



**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL ESTADO DE HIDALGO**  
**INSTITUTO DE CIENCIAS BÁSICAS E INGENIERÍA**

---

**“IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA ADSL  
CON TURBO-CODIFICACIÓN Y  
TURBO-ECUALIZACIÓN”**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES  
P R E S E N T A N :**

**FABIÁN JUÁREZ LÓPEZ  
DIANA THELPALO CARBALLO**

**ASESOR:**

**DR. DANIEL TAPIA SÁNCHEZ**

**PACHUCA DE SOTO, HGO; ENERO 2009.**



## **AGRADECIMIENTOS**

Agradezco en primer lugar, y antes de todo, a Dios por haber guiado mi camino durante toda mi vida y haberme puesto siempre en el lugar indicado; en segundo lugar quiero agradecer a mi madre por haber hecho el mayor de sus esfuerzos para que mis hermanas y yo, tuviéramos una carrera profesional, la misma que hoy concluyo con gran satisfacción, además por su apoyo, por todos sus consejos y regaños que nunca faltaron, para que ahora sea la mujer que soy.

Claro que no pueden faltar mis hermanas, quienes siempre estuvieron a mi lado, en las buenas y en las malas, por los juegos, por las risas, por los enojos, por ser quienes son.

A Fabián, mi chango, mi mejor amigo, por todo su apoyo y comprensión, por su paciencia, por su tiempo, por su amor, por su sinceridad, por sus consejos, por hacerme feliz y por regalarme, en pocas palabras, un poquito de su vida.

Sin duda, no podrían faltar las personas que siempre me hicieron reír, llorar y divertirme a lo grande, claro, mis amigos, Sandy, Tere, Elias, Abi, la Mostra, Dianita, Ángel, Alberto, Miguel, ya que sin ellos mi estancia en la universidad hubiera sido un poco aburrida,

A todos ustedes y a las personas que ahora ya no están conmigo, por que ahora están en el cielo, muchas gracias por contribuir con su granito de arena para que ahora sea quien soy, por su tiempo y cariño, MIL GRACIAS Y QUE DIOS LOS BENDIGA SIEMPRE!!!

***DIANA THELPALO CARBALLO***

*Dedicamos este trabajo a las personas*

*más importantes de nuestras vidas...*

*A nuestros padres y hermanos,*

*muchas gracias por su*

*apoyo incondicional.*

*Los queremos mucho!!!!*

*Diana y Fabián*

## RESUMEN

Esta tesis estudia tres esquemas distintos para mejorar la eficiencia de un sistema de comunicación multi-portadora sobre el lazo de suscriptor digital asíncrono. El primer tópico discutido es el uso de un turbo-codificador para mejorar la capacidad del sistema para reducir la tasa de error por bit. La segunda parte aborda la reducción de la respuesta al impulso del canal para transceptores multitono discreto. Se formula un recortador de la respuesta al impulso basado en el error cuadrado promedio mínimo para permitir un desempeño con una tasa de datos casi óptima. Se introduce también el concepto de la turbo-ecualización y se aplica al sistema DSL desarrollado para incrementar su desempeño. La parte final de la tesis aborda problemas clásicos en el diseño de sistemas multi-portadora tales como la carga de bit y potencia. Se presentan procedimientos para reducir la carga de bit en el sistema así como la relación entre la potencia pico y la potencia promedio en una señal multitono.

## ABSTRACT

This thesis explores three distinct philosophies for improving the efficiency of multi-carrier communication on the digital subscriber loop. The first topic discussed is the use of turboencoding to improve the system capacity and bit error rate, respectively. The next part of the thesis examines the impulse response shortening for discrete multitone transceivers. The minimum mean-squared error impulse response shortener is reformulated to allow near-optimal rate performance. Turbo-equalization topic is also introduced and it is applied to improve the DSL system performance. The final section of the thesis is a brief exposition of classical problems in multicarrier systems such as bit- and power- loading topics. Algorithms to reduce the Peak-to-Average Power Ratio are developed for multitone systems.

# ÍNDICE GENERAL

	PÁGINA
Agradecimientos .....	v
Dedicatoria .....	vii
Resumen .....	viii
Abstract .....	ix
<b>CAPÍTULO 1. Introducción</b>	
1.1 Esquema General.....	1
1.2 Objetivos de la Tesis.....	3
1.2.1 Objetivo General.....	3
1.2.2 Objetivos Particulares.....	3
1.3 Estructura de la tesis .....	4
<b>CAPÍTULO 2. Fundamentos de la Tecnología ADSL</b>	
2.1 Fundamentos de la tecnología ADSL.....	5
2.1.1 Modelos de referencia de ADSL .....	10
<b>CAPÍTULO 3. Estudio comparativo de ADSL con otras tecnologías de acceso a Internet</b>	
3.1 Origen de las tecnologías Xdsl .....	14
3.1.1 Módems en la banda de voz.....	15
3.1.2 Red Digital de Servicios Integrados.....	17
3.2 Comparación de ADSL con otras tecnologías de la familia xDSL .....	17
3.2.1 HDSL.....	19
3.2.2 HDSL2.....	20

3.2.3	SDSL.....	20
3.2.4	IDSL.....	21
3.2.5	VDSL.....	21
3.3	Comparación de ADSL con Hybrid Fiber Coax (HFC).....	22

## **CAPÍTULO 4. ADSL y la modulación multitono discreta**

4.1	Introducción.....	25
4.2	ADSL transceiver.....	26
4.2.1	Arquitectura típica.....	26
4.2.2	Introducción a la Modulación Multitono Discreta (DMT).....	26
4.2.3	Modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM).....	29
4.2.4	Transmisor DMT.....	31
4.2.5	Canal de transmisión.....	32
4.2.6	Receptor DMT.....	34
4.3	Modelo físico del canal DSL.....	37
4.3.1	Elementos DSL.....	37
4.3.2	Constantes de línea principales: $R, L, G, C$ .....	38
4.3.3	Constantes de línea secundarias.....	40
4.3.4	Matrices ABCD.....	41
4.3.5	Función de transferencia del lazo.....	43
4.3.6	DAC, Filtros Anti-aliasing y Divisor.....	44
4.3.7	Respuesta al impulso del lazo.....	45
4.3.8	Ruido, diafonía e interferencia de radiofrecuencia.....	47
4.4	Modulación Multitono Discreta.....	49
4.5	DMT a través de la Transformada Rápida de Fourier.....	49
4.5.1	Inserción de la Banda de Guarda.....	52
4.5.2	Prefijo cíclico vs Banda de guarda.....	54
4.5.3	Estimación de Canal.....	58
4.6	Resumen de capítulo.....	59

## **CAPÍTULO 5. Aspectos técnicos y figuras de mérito de sistemas DMT**

5.1	Introducción.....	60
-----	-------------------	----

5.2	El banco de filtros transceptor .....	61
5.3	Transformación por bloque – DMT .....	63
5.4	Banco de filtros sobre-interpolados .....	63
5.5	Ecuación .....	64
5.6	Cancelación de eco .....	65
5.7	Operaciones a nivel de bit: codificación, scrambling e intercalación .....	66
5.8	Relación de Potencia Pico-Promedio.....	68

## **CAPÍTULO 6. Técnicas avanzadas para la ecualización de canal en sistemas DMT**

6.1	Introducción.....	70
6.2	Ecualización mediante multiplicación en el dominio de frecuencia .....	70
6.3	Ecualización a través de un filtro con Respuesta al Impulso Objetivo (TIR)...	72
6.4	Ecualización en el dominio del tiempo sin intervalo de guarda .....	73
6.5	Turbo-Ecuación.....	75
6.6	Discusión.....	77

## **CAPÍTULO 7. Implementación de un sistema ADSL con turbocodificación**

7.1	Introducción.....	78
7.2	El Turbocodificador.....	78
7.3	Interleaver y deinterleaver .....	79
7.3.1	Codificador convolucional.....	80
7.3.2	Interleaver .....	81
7.4	Diagrama de flujo del turbo codificador.....	83
7.5	Turbo decodificador.....	85
7.5.1	Diagrama de flujo del turbo decodificador.....	85

## **CAPÍTULO 8. RESULTADOS VÍA SIMULACIÓN**

8.1	Evaluación del desempeño del sistema.....	87
8.2	Inmunidad al retardo de propagación multi-trayectoria .....	92
8.3	Recorte de la Potencia Pico .....	93



8.4 Tolerancia del DMT al ruido Gaussiano .....	94
<b>CONCLUSIONES</b> .....	95
<b>BIBLIOGRAFÍA</b> .....	97

# ÍNDICE DE FIGURAS

## PAGINA

2.1	Par trenzado no blindado .....	7
2.2	Modelo de referencia del sistema publicado por DSL fórum .....	8
2.3	Modelo de referencia simplificado .....	11
2.4	Esquema conceptual de un DSLAM.....	11
2.5	FDM para un cable par trenzado .....	13
2.6	Asignación de sub-canales o tonos para modulación DMT .....	13
3.1	Red Básica HFC.....	23
4.1	Ejemplos de Constelación QAM.....	30
4.2	Modelo para un ADSL transceiver que utiliza 256 sub-canales .....	30
4.3	Mecanismo para adición del prefijo cíclico a los símbolos DMT.....	32
4.4	Concepto de diafonía en líneas telefónicas .....	33
4.5	Ejemplo de respuesta al impulso del canal .....	34
4.6	Ejemplo de diferentes símbolos transmitidos con ISI .....	35
4.7	Respuesta del canal después del ecualizador .....	35
4.8	Puntos de la constelación QAM antes y después de la ecualización FEC .....	36
4.9	Diagrama de una línea de transmisión.....	39
4.10	El canal analógico, considerando el DAC, los divisores, los filtros AA, el canal DSL y el ADC.....	43
4.11	Comportamiento de un DAC.....	45
4.12	El cuadrado de la magnitud de las respuestas en frecuencia para distintos lazos de prueba DSL.....	46
4.13	Respuesta al impulso muestreada para el lazo de prueba ADSL.....	47
4.14	Ruido, Diafonía e interferencia .....	48
4.15	Señales DMT.....	52
4.16	Inserción del Prefijo Cíclico. Las últimas $L$ muestras de cada bloque DMT son Reproducidas al inicio del bloque .....	55
5.1	Banco de filtros de un transceptor de $N$ canales: El banco de síntesis transmite y el banco de análisis recibe. También se conoce como "Transmulticanalizador.....	60
5.2	Circuito híbrido equivalente .....	66
6.1	Un intervalo de guarda mayor que la memoria del canal .....	71
6.2	Ecualización usando un filtro con Respuesta al Impulso Objetivo (TIR).....	73

6.3	Código y Canal.....	75
7.1	Diagrama de bloques del Turbo codificador.....	78
7.2	Diagrama en bloques del turbo decodificador.....	79
7.3	Turbo codificador implementado.....	82
7.4	Diagrama de flujo del Turbo codificador.....	83
7.5	Diagrama de flujo del Turbo decodificador.....	86
8.1	Transmisión, recepción y detección de dos señales de prueba usando el sistema ADSL desarrollado.....	88
8.2	Tasa de error por bit para el sistema ADSL convencional, usando turbocodificación y turbo-ecualización, respectivamente.....	89
8.3	Tasa de error por bit con relación al orden del polinomio generador.....	90
8.4	Magnitud del canal real y estimada.....	91
8.5	Respuesta al impulso del canal real y estimadas.....	91
8.6	Tolerancia al retardo de propagación de OFDM.....	92
8.7	Recorte de la Potencia Pico.....	93
8.8	BER vs SNR.....	94

## **ÍNDICE DE TABLAS**

	<b>PAGINA</b>
2.1 Características de la línea y velocidad de transmisión .....	8
2.2 Definiciones del modelo de referencia para un sistema ADSL .....	9
3.1 Los diferentes sistemas xDSL .....	19
3.2 Comparación entre ADSL y HFC .....	23
4.1 Asignación de frecuencias para modulación DMT .....	27
4.2 Constantes de línea para los tipos de cable utilizados en ADSL y VDSL .....	39

# CAPÍTULO 1

## INTRODUCCIÓN

### 1.1 Esquema general

Los medios de transmisión han evolucionado desde el par de cobre y los cables coaxiales, hasta llegar a la fibra óptica, un medio de transmisión con capacidad para transmitir enormes caudales de información. Los sistemas de transmisión han pasado de sistemas analógicos de válvulas hasta llegar a sistemas de transmisión digitales.

La capacidad de los equipos de conmutación empleados ha ido multiplicándose hasta llegar a centrales de conmutación digitales con capacidad para conmutar decenas de miles de conexiones a 64 Kbps.

La idea de contar con una única red proporcionando todo tipo de servicio viene de algún tiempo atrás, pero la falta de base tecnológica ha postergado esa posibilidad de crecimiento en gran parte, pese a la gran demanda por parte de los usuarios de una tecnología que optimice su tiempo brindando mayor velocidad de respuesta y la obtención de gran cantidad de información como es el caso de ADSL, la que aprovecha más apropiadamente el espectro de frecuencia del cobre. El carácter asimétrico de esta tecnología se adapta perfectamente a Internet, debido a que los usuarios de la Red suelen recibir (velocidad de bajada o descendente) mucho más datos de los que envía (velocidad de subida o ascendente) ADSL es un servicio que ayuda a los proveedores a retener a sus clientes y a mantener el liderazgo en el mercado de las telecomunicaciones. Otra característica importante de ADSL es que separa la voz y los datos, de forma que se puede hablar por teléfono aunque el ordenador esté conectado a Internet. ADSL se comercializa bajo la modalidad de cuota fija pagando una tarifa plana, con independencia de cuánto tiempo se haya tenido el ordenador conectado a la Red y facturación independiente de la voz. El despliegue de ADSL posibilita la oferta de servicios de banda ancha a través del cable telefónico.

Sin embargo, a pesar de que actualmente la tecnología ADSL ha evolucionado hasta convertirse en uno de los medios más confiables, veloces y seguros para proporcionar servicios de comunicación de voz, datos y video, este esquema no escapa de las cada vez más exigentes tasas de transmisión impuestas por el crecimiento global de las comunicaciones. Es por ello que entre la comunidad de investigación y desarrollo en el área de las comunicaciones, existe un intenso trabajo por desarrollar técnicas más eficientes para transmitir información a través de los alambres de cobre sobre los cuales descansa la red telefónica internacional.

Entre las técnicas propuestas en las últimas publicaciones sobre ADSL y, específicamente, sobre DMT y su equivalente para aplicaciones inalámbricas OFDM, destaca el uso de turbocodificación y turboecualización en los transceptores de banda ancha. Estas dos técnicas representan los últimos resultados en la tecnología de comunicaciones y han demostrado que pueden triplicar el desempeño de los actuales modems ADSL.

Es por ello que en este trabajo dedicamos nuestra atención a estudiar los aspectos técnicos relevantes en la aplicación de esquemas de codificación ecualización avanzados sobre un enlace ADSL convencional.

## **1.2 OBJETIVOS DE LA TESIS**

### **1.2.1 Objetivo General**

El objetivo general de esta tesis es contribuir al estudio de la tecnología ADSL e intentar generar mejoras mediante el uso de turbo codificación y turbo ecualización para disminuir la tasa de errores mediante procedimientos para reducir la carga de bits que afecta a la transmisión, y así optimizar su rendimiento y sus características.

### **1.2.2 Objetivos Particulares**

- Realizar una revisión del estado del arte dentro del campo de las comunicaciones de banda ancha y, específicamente, de ADSL.
- Desarrollar un marco conceptual de la tecnología ADSL que permita comprender los aspectos técnicos involucrados en el desarrollo de la tesis
- Analizar los beneficios de los esquemas de codificación basados en Turbo códigos y evaluar su aplicación en el sistema de comunicaciones ADSL.
- Analizar los beneficios y limitaciones técnicas de la turboecualización dentro de los sistemas ADSL.
- Desarrollar un simulador para ADSL que permita evaluar la aplicación de los distintos métodos de transmisión y recepción de información considerando esquemas de operación actuales.

### **1.3 Estructura de la Tesis**

Con este propósito hemos dividido el presente trabajo en ocho capítulos. En primer lugar, se presenta el estado del arte en el diseño de sistemas ADSL, su estructura, aspectos técnicos, figuras de mérito y cuestiones de implementación. Posteriormente, se presenta una revisión de las diferentes técnicas de modulación utilizadas en las distintas versiones de ADSL y se analizan sus ventajas y limitaciones. También se describen los principios de la turbocodificación y la turboecualización los cuales nos permitirán comprender los requerimientos técnicos para introducir estas tecnologías en un mismo sistema ADSL. Finalmente, se ofrece una descripción detallada de los resultados obtenidos, se realizan algunas recomendaciones y se concluye el trabajo con los módulos a nivel de simulación desarrollados.



## CAPÍTULO 2

### FUNDAMENTOS DE LA TECNOLOGÍA ADSL

A lo largo de este capítulo se describen y estudian los fundamentos de la tecnología Línea Digital de Abonado Asimétrica o ADSL, así como la teoría general de la arquitectura típica de un módem ADSL. Al final del mismo, se explican brevemente algunas de las limitantes del sistema, como son los diversos tipos de ruido y errores comunes.

#### 2.1 Fundamentos de la Tecnología ADSL

ADSL es una técnica de acceso a Internet de banda ancha que nos permite tener y correr aplicaciones multimedia de gran ancho de banda, tales como video conferencias, video en demanda, video en tiempo real, TV digital, etc. Es una tecnología hecha realidad en muchos hogares y empresas que requieren de acceso a la red de redes a una velocidad muy rápida y en la actualidad, es una de las tecnologías comerciales de acceso a Internet más populares del mundo, esto debido en gran parte a que permite la coexistencia de servicios de telefonía de una ISDN (Red Digital de Servicios Integrados, por sus siglas en inglés) y aplicaciones multimedia de banda ancha, todo sobre las líneas telefónicas ordinarias [1]. Lo anterior se debe a que ADSL opera a frecuencias por encima de las frecuencias de operación de la telefonía estándar sobre el mismo par trenzado, lo que permite servicios simultáneos de voz y datos.

El origen de ADSL se remonta a finales de los años 80s cuando Joseph Lechleider, un investigador de Bellcore, propone la idea de una nueva tecnología para soportar tráfico de datos de una manera síncrona que pudiera explotar la naturaleza asíncrona de la mayor parte de las aplicaciones multimedia, donde gran cantidad de información debe fluir hacia el suscriptor (Downstream) y solo una menor cantidad de información interactiva de control fluye del suscriptor hacia la oficina central [2]. Esta idea surge como una extensión natural de la

tecnología de acceso DSL (Digital Subscriber Line), que fue desarrollada en aquellos años para acceder a la Red Digital de Servicios Integrados a una velocidad full dúplex de 160 Kbps.

Los estudios computacionales realizados por Bellcore fueron cedidos a universidades y a compañías fabricantes para refinar la teoría matemática y construir diversos prototipos [2]. Estos trabajos dieron origen a esfuerzos conjuntos para desarrollar estándares internacionales y los resultados fueron positivos al crearse dos estándares: uno fue creado para Norteamérica por la ANSI (American National Standards Institute) bajo el nombre de T1.413, en el año de 1995; el otro es una derivación del primero ya que se basa en el núcleo de T1.413, creado por la ITU (International Telecommunications Union) en 1997 bajo el nombre de ITU-T G.992.1 para Europa y otros países [ 2]

Una de las características distintivas de ADSL, con respecto a otras tecnologías de acceso a Internet es su asimetría, esto es, la velocidad de transmisión de bajada es mucho mayor que la velocidad de transmisión de subida. Las velocidades que ADSL puede soportar van de 6 a 8 Mbps en el canal de bajada, también conocido como downstream, mientras que en el canal de subida o upstream soporta hasta un máximo de 640 Kbps. Estas velocidades están especificadas por la ITU G.992 y la ANSI T1.413; sin embargo, no son las únicas velocidades estandarizadas. En 1998 surgió la idea de lanzar una versión de ADSL que permitiera un mercado masivo de esta tecnología y a un precio mucho más accesible para las personas, ya que originalmente ADSL fue propuesto para ofrecer Video en Demanda (VoD) en un mercado residencial. La propuesta original falló en un principio debido a la necesidad de grandes inversiones en equipo de video centralizado y al factor limitante que resultaba el backbone de Internet en aquellos años. La nueva propuesta se basó en la premisa de que era necesario tener altas velocidades de transmisión de datos en la parte del lazo del abonado si aún no eran viables los servicios de VoD y algunos servicios multimedia. Es así como nace la versión ADSL Lite, cuyo estándar es G992.2 con velocidades de bajada hasta de 1.5 Mbps y 512 Kbps de subida, con un costo mucho más bajo que la versión ADSL Full Rate [3].

En general, la velocidad de transmisión en ADSL depende de las características del lazo de abonado o suscriptor (Subscriber Loop), que conecta a un usuario a la oficina central (CO). Cada lazo de abonado consiste de un par de cables de cobre aislados con calibres entre 26 AWG y 19 AWG (American Wire Range) que equivalen a un rango entre 0.4 mm y 0.91 mm.

Una planta de lazos típicamente consiste de un cable alimentador multipar que sale de la oficina central; éste puede tener hasta 50 grupos de cables, cada uno de los cuales puede contener 10, 25 o 50 pares de cobre. En la interfase de distribución (FDI, Feeder, Distribution Interface) se divide el cable alimentador multipar en varios cables de distribución pequeños (hasta 50 pares), mismos que se dividen en varios pares individuales que son los que finalmente llegan a los usuarios. Dentro de los cables, los dos hilos de cada par están trenzados uno con el otro para formar un par trenzado sin blindaje (UTP, Unshielded Twisted Pair). La mayor parte de la infraestructura instalada es UTP categoría 3, ya que ésta es apropiada para la telefonía tradicional; una pequeña porción es categoría 5, apropiado para aplicaciones Ethernet de 100 Mbps. Las Figuras 2.1a y 2.1b muestran estas descripciones gráficamente [4].

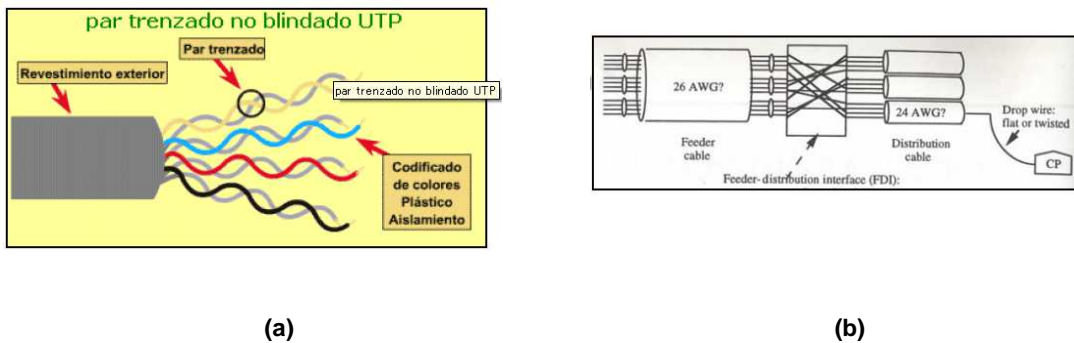


Fig. 2.1. Par trenzado no blindado.

Algunos de los factores que afectan el rendimiento del lazo de abonado son la longitud de la línea, el calibre del cable, la presencia de bridged taps (puentes o circuitos abiertos sobre la línea telefónica) y la interferencia por acoplamiento cruzado. A mayor frecuencia y longitud de la línea, las pérdidas se incrementan, mientras que para diámetros de cable mayores, las pérdidas disminuyen. La Tabla 2.1 muestra las velocidades que se alcanzan bajo ciertas características de la línea.

Para poder estudiar en su totalidad la tecnología ADSL, es necesario revisar y definir el modelo de referencia de la arquitectura ADSL, publicado por el DSL Forum (Ver Figura 2.2 y Tabla 2.2). Este modelo de referencia es una excelente herramienta para comenzar el estudio de la tecnología ADSL y comprender en qué parte de la red de comunicaciones funciona.

Velocidad de transmisión Mbps	Calibre del cable AWG	Distancia ft	Diámetro del cable mm	Distancia Km
1.5 o 2	24	18,000	0.5	5.5
1.5 o 2	26	15,000	0.4	4.6
6.1	24	12,000	0.5	3.7
6.1	26	9,000	0.4	2.7

Tabla 2.1. Características de la línea y velocidad de transmisión.

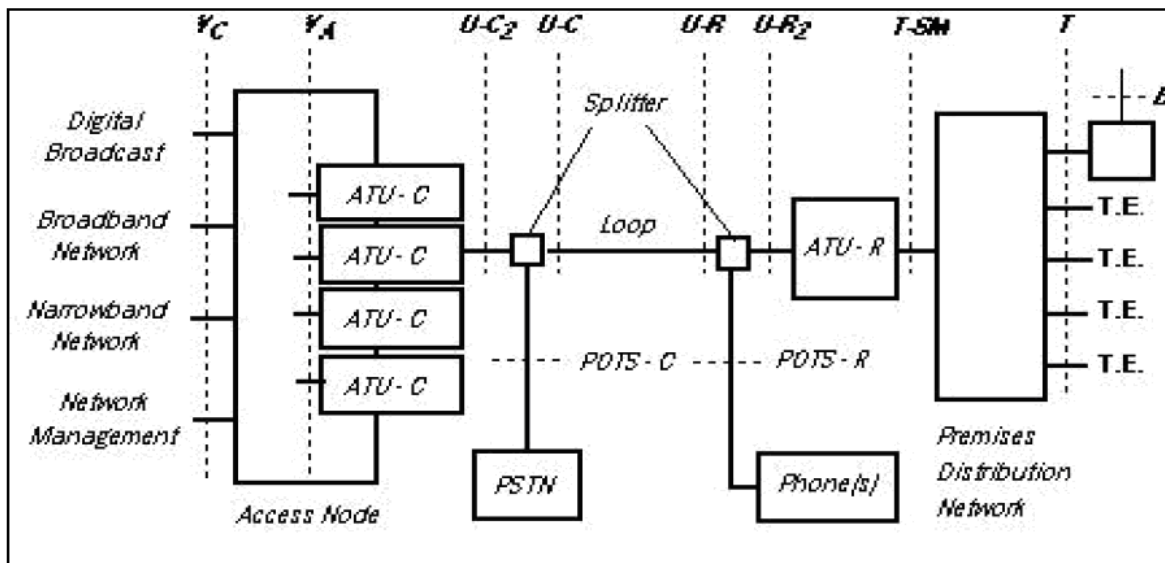


Figura 2.2 Modelo de referencia del sistema publicado por DSL forum

<b>ATU-C:</b>	ADSL Transceiver Unit-Central Office. Unidad de transmisión-recepción ADSL en la oficina central, que puede estar incluida dentro del nodo de acceso.
<b>ATU-R:</b>	ADSL Transceiver Unit-Remote. Unidad de transmisión-recepción ADSL (módem ADSL) remoto del cliente o suscriptor, que puede estar incluida dentro del módulo de servicio.
<b>Access Node:</b>	Nodo de acceso. Punto de concentración para datos de banda ancha y banda ancha. Puede colocarse tanto en la oficina central o en un sitio remoto.
<b>B:</b>	Entrada auxiliar de datos (por ejemplo, de un satélite) al módulo de servicio (por ejemplo, un Set Top Box).
<b>Broadcast:</b>	Entrada de datos de banda ancha en modo simple (típicamente broadcast video).
<b>Broadband Network:</b>	Red de Banda Ancha. Sistema de conmutación para tasas de transmisión de datos por encima de 1.5/2.0 Mbps.
<b>Loop:</b>	Lazo o bucle de la línea telefónica de cobre par trenzado. Los lazos pueden variar en distancia, diámetro, antigüedad y características de transmisión dependiendo de la red.
<b>Narrowband Network:</b>	Red de Banda Angosta. Sistema de conmutación para tasas de transmisión de datos iguales o por debajo de 1.5/2.0 Mbps.
<b>POTS:</b>	Servicio Tradicional de Telefonía (Plain Old Telephone Service).
<b>POTS-C:</b>	Interfase entre la PSTN y el filtro POTS en la parte final de la red.
<b>POTS-R:</b>	Interfase entre los teléfonos y el filtro POTS en el lado del cliente.
<b>PDN:</b>	Red de distribución de Premisas (Premises Distribution Network). Sistema para interconectar ATU-R con los módulos de servicio. Puede ser interconexión punto a punto o multipunto; para este último caso, la topología puede ser bus o estrella.
<b>PSTN:</b>	Red de Telefonía Pública Conmutada (Public Switched Telephone Network).
<b>SM:</b>	Módulo de servicio (Service Module). Realiza funciones de adaptación de terminales. Algunos ejemplos son las interfases de PC, ruteadores LAN o Set Top Boxes.
<b>Splitter:</b>	Filtro que separa las señales de alta frecuencia de POTS, localizado tanto en la parte de la oficina central como en la parte del cliente. El

	filtro puede estar integrado dentro de los ATU o físicamente separado de ellos.
<b>T-SM:</b>	Interfase entre ATU-R y PDN, y puede estar integrada dentro de un módulo de servicio. Ejemplos son conexiones T1/E1 y conexión Ethernet.
<b>T:</b>	Interfase entre la PDN y los módulos de servicio. Esta interfase puede desaparecer a nivel físico cuando un ATU-R está integrado a un módulo de servicio.
<b>U-C:</b>	Interfase entre el lazo y el filtro POTS en el lado de la red.
<b>U-C<sub>2</sub>:</b>	Interfase entre el filtro POTS y ATU-C.
<b>U-R:</b>	Interfase entre el lazo y el filtro POTS en el lado del cliente.
<b>U-R<sub>2</sub>:</b>	Interfase entre POTS y ATU-R.
<b>V<sub>A</sub>:</b>	Interfase lógica entre ATU-C y el nodo de acceso. Esta interfase puede contener STM (Synchronous Transfer Mode), ATM (Asynchronous Transfer Mode), o ambos modos de transferencia.
<b>V<sub>C</sub>:</b>	Interfase lógica entre el nodo de acceso y la red. Para el segmento de banda ancha de esta interfase pueden utilizarse conmutación STM, conmutación ATM o conexiones de línea tipo privada.

**Tabla 2.2** Definiciones del modelo de referencia para un sistema ADSL.

### 2.1.1 Modelos de referencia de ADSL

El modelo de referencia puede parecer complejo ya que incluye las múltiples posibilidades y capacidades de la tecnología ADSL, así como las interfaces necesarias para proveer tales capacidades. Sin embargo, este modelo podemos simplificarlo tal y como lo muestra la Figura 2.3, considerando únicamente los elementos básicos de la arquitectura. Entre estos elementos están los módems ADSL en ambos lados del lazo (ATU-R y ATU-C) y el separador o filtro (splitter). El lazo de cobre o abonado entre el usuario y la oficina central termina en un filtro que separa el tráfico ADSL del tráfico de telefonía tradicional (POTS). En el lado del usuario, este filtro separa el lazo de cobre en dos partes, uno para conectar el aparato telefónico y el segundo para conectar un módem ADSL (ATU-R). En el lado de la oficina central ocurre lo mismo, solo que el proceso es un poco más complejo. El filtro manda un par a un conmutador de servicio telefónico y manda el segundo par al módem ADSL (ATU-C). En la oficina central varios ATU-C pueden incluirse en una sola caja que se conoce como

DSLAM (Figura 2.4). Este dispositivo también puede ubicarse en un sitio remoto cercano a varios usuarios. Además de funciones administrativas, la función primaria de un DSLAM es multiplexar y demultiplexar los varios ATU-C incluidos hacia alguna red de transporte, típicamente una red ATM [2].

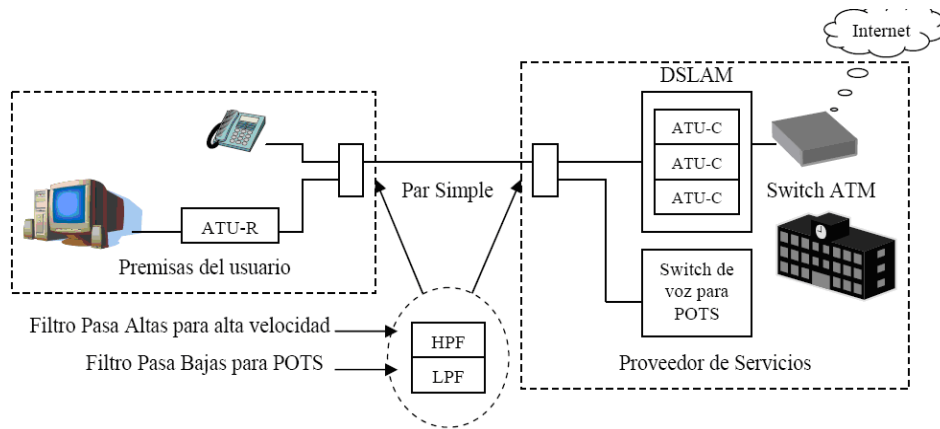


Figura 2.3 Modelo de referencia simplificado

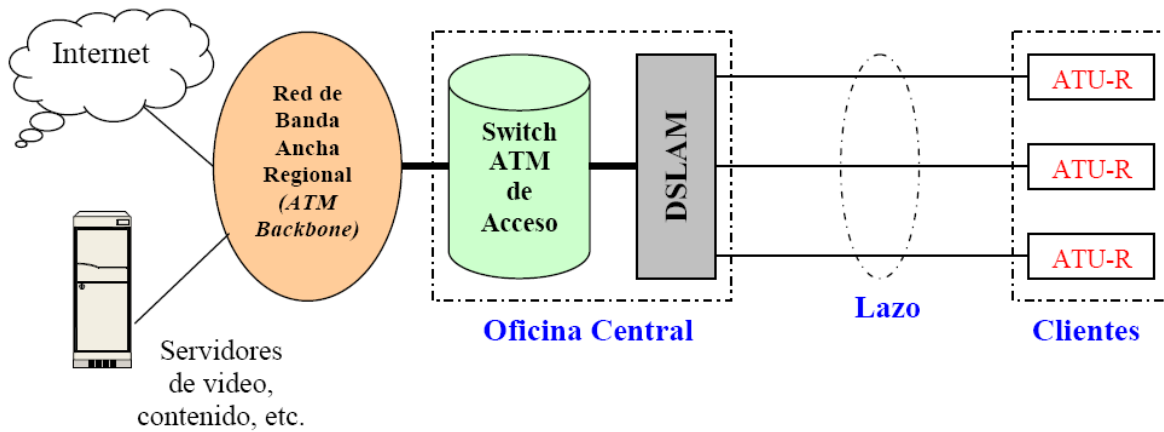


Figura 2.4 Esquema conceptual de un DSLAM

De acuerdo con el modelo OSI (Open Systems Interconnection) de referencia, ADSL es una tecnología de capa física por lo que existen capas superiores que trabajan sobre ADSL. En la mayoría de los casos, la capa de enlace de datos se implementa utilizando ATM debido a que es una tecnología de banda ancha, que se caracteriza por su eficiencia en la transmisión de datos sobre redes de alta velocidad.

Una de las ventajas de ADSL con respecto a las tecnologías de acceso basadas en dial-up es la característica de conexión permanente a Internet ("always on"). Cuando un usuario final enciende el ATU-R o módem ADSL, éste se sincroniza automáticamente con el ATU-C. Aquí las células ATM que residen en la capa de enlace contienen información de direccionamiento que especifica a qué proveedor de servicios de Internet debe conectarse. Cuando la conexión se establece, una conexión virtual permanente (PVC, Permanent Virtual Connection) también se establece entre el ATU-R y el proveedor de servicios de Internet. Como resultado, el usuario final tiene un enlace directo a Internet durante el tiempo que éste permanece encendido.

ADSL utiliza una técnica de modulación multiportadora, conocida como DMT (Discrete Multi Tone), que divide el ancho de banda disponible de 1,104 MHz en 256 subcanales, sub-portadoras o tonos que van desde 0 KHz hasta 1,104 MHz. Cada tono ocupa 4.3125 KHz del ancho de banda total y utiliza una técnica de modulación en cuadratura conocida como QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Lo anterior se debe a que cada tono puede transportar hasta un máximo de 15 bits de información, dependiendo de la relación señal a ruido presente en cada tono y es necesario aplicar esta técnica de modulación para codificarlos.

El primer tono o sub-canal se utiliza para los servicios de telefonía de voz tradicional (POTS), en tanto que los tonos entre en el rango de frecuencias de 4.3125 KHz a 25.875 KHz (tonos del 2 al 6) se utilizan para evitar la interferencia entre POTS y ADSL. Los tonos del 7 al 32 ubicados entre 25.768 KHz y 138 KHz se utilizan para la transferencia de datos en la dirección de subida (upstream), mientras que los tonos del 33 al 256 ubicados entre 138 KHz y 1.104 MHz son utilizados para la transferencia de datos en la dirección de bajada (downstream). Estas frecuencias están estandarizadas por la ANSI (American National Standards Institute) bajo ANSI T1.413. La Figura 2.6 muestra un esquema de FDM (Frequency Division Multiplexing) para el ancho de banda disponible en un cable par trenzado y que hace posible la coexistencia entre POTS o PSTN, ISDN y la tecnología ADSL. La Figura 2.7 muestra la asignación de todos de frecuencia o sub-canales para la modulación DMT [3].



Existe otra técnica para asignar las bandas de frecuencias, conocida como cancelación de eco. Esta técnica permite un traslape del canal de bajada sobre el canal de subida, lo que causa que los canales sean independientes permitiendo un incremento en la tasa de bajada. A pesar de lo anterior, esta técnica no es muy utilizada ya que a costa de un incremento en la tasa de transmisión de bajada se reduce la tasa de transmisión de subida, además de que resulta mucho más complejo de implementar. Por estas y otras razones concernientes a la administración del espectro se prefiere utilizar FDM.

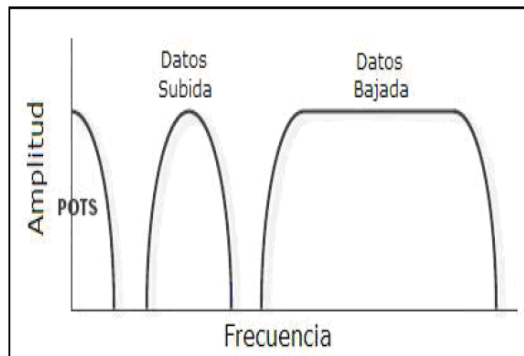


Figura 2.5 FDM para un cable par trenzado

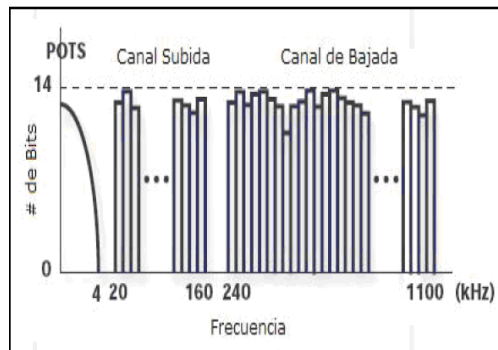


Figura 2.6 Asignación de sub-canales o tonos para modulación DMT

## CAPÍTULO 3

# ESTUDIO COMPARATIVO DE ADSL CON OTRAS TECNOLOGÍAS DE ACCESO A INTERNET

### 3.1 Origen de la tecnología xDSL

En este trabajo de tesis estamos interesados con los desafíos en la ingeniería de sistemas DSL asimétricos (ADSL) y, en particular, en cómo las técnicas multi-portadora pueden ser explotadas para enfrentar esos retos, los cuales se describirán de manera específica a lo largo de los siguientes dos capítulos. En este capítulo se da una breve reseña de DSL, desde los primeros módems en la banda de voz de los años 50's con apenas unos cientos de bits por segundo (bps) de velocidad, hasta los modelos recientes para sistemas DSL de muy alta velocidad (VDSL) con tasas unidireccionales por encima de los 50 Mbps, pasando por los modelos específicos para comunicaciones DSL asimétricas.

El acrónimo xDSL se refiere a una familia de tecnologías y estándares relacionados que constituyen las diferentes tecnologías DSL, donde la "x" se utiliza para identificar precisamente los diferentes estándares y versiones que se han desarrollado.

Actualmente los usuarios requieren más servicios y aplicaciones que les faciliten llevar a cabo ciertas operaciones muy habituales, como pueden ser transacciones comerciales y bancarias, videoconferencias, acceso a Internet, intranets, acceso remoto a LAN's, etc.

Algunos de estos servicios ya eran posibles mucho tiempo antes, basados en el cable, la fibra óptica, etc.; sin embargo, su instalación requería de una nueva infraestructura para llevar estos medios físicos hasta el usuario. Esto suponía un costo demasiado elevado tanto para el usuario como para el operador, en comparación con las ventajas aportadas por el servicio.

Bajo estas características nace xDSL (x Digital Subscriber Line), tecnología que soporta un gran ancho de banda con unos costos de inversión relativamente bajos y que trabaja sobre la red telefónica ya existente. Además la facilidad de instalación de los equipos xDSL reduce los

costos por tiempo. Los servicios basados en xDSL se han establecido como una solución para el acceso de banda ancha a datos, tanto en los mercados comerciales como residenciales. Las principales ventajas de esta tecnología son la capacidad para acomodar al mismo tiempo voz y datos y la posibilidad de aprovechar la infraestructura ya existente de telecomunicaciones.

xDSL está formado por un conjunto de tecnologías que proveen un gran ancho de banda sobre circuitos locales de cable de cobre, sin amplificadores ni repetidores de señal a lo largo de la ruta del cableado, entre la conexión del cliente y el primer nodo de la red. Son unas tecnologías de acceso punto a punto a través de la red pública, que permiten un flujo de información tanto simétrico como asimétrico y de alta velocidad. Las tecnologías xDSL convierten las líneas analógicas convencionales en digitales de alta velocidad, con las que es posible ofrecer servicios de banda ancha en el domicilio de los clientes, similares a los de las redes de cable o las inalámbricas, aprovechando los pares de cobre existentes, siempre que estos reúnan un mínimo de requisitos en cuanto a la calidad del circuito y distancia.

Esta tecnología tiene varias ventajas, entre ellas esta descongestionar las centrales y la red conmutada, se puede ofrecer el servicio de manera individual sin necesidad de redireccionar todas las centrales.

xDSL es una tecnología "Modern-Like" (muy parecida a la tecnología de los módems) en la que es requerido un dispositivo módem xDSL terminal en cada extremo del circuito de cobre. Estos dispositivos aceptan flujo de datos en formato digital y lo superponen a una señal analógica de alta velocidad [2].

### **3.1.1 Módems de la Banda de Voz**

La PSTN fue desarrollada esencialmente como una red de comunicaciones analógicas utilizada para transportar señales de voz en frecuencias por debajo de los 4 kHz. En efecto, los filtros en la fanda de voz fueron diseñados exclusivamente para dejar pasar frecuencias en el rango aproximado de 300 Hz – 3.3 kHz, puesto que se determinó que éste era suficiente para permitir una señal de voz masculina para una conversación inteligible (la voz femenina ocupa una banda espectral marginalmente más alta y, correspondientemente, existe un poco más de distorsión en la voz de una mujer que en la de un hombre durante una conversación telefónica. Antes de los años 50's, la telegrafía de baja velocidad permitió la transmisión digital a tasas por debajo de 100 bps, pero no fue sino hasta los años 50's, después de la invención del transistor, la aparición de la computadora digital, la caracterización de las

características de la transmisión telefónica y el desarrollo de la teoría de las comunicaciones de Shannon [8], que aparecieron los primeros modems para la banda de voz digitales. Modem es una abreviatura de modulación-demodulación, refiriéndose a las funciones de señalización en el transmisor y receptor del enlace de comunicación.

En 1962 el modem Bell 103 utilizó la modulación por corrimiento de frecuencia (FSK) para alcanzar una transmisión de 300 bps sobre la PSTN. En 1964, el Comité de Consultoría Internacional en Telegrafía y Telefonía (CCITT, por sus siglas en francés), el cuerpo de estandarización en telecomunicaciones europeo en ese entonces, ahora convertido en la Unión Internacional de Telecomunicaciones, creó el estándar V.21 para esa tasa de datos. Estos estándares propiciaron la urgencia por alcanzar la máximo tráfico sobre la red telefónica. La capacidad de Shannon para la transmisión confiable de datos sobre canales limitados en banda fue determinada como  $C = B \log_2(1 + SNR) \text{ bps}$ , donde  $B$  es el ancho de banda del canal y  $SNR$  es la relación señal a ruido del receptor. Durante la década de 1960, la decodificación secuencial de códigos convolucionales binarios permitió la comunicación a 3 dB del límite de Shannon, y combinados con la reducción en tamaño y consumo de potencia de los circuitos integrados (IC's), la comunicación digital comenzó a ganar un valor real tanto militar como comercial. En la década de 1970, técnicas tales como la cancelación de eco [9], ecualización adaptiva [10], y sincronización a nivel de bit y portadora, permitieron mayor ganancia y calidad en la transmisión (por ejemplo, la cancelación de eco hizo posible la comunicación bidireccional o *full-duplex*). Un avance significativo en las comunicaciones en la banda de voz fue el perfeccionamiento de los códigos convolucionales y el decodificador de Viterbi, los cuales mejoraron de manera importante la tasa de error en comparación con la modulación multi-nivel no codificada. La tabla 1.2 muestra una lista de algunos de los estándares para modems de voz utilizados en las pasadas tres décadas.

### **3.1.2 Red Digital de Servicios Integrados.**

Con el fin de alcanzar tasas más altas en la transmisión, se eliminó la restricción de frecuencias en la banda de voz para la Red Digital de Servicios Integrados (ISDN, por sus siglas en inglés), la cual fue estandarizada primero por el CCITT en 1976. El estándar se concentró en la ISDN de tasa básica, la cual tiene un ancho de banda de aproximadamente

80 KHZ, soportando una tasa de transmisión de 144 kbps [6]. ISDN permite la comunicación bidireccional a través del uso de cancelación de eco para rangos superiores a seis kilómetros. La ISDN es una red integrada en la cual se utilizan los mismos conmutadores y trayectorias digitales para establecer conexiones entre diferentes servicios. Sin embargo, las discrepancias en la estandarización han hecho de la instalación de IISDN algo difícil, y la incompatibilidad con el viejo servicio telefónico plano (POTS) ha perjudicado su desarrollo en muchas áreas. DSL fue concebido como una tecnología para resolver estos problemas, y más aún, incrementar sus tasas de transmisión.

### **3.2 Comparación de ADSL con otras tecnologías de la familia xDSL**

Mientras quedaba claro que la evolución de DSL a partir de la PSTN era el mejor camino a seguir en términos del mejoramiento de los servicios digitales, existieron muchas opiniones acerca de la naturaleza exacta de la tecnología y los algoritmos que utilizaba. Todas las opiniones se debieron tomar en cuenta, tales como diferentes demandas de los usuarios, regulaciones federales sobre emisiones de radio y variaciones en rango entre diferentes áreas de servicio. Como resultado, las características de DSL favorecieron la satisfacción de una gran cantidad de criterios entre los grupos de desarrollo, quienes optaron por adoptar la expresión genérica xDSL. Mientras que había múltiples propósitos para DSL, todos ellos compartían los siguientes objetivos en común:

- la utilización de la infraestructura PSTN existente, y la
- utilización del equipo de red existente.

El apego a estos principios permitió su rápido diseño, desarrollo e implementación sobre la base de cobre instalada. La tabla 3.1 muestra una lista de estándares DSL existente y emergentes. Puede notarse que ADSL es el estándar más ampliamente utilizado. Tanto ADSL como VDSL están diseñados para coexistir con el POTS a través de un separador (splitter), el cual consiste en un filtro utilizado para separar las señales de voz y las señales de banda amplia. Por esta razón, los algoritmos desarrollados en la tesis pueden ser utilizados para mejorar la comunicación en ambientes estándar tanto para ADSL como VDSL, lo que nos obliga a concentrar nuestra atención en los métodos de procesamiento de señales

multitono, aún cuando esta teoría ha rebasado el escenario del acceso por cobre y actualmente es aplicable a otro tipo de canales como la fibra óptica y comunicaciones inalámbricas, principalmente. El ADSL multitono ha sido estandarizado por el Instituto Nacional de Estándares Americano (ANSI, por sus siglas en inglés) [1], la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU, por sus siglas en inglés) y el Instituto de Estándares de Telecomunicaciones Europeo (ETSI, por sus siglas en inglés). Estos estándares son muy similares y utilizan una banda de 1.1 MHz con tasas unidireccionales superiores a 7 Mbps de bajada, dependiendo del lazo de suscriptor. Mientras que los estándares VDSL aún no están terminados, tanto ANSI como ETSI han trazado algunos principios basados en un nivel físico multi-portadora (PHY). ETSI especifica un ancho de banda de 30 MHz, mientras que ANSI define 20 MHz como la frecuencia superior utilizable. Tasas unidireccionales de bajada superiores a 52 Mbps son alcanzadas para ciertos lazos. En esta tesis, todas las simulaciones están basadas en los estándares ANSI.

Estándar	Descripción	Tasa de datos	Observaciones
IDSL	ISDN DSL	144 kbps	Simétrico, no puede compartir par trenzado con POTS
SDSL	DSL de una sola línea	768 kbps	Simétrico; no estandarizado
HDSL	DSL con alta tasa de bit	1.544 Mbps	Simétrico, sobre dos pares trenzados separados, no puede coexistir con POTS
HDSL2		2.048 Mbps	Igual que HDSL, pero en un solo par trenzado. En vías de estandarización
MDSL	DSL de tasa media de bit	1 Mbps de bajada, 128 de subida	Asimétrico, una versión más lenta de ADSL
ADSL	DSL asimétrica	1.5-8 Mbps de bajada, 16-640 kbps de subida	Un solo par trenzado, puede coexistir con POTS
RADSL	DSL de tasa adaptiva	1.5-8 Mbps de bajada, 16-640 kbps de subida	Selecciona de manera óptima la tasa de datos para cada par trenzado
VDSL	DSL de muy alta velocidad	13-52 Mbps de bajada, 1.5-6 Mbps de subida	Diseñado para un rango más corto que ADSL

**Tabla 3.1** Los diferentes sistemas xDSL

### 3.2.1 HDSL

*High bit-rate Digital Subscriber Line* (HDSL) fue desarrollado por Bellcore a finales de los años 80's y la primera versión fue puesta en servicio en marzo de 1992. HDSL opera simétricamente a velocidades de 1.544 Mbps y 2.048 Mbps, es decir, las mismas de T1 y E1 respectivamente, a distancias superiores y sin repetidores (12,000 ft o 3.65 km). Esta tecnología no es la más ideal para los servicios residenciales de banda ancha por dos razones fundamentales, mismas que constituyen las principales diferencias con ADSL: Primera, HDSL utiliza dos líneas de cobre, lo cual no es viable económicamente si se sabe

que ADSL utiliza una sola línea. Segunda, HDSL no puede coexistir con los servicios tradicionales de voz sobre el mismo par trenzado, tal y como lo hace ADSL.

### 3.2.2 HDSL2

Esta tecnología es una evolución de HDSL, también conocida como SHDSL o G.shdsl por la ITU, cuyo estándar está definido como ITU-T G.991.2. Una de sus características innovadoras respecto a HDSL es su capacidad de proveer las velocidades T1 o E1 en el área de servicio del operador (CSA, *Carrier Service Area*) utilizando un solo par trenzado y por lo tanto, los beneficios económicos para las compañías operadoras son considerables. Otra de las especificaciones para esta tecnología incluye la opción de potencia variable adaptiva, es decir, varía y ajusta los niveles de potencia de acuerdo a las condiciones de la línea para disminuir el ruido presente; esto también limita y reduce los niveles de *crosstalk* en las líneas cercanas o adyacentes en un 50 o 70%. Esto tiene implicaciones positivas en el diseño de otras tecnologías DSL. Para el caso de un lazo ADSL que se encuentre cercano a un lazo HDSL2, una disminución en la potencia de este último provocaría una disminución significativa en los niveles de *crosstalk* del lazo ADSL, lo que evitaría la necesidad de ADSL de ajustar su tasa de transmisión, una de sus primitivas más interesantes [4].

### 3.2.3 SDSL

*Symmetric Digital Subscriber Line* (SDSL) o *Single Line DSL* es una tecnología que tiene muchas cosas en común con HDSL. La principal diferencia es que SDSL trabaja sobre una sola línea telefónica. SDSL es una tecnología que ofrece velocidades de transmisión hasta de 2.048 Mbps simétricamente, esto es, la misma velocidad tanto de bajada como de subida, lo que permite correr ciertas aplicaciones que no son viables con ADSL, donde la tasa de transmisión de bajada es mucho más alta que la de subida. Es por esta situación, que SDSL ha sido utilizada principalmente por empresas e instituciones, ya que éstas suelen tener aplicaciones tales como servidores de correo electrónico, servidores Web, servidores FTP, etc. donde la tasa de transmisión de datos en ambas direcciones es una premisa necesaria e importante. SDSL no permite la coexistencia de los servicios de banda ancha y telefonía al mismo tiempo, una diferencia más respecto a ADSL.



### 3.2.4 IDSL

*Integrated Services Digital Network DSL (IDSL o ISDN DSL)* fue desarrollado por la ANSI entre 1982 y 1988, y se trata de una tecnología que utiliza todo el ancho de banda de ISDN para transmitir datos, es decir, IDSL transmite a una velocidad máxima de 144 Kbps a una distancia máxima de 5.48 km de la oficina central utilizando una sola línea o par trenzado. A diferencia del acceso tradicional de ISDN (servicio conmutado), IDSL provee un acceso dedicado, lo que contribuye a que esta tecnología cumpla con dos criterios muy importantes para los servicios personales de banda ancha: cobertura amplia y la utilización de una sola línea. Sin embargo, las grandes diferencias respecto a ADSL son su incompatibilidad con los servicios de voz y un ancho de banda muy pequeño para las aplicaciones de banda ancha actuales [3].

### 3.2.5 VDSL

*Very high data rate Digital Subscriber Line (VDSL)* es la más reciente de las tecnologías DSL y la que promete concluir con la evolución continua de estas tecnologías, ya que ofrece la posibilidad de transmitir datos a una velocidad máxima de bajada que oscila entre 13 y 52 Mbps, para distancias de 1.3 km o menos de la oficina central. Las velocidades de subida sugeridas oscilan entre 1.6 y 2.3 Mbps para esas mismas distancias. Actualmente, esta tecnología ha sido estandarizada tanto por la ANSI bajo el grupo T1E1.4 como por la ITU bajo G.993.1, para lograr ponerla en marcha de la mejor manera posible. Según lo explica [URL02], VDSL es mucho menos complejo que ADSL en muchos sentidos; el hecho de que VDSL funcione para distancias muy pequeñas implica que los inconvenientes en la línea de transmisión sean menores y por tanto la complejidad del módem o transceiver también se reduce incluso si consideramos que VDSL es 10 veces más rápido. En general la diferencia entre ADSL y VDSL radica en la velocidad de transmisión de datos de cada una.

### 3.3 Comparación de ADSL con Hybrid Fiber Coax (HFC)

Las dos principales tecnología líderes en el mercado mundial de servicios de banda ancho son:

- ADSL, implementada por las compañías telefónicas, cuya red soporte es la Red Telefónica Pública Conmutada (PSTN)
- HFC, desarrollada por las compañías de cable sobre su red de televisión por cable o CATV (Community Antenaas Television)

La tecnología HFC o módem cable permite a los usuarios acceder a internet a velocidades superiores a 300 kbps. Ésta tecnología trabaja sobre una red híbrida de fibra y cable coaxial, resultado de la evolución y actualización de la red de cable TV o CATV tradicional y permite a los suscriptores la entrega simultánea de programación de televisión por cable, acceso a internet y en algunos casos, telefonía de voz. La figura siguiente muestra un esquema básico de la red HFC, donde las señales de programación televisiva que son transmitidas vía satélite geoestacionario son recibidas por entena parabólica localizada en el punto central de distribución llamado HEADEND. Esa central equivale a la oficina central en la red de telefonía pública conmutada.

Esta tecnología presenta una arquitectura estrella-bus, donde cada FN (fiber node) se conecta al headend por medio de fibras ópticas y cada uno de ellos, puede dar servicio a varios suscriptores.

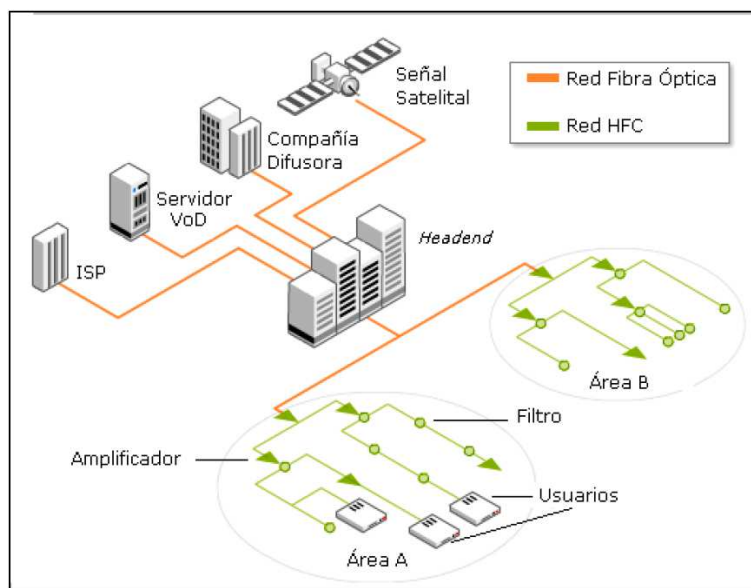


Fig. 3.1 Red básica HFC

Por último, se anexa una tabla de un resumen comparativo entre estas tecnologías con respecto a algunas características básicas.

Tabla 3.2 Comparación entre ADSL y HFC		
CARACTERÍSTICAS	ADSL	CABLE MÓDEM
Velocidad máxima	2 Mbps	2 Mbps
Tipo de facturación	Fijo al mes	Fijo al mes
Red soporte	PSTN/ISND	CATV/HFC
Tipo de medio	Dedicado	Compartido
Tipo de módem	ADSL	Cable
Equipo especial	Filtro	Filtro
Seguridad	Alta	Media
Usuario/clave de acceso	No	No
Siempre conectado	Si	Si
Eficiencia de ancho de banda	Alta	Media

Con esta tabla concluimos que la elección de un usuario de suscribirse con cualquiera de las 2 tecnologías, depende de las necesidades de cada uno y de las características de la propia tecnología.

## CAPÍTULO 4

### ADSL Y LA MODULACIÓN MULTITONO DISCRETA

#### 4.1 Introducción

En este capítulo, se desarrolla un modelo de canal equivalente en tiempo discreto para DSL a partir de los primeros principios, con énfasis particular en los lazos de prueba preestablecidos para los estándares ADSL y VDSL. El modelo incorpora los efectos de la ISI de la línea de transmisión, el modelo de ruido coloreado para la diafonía, y el modelo de banda angosta para la interferencia de radiofrecuencia. Se muestra cómo la naturaleza maligna de estos canales, desde el punto de vista de las comunicaciones, requieren técnicas avanzadas de modulación y ecualización para alcanzar una tasa de error en bit aceptable. La comunicación DMT se introduce como una solución efectiva para el problema de la transmisión en estos ambientes tan severos. La transformada rápida de Fourier, junto con la ecualización de prefijo cíclico se presentan como métodos eficientes para implementar y recobrar la descomposición en subbandas en el transmisor y receptor, respectivamente [5].

## 4.2 ADSL Transceiver

En esta sección se explican cada uno de los bloques de un ADSL Transceiver o módem ADSL, así como los conceptos más importantes que se utilizan tales como modulación DMT, modulación QAM, ecualización en el dominio del tiempo y de la frecuencia, interferencia entre símbolos, etc. Se explican por separado el transmisor y el receptor, inconvenientes del canal de transmisión y la modulación DMT.

### 4.2.1 Arquitectura típica

La arquitectura de un ADSL transceiver está basada en tecnología avanzada de Procesamiento Digital de Señales. Sus bloques funcionales están bien definidos tanto en el transmisor como en el receptor y realizan funciones tales como conversión serial a paralelo, paralelo a serial, conversión digital-analógica, analógica-digital, modulación y demodulación QAM, generación y eliminación de espejo de datos (mirror data), transformada rápida de Fourier (FFT), transformada rápida inversa de Fourier (IFFT), adición y substracción de prefijos cíclicos (cyclic prefix), y ecualización en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.

### 4.2.2 Introducción a la Modulación Multitono Discreta (DMT)

La modulación Multitono Discreta es una forma común de modulación multiportadora que fue introducida en 1980 por IBM para hacer uso de los avances significativos en procesadores digitales de señales y algoritmos FFT. Ha sido ampliamente utilizada en los módems de voz tradicionales y actualmente los estándares ANSI T1.413 e ITU G.992 la han adoptado para los módems ADSL.

La elección de esta técnica de modulación como estándar para ADSL se debe fundamentalmente a que en el ambiente de transmisión de ADSL se necesitan técnicas de modulación y ecualización muy eficientes para garantizar un buen desempeño, debido a la presencia de muchos factores negativos tales como la atenuación en el canal, interferencia entre símbolos, crosstalk, ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN) y ruido impulsivo.

El objetivo fundamental de la modulación DMT es dividir el ancho de banda del canal de transmisión en un conjunto de subcanales ortogonales cada uno con su propia subportadora.

Los datos se transmiten a través de cada subcanal de manera independiente a los otros subcanales y al mismo tiempo. Cada subcanal puede transmitir un número de diferente de bits, mismos que pueden asignarse convenientemente a los diferentes subcanales. Existen muchos algoritmos para la asignación del número de bits por cada subcanal, pero la mayoría coincide en asignar el mayor número de bits a aquellos subcanales con mayor relación señal a ruido (SNR), mientras que el menor número de bits se asignan a los subcanales con menor SNR.

Como se describe en la sección 2.1, el estándar ANSI T1.413 para ADSL divide el ancho de banda del canal de transmisión, en este caso, el ancho de banda de 1.104 MHz de la línea telefónica en 256 subportadoras o subcanales donde los tonos del 7 al 256 se utilizan para la transmisión de datos. La tabla 4.1 muestra las frecuencias asignadas para ambas direcciones de transmisión [6].

<b>Dato</b>	<b>Dirección Subida</b>	<b>Dirección Bajada</b>
Tonos	7 - 32	33 - 256
Rango de frecuencias	25.875 KHz – 138 KHz	138 KHz – 1.104 MHz
Ancho de banda por cada sub-canal	4.3125 KHz	4.3125 KHz

**Tabla 4.1** Asignación de frecuencias para modulación DMT

En ADSL, el número de bits que puede transportar cada subcanal varía entre 0 y 15 bits, cuya asignación se realiza en forma de tablas de asignación de bits cuando ésta se intercambia entre el transmisor y receptor durante el periodo de inicialización y prueba. Durante este proceso, el transmisor adquiere una estimación de la respuesta al impulso del canal y del espectro de ruido crosstalk antes de que la transmisión comience. Con esta estimación, el receptor también calcula el SNR del canal necesario para determinar el número de bits que ese canal puede transportar y lo devuelve al transmisor. Este proceso entre transmisor y receptor se resume de la siguiente manera:

1. Definen un modo común de operación y reloj, así como un símbolo de sincronización.
2. identifican del canal.
3. Calculan la asignación óptima de bits y energía para cada sub-canal.
4. intercambian las tablas de asignación de bits y energía.

El número total de bits que pueden transmitirse a través del canal se determina con la siguiente ecuación:

$$b_{total} = \sum_{i=n1}^{n2} b_i \quad (2.1)$$

donde  $b_i$  es el número de bits en el  $i$ -ésimo subcanal. Para el canal de subida  $n1$  es igual a 7 y  $n2$  igual a 33. Para el caso del canal de bajada,  $n1$  es igual a 33 y  $n2$  igual a 256. Con la ecuación (4.1) podemos determinar la capacidad del canal según las fórmulas de Shannon:

$$C = \sum_{nq}^{n2} \Delta f \cdot b_i = 4.3125 \cdot b_{total} \quad (2.2)$$

donde  $df$  es el ancho de banda de cada subcanal, que para el caso de ADSL es igual a 4.3125 KHz.

Una vez que el trasceiver se ha inicializado, cada subcanal o subportadora conteniendo los bits determinados por la tabla de asignación se modula utilizando la técnica de modulación digital QAM (Modulación de amplitud en cuadratura). Con este esquema de modulación, cada subcanal puede transmitir a una tasa de transmisión que varía entre 0 y 60 kbps. La suma de las tasas de transmisión de todos los subcanales es igual a la tasa total de transmisión de datos del sistema. En teoría, con cada subcanal llevando información a 60 Kbps sería posible transmitir a una tasa de transmisión de 15.36 Mbps. En la práctica esto no es posible debido a muchos factores negativos del canal de transmisión y la implementación del sistema [5].



### 4.2.3 Modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM).

La modulación QAM es una modulación digital en la que el mensaje está contenido tanto en la amplitud como en la fase de la señal transmitida. Se basa en la transmisión de dos mensajes independientes por un mismo y único camino. Esto se consigue modulando la misma portadora, defasada entre uno y otro mensaje. Esto supone la formación de dos canales ortogonales en el mismo ancho de banda, con lo cual se mejora en eficiencia del ancho de banda.

En el transmisor, el modulador QAM mapea una serie de bits de entrada a un punto (x,y) del mapa de constelaciones. Estas variables x y y especifican la amplitud de las ondas coseno y seno respectivamente, que serán enviadas por el canal. Por lo tanto, la expresión de la onda enviada es  $V(t)=X\cos(\omega t)+Y\sin(\omega t)$ . En el receptor, el demodulador QAM trata de recuperar la amplitud de cada componente.

El tamaño de cada constelación QAM depende del número de bits que cada subportadora transporta, es decir, b bits resulta en una constelación con  $2^b$  puntos. Por ejemplo, una constelación QAM de 4 puntos corresponde a 2 bits (00, 01, 10, 11), una constelación QAM de 16 puntos corresponde a 4 bits y así sucesivamente. El tamaño de constelación máxima en ADSL es 32,768, la cual corresponde a 15 bits.

La Figura 4.1 muestra algunos ejemplos de constelaciones QAM estandarizadas por la ANSI. Las etiquetas de los puntos de la constelación son la representación en números decimales de los bits que serán mapeados y transmitidos. Los símbolos resultantes de este mapeo son números complejos que pueden representarse como  $C_k=a_k+jb_k$ , donde a es la componente en fase y b la componente en cuadratura.

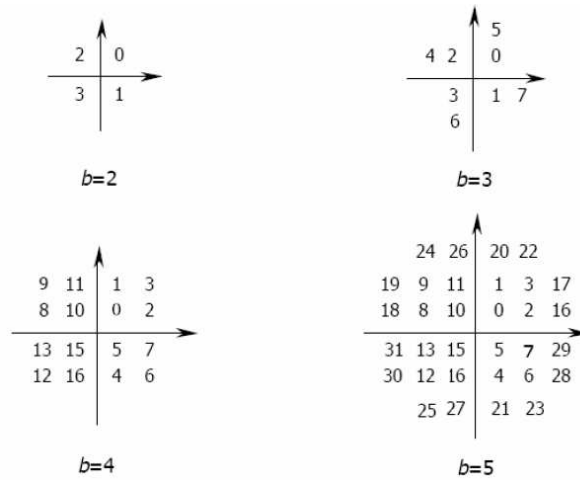


Figura 4.1. Ejemplos de Constelación QAM

En la Figura 4.2 se muestra un modelo de la modulación DMT en un módem ADSL que utiliza 256 subportadoras. Esta figura es de gran utilidad para explicar este tipo de modulación y los bloques que intervienen en la misma [7].

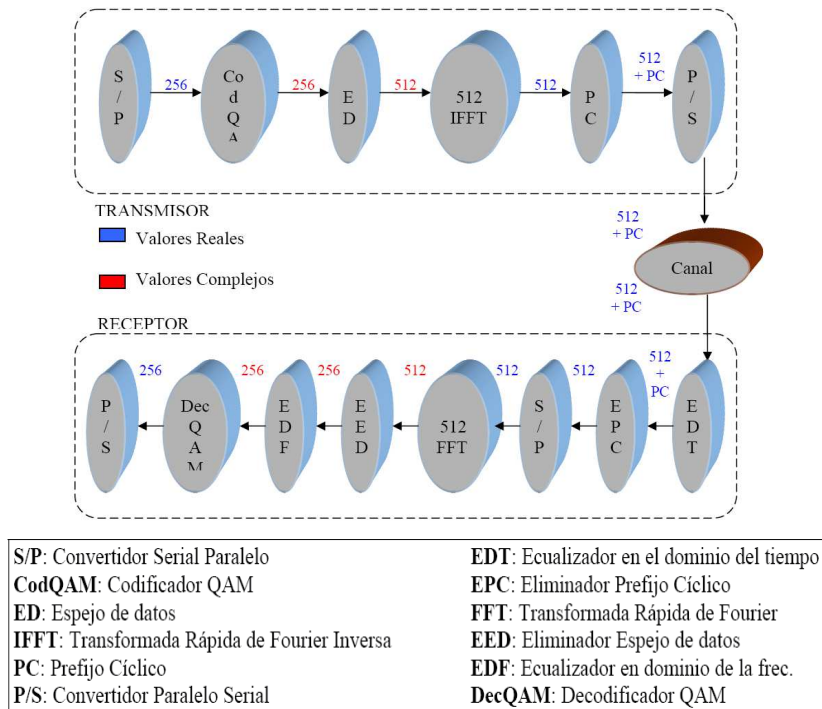


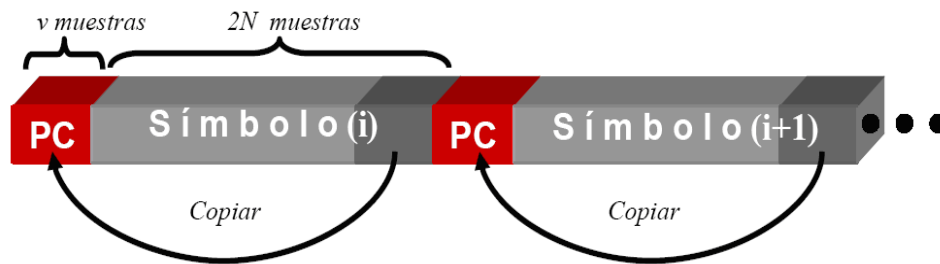
Figura 4.2. Modelo para un ADSL transceiver que utiliza 256 sub-canales.

#### 4.2.4 Transmisor DMT

El primer bloque del transceiver es un convertidor serial a paralelo cuya tarea es dividir la serie de bits que entra al transmisor en un conjunto de varias series de bits cuyo destino es el banco de codificadores QAM, donde a cada subcanal se le asigna un número determinado de bits como se describe anteriormente. El número total de codificadores/decodificadores en el banco QAM es igual al número de subportadoras utilizadas por el sistema. Cada una de estas series de bits es codificada en subsímbolos que contienen el número de bits (hasta 15 bits) determinado por la tabla de asignación de bits en cada subcanal o tono. Estos subsímbolos son números complejos que pueden verse como elementos en el dominio de la frecuencia.

La siguiente etapa realiza una imagen de las salidas del banco QAM con los complejos conjugados de los subsímbolos, lo que se conoce como espejo de datos, con el objeto de implementar un bloque que realice una IFFT de  $2N$  puntos, donde  $N$  es el número de subcanales. Este bloque IFFT se implementa con el fin de realizar la modulación DMT, ya que esta última puede ser implementada utilizando la transformada discreta inversa de Fourier (IDFT) que a su vez puede implementarse mediante la IFFT. Para el caso del canal de bajada de ADSL,  $N=256$ . Debido a este procesamiento, a las salidas del bloque IFFT tendremos  $2N$  muestras con valores reales en el dominio del tiempo. Este bloque de  $2N$  subsímbolos forma lo que se conoce como símbolo DMT.

El bloque de adición de un prefijo cíclico se utiliza para introducir una banda de separación en el dominio del tiempo entre los símbolos DMT, para evitar la interferencia entre símbolos. Otra de las ideas de este bloque es que hace más fácil el proceso de ecualización, además de que hace posible la eliminación de la mayor parte de los componentes de la interferencia entre símbolos. Este bloque es útil para formar la trama o frame que se transmitirá, sin embargo, la adición de este prefijo disminuye la eficiencia de potencia y la velocidad de transmisión del transceiver. Este prefijo se forma con las últimas  $v$  muestras (típicamente 32 muestras) de las  $2N$  muestras que forman un símbolo DMT, por lo tanto, un bloque consiste de  $2N+v$  muestras. La Figura 4.3 muestra el mecanismo para insertar el prefijo cíclico a cada uno de los símbolos DMT que se pretenden transmitir en una trama.



**Figura4.3.** Mecanismo para adición del prefijo cíclico a los símbolos DMT

Posteriormente a la adición de este prefijo, se realiza una conversión paralelo-serial para formar precisamente la trama o frame que se transmitirá. Esta trama llega a un convertidor digital analógico que transforma las señales digitales a señales eléctricas analógicas que pueden transmitirse a través del canal [8].

#### 4.2.5 Canal de transmisión.

El canal de transmisión es el lazo de abonado, conocido simplemente como línea telefónica entre el usuario y la oficina central. Este canal de cobre presenta algunos inconvenientes que afectan el proceso de transmisión y recepción de la información y desde luego el desempeño de la tecnología ADSL. Estos inconvenientes pueden clasificarse en dos grandes grupos: intrínsecos y extrínsecos al medio de transmisión.

Ejemplos de inconvenientes intrínsecos son el ruido térmico, ecos y reflexions, atenuación y crosstalk. Existen algunos componentes que residen en la infraestructura de la red telefónica que pueden perjudicar la operación del sistema ADSL, tales como lazos abiertos o puentes (bridged taps), inductancias parásitas, filtros para mitigar la interferencia de radio frecuencia, uniones de alta resistencia, etc.

Ejemplos de inconvenientes extrínsecos son el ruido impulsivo proveniente de lámparas, aparatos eléctricos, líneas de potencia, maquinaria, controladores, luz fluorescente, etc. Otro tipo de ruido muy común que se acopla electromagnéticamente a la línea telefónica es el generado por propagación de RF. Las transmisoras de AM son las principales fuentes [5].

Las fuentes de ruido mencionadas anteriormente pueden clasificarse alternativamente como limitantes en capacidad o limitantes en desempeño. El ruido limitante en capacidad generalmente varía de forma lenta, este es el caso del ruido térmico y el crosstalk. Estos niveles de ruido generalmente son previsibles y relativamente fáciles de combatir cuando las compañías telefónicas crean una buena planificación y ejecutan una mejor implementación. Los ruidos limitantes en desempeño, tales como el ruido impulsivo y la interferencia de RF, son intermitentes en la naturaleza. Son geográficamente variables e impredecibles y por lo tanto, son más complicados de combatir. Es por esto que las compañías utilizan márgenes de seguridad en los procesos de planeación e implementación de las redes. En el caso de las tecnologías DSL, estas utilizan técnicas de procesamiento de señales tales como la corrección de errores para mitigar estas fuentes de ruido.

El ruido impulsivo es un tipo de señal temporal que puede ser de banda angosta o banda ancha y que se presenta aleatoriamente. Este puede ser generado por una gran variedad de dispositivos electrónicos y electromecánicos. La amplitud de los impulsos puede ser de apenas unos cuantos milivolts y puede durar hasta cientos de microsegundos.

El ruido conocido como crosstalk es el problema que contribuye mayormente a la limitación de capacidad del sistema ADSL. Este es causado por la radiación electromagnética de otras líneas telefónicas próximas, o dentro del mismo cable. Este ruido se incrementa con la frecuencia y puede ser generado por señales viajando en dirección opuesta, a lo que se llama NEXT (Near-End-Crosstalk). La Figura 4.4 muestra estos conceptos [6].

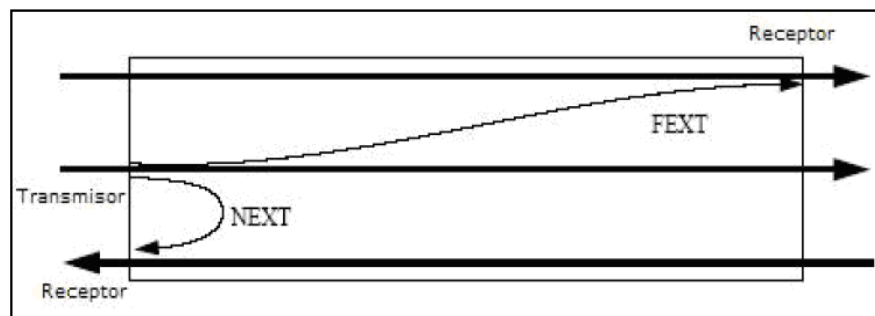
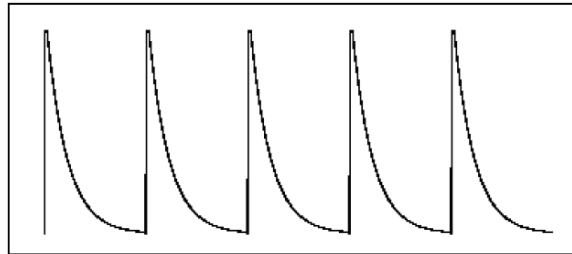


Figura 4.4. Concepto de diafonía en líneas telefónicas

### 4.2.6 Receptor DMT.

En el receptor, primero se realiza la conversión analógico-digital para realizar el procesamiento digital de la información que llega. Se implementa un ecualizador en el dominio del tiempo cuya tarea es reducir la interferencia entre símbolos (ISI) y eliminar el ruido adquirido en el canal. Otro tipo de ecualizador en el dominio de la frecuencia se aplica para compensar la distorsión en fase y en magnitud. Las funciones del receptor son inversas a aquellas que ejecuta el transmisor, por lo tanto, el procesamiento es inverso al descrito anteriormente para el transmisor.

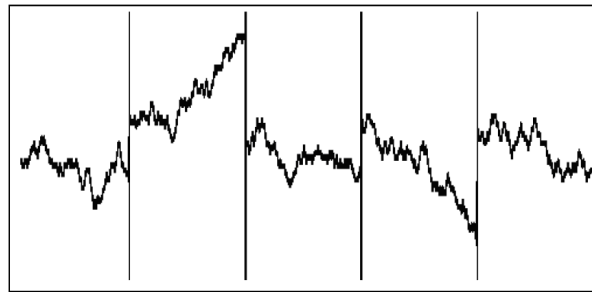
En el receptor DMT, el ecualizador en el dominio del tiempo (TEQ) es fundamental para el desempeño del transceiver ADSL. Este ecualizador reduce la interferencia entre símbolos mediante la reducción de la duración efectiva de la respuesta al impulso del canal. La Figura 4.5 muestra un ejemplo de la respuesta al impulso del canal, causada por las imperfecciones del canal que se describieron en la sección anterior.



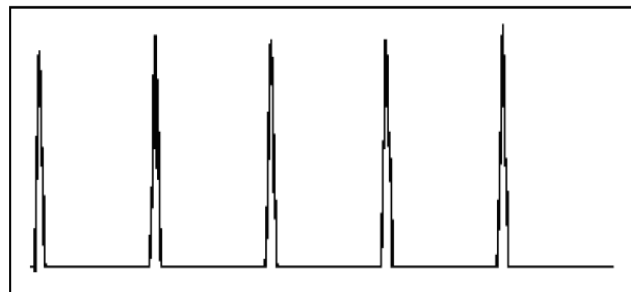
**Figura 4.5.** Ejemplo de respuesta al impulso del canal

La interferencia entre símbolos es uno de los mayores problemas en los sistemas de comunicaciones, que aparece entre dos símbolos cuando estos no son iguales. En este caso el primer símbolo terminará en un lugar que no es el inicio del segundo, lo que significa que existe un salto entre los dos símbolos que causa interferencia. La Figura 4.7 explica gráficamente este fenómeno. La respuesta del canal mostrado en la Figura 4.5 es el tipo de condiciones que causan este fenómeno de interferencia entre símbolos. El objetivo del ecualizador en el dominio del tiempo es mover el problema de un intervalo muy largo a uno muy corto, es decir, al intervalo del prefijo cíclico. Después del ecualizador casi todo el problema se transporta a las primeras muestras del símbolo DMT, donde el prefijo cíclico contiene información redundante.

Como se mencionó anteriormente, una de las formas para prevenir la interferencia entre símbolos es utilizando un prefijo cíclico de 32 muestras de longitud (de las 512 muestras). La longitud de este prefijo debe ser tan grande como la duración de la respuesta al impulso del canal. Sin embargo, si la respuesta al impulso del canal es relativamente más larga que la longitud de un símbolo DMT (512 muestras forman un símbolo DMT), el desempeño del sistema se ve muy seriamente afectado. Para corregir esta situación, se utiliza el ecualizador en el dominio del tiempo para asegurar que la respuesta al impulso del canal sea de la misma longitud que el prefijo cíclico de cada símbolo DMT. La Figura 4.7 muestra la respuesta del canal después de aplicarse la ecualización.

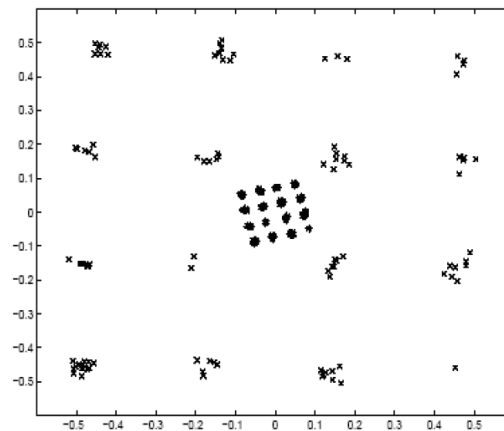


**Figura 4.6.** Ejemplo de diferentes símbolos transmitidos con ISI



**Figura 4.7.** Respuesta del canal después del ecualizador

Una vez que se realiza la ecualización y se elimina la interferencia entre símbolos, el sistema elimina el prefijo cíclico y aplica una conversión serial paralelo para que las muestras en el dominio del tiempo pasen al dominio de la frecuencia mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT). Posteriormente se eliminan los complejos conjugados, es decir, el espejo de datos, con lo que ahora tenemos los 256 subsímbolos en un principio generados por el banco de codificadores QAM del transmisor. A continuación estos símbolos entran a un ecualizador en el dominio de la frecuencia (FEQ) para compensar la distorsión en magnitud y fase causada por el canal y el ecualizador en el dominio del tiempo. La Figura 4.8 muestra el efecto que tiene la ecualización en el dominio de la frecuencia sobre los puntos de una constelación QAM. Como se puede apreciar, la fase y la magnitud son compensadas logrando que los puntos QAM de la constelación tengan distancias aproximadamente equidistantes unos con otros. El grupo de puntos concentrados en el centro corresponde a los subsímbolos antes de la ecualización, mientras que la distribución descentralizada corresponde al estado de los subsímbolos después de la ecualización.



**Figura 4.8.** Puntos de la constelación QAM antes y después de la ecualización FEC

Finalmente, un banco de decodificadores QAM transforma los símbolos complejos en series de bits que llegan a un convertidor paralelo-serial que forma la secuencia de bits inicial [7].



### 4.3 Modelo físico de canal DSL.

El lazo de abonado es una telaraña de cable UTP, cubriendo gran parte de Norte América, Europa y el mundo desarrollado. Se estima que existen poco más de un billón de usuarios de DSL, más del 20% de los cuales se localizan en América. Alrededor de 70% de los usuarios son residenciales, mientras que el resto son negocios e industrias. La razón de utilizar par trenzado junto con señalización diferencial, es que la interferencia electromagnética o diafonía, afectará cada cable en un par casi idénticamente, y puesto que solamente se recibe la diferencia de voltaje, los efectos de la diafonía son reducidos [].

Pero además, el par trenzado permite oponer los campos en un par de alambres para cancelarlos mutuamente; entre más apretado este el cable, más efectiva será la cancelación. En efecto, si el UTP está representado por una doble hélice con grado  $p$  entonces en una distancia radial de  $\frac{3p}{2}$  los campos magnéticos máximos a partir de los cables son 50 dB por debajo de un par sin equivalente sin trenzar.

#### 4.3.1 Elementos DSL

Así como las líneas y puentes taps reales, existen algunos otros elementos que deben ser incluidos en el modelo de canal en tiempo discreto. El Convertidor Analógico Digital (DAC) tendrá algún efecto de filtrado pasa bajas, al igual que los filtros anti-aliasing en el transmisor y receptor. El divisor, utilizado para separa la señal de banda ancha de la señal POTS tendrá una naturaleza pasa altas, apartando señales pasa bajas en la banda de voz. Bobinas de carga son también una característica común de DSL, por las cuales se incluyen elementos inductivos en el circuito para suavizar la banda de paso en frecuencias en la banda de voz, donde los amplificadores no son factibles. Sin embargo, debido a las severas distorsiones introducidas en frecuencias más altas, la comunicación de banda ancha no es generalmente posible para circuitos conteniendo bobinas de carga [], y estas no será incluidas en nuestro modelo.

Debido a que los lazos de prueba descritos en esta sección están compuestos de secciones de dos puertos en cascada, resulta benéfico considerar sus matrices ABCD, puesto que la matriz ABCD total de cualquier lazo está dada por el producto de las matrices ABCD de sus

subsecciones en cascada. Con el fin de determinar las matrices ABCD para par trenzado y taps puenteados, es necesario retomar los principios de la teoría de líneas de transmisión [8]

### 4.3.2 Constantes de línea principales: $R$ , $L$ , $G$ , $C$ .

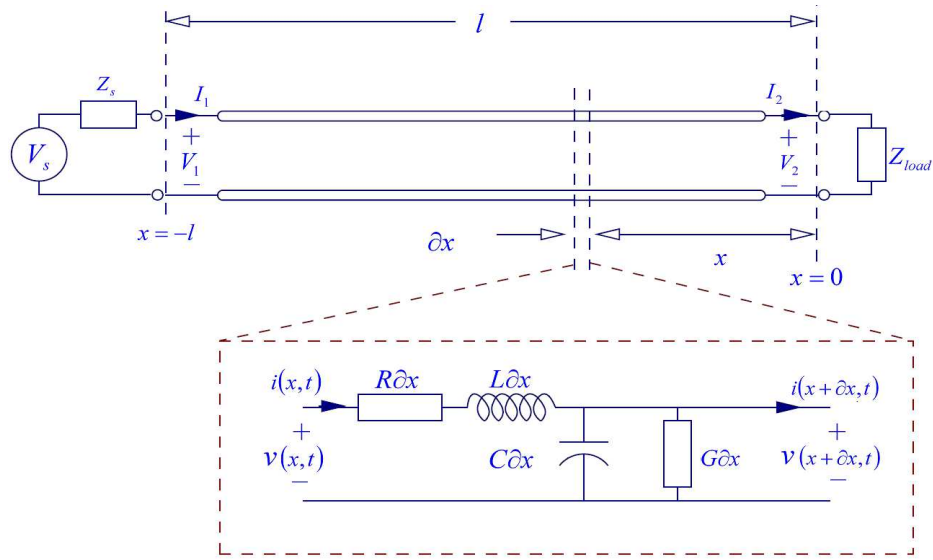
El modelo de línea de transmisión para una longitud de línea  $l$  se muestra en la figura 4.9. Una sección incremental de par trenzado a una distancia  $x$  del origen se modela considerando la resistencia incremental  $R\partial x$ , -la inductancia  $L\partial x$ , -la conductancia  $G\partial x$  y -capacitancia  $C\partial x$ , también mostradas en la figura 2.4.  $R$ ,  $L$ ,  $G$  y  $C$  son conocidas como las constantes de línea principales y tienen características dependientes de la frecuencia determinadas en parte usando la teoría y en parte métodos empíricos, o sea, ajuste de curvas. Puede encontrarse una descripción detallada en el reporte ANSI sobre modelación paramétrica de cables de par trenzado [7]. La dependencia de frecuencia está especificada mediante las siguientes ecuaciones:

$$R(f) = \frac{1}{\frac{1}{\sqrt[4]{r_{oc}^4 + a_c f^2}} + \frac{1}{\sqrt[4]{r_{os}^4 + a_s f^2}}} \quad (2.1)$$

$$L(f) = \frac{l_0 + l_\infty \left[ \frac{f}{f_m} \right]^b}{1 + \left[ \frac{f}{f_m} \right]^b} \quad (2.2)$$

$$C(f) = c_\infty + c_0 f^{-c_e} \quad (2.3)$$

$$G(f) = g_0 f^{g_e} \quad (2.4)$$



**Fig. 4-9:** Diagrama de una línea de transmisión. La sección con línea discontinua muestra una sección incremental de línea a una distancia  $x$ .

Line Constant	Wire-type			
	AWG#24	AWG#26	DW10	FP
$r_{oc}$ $\Omega/\text{km}$	174.55888	286.17578	180.93	41.6
$r_{os}$ $\Omega/\text{km}$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
$a_c$ $\Omega^4/\text{km}^4\text{Hz}^2$	0.053073481	0.14769620	0.0497223	0,001218
$a_s$ $\Omega^4/\text{km}^4\text{Hz}^2$	0	0	0	0
$l_0$ $\text{H}/\text{km}$	$6.1729593 \times 10^{-4}$	$6.7536888 \times 10^{-4}$	$7.2887 \times 10^{-4}$	$10 \times 10^{-4}$
$l_\infty$ $\text{H}/\text{km}$	$478.97099 \times 10^{-6}$	$488.95186 \times 10^{-6}$	$543.43 \times 10^{-6}$	$911 \times 10^{-6}$
$b$	1.1529766	0.92930728	0.75577086	1.195
$f_m$ $\text{Hz}$	553760.63	806338.63	718888	174877
$c_\infty$ $\text{F}/\text{km}$	$50 \times 10^{-9}$	$49 \times 10^{-9}$	$63.8 \times 10^{-9}$	$22.8 \times 10^{-9}$
$c_0$ $\text{F}/\text{km}$	0	0	$51 \times 10^{-9}$	$31.78 \times 10^{-9}$
$c_e$	0	0	-0.11584622	-0.1109
$g_0$ $\mathcal{U}/\text{Hz.km}$	$0.23487476 \times 10^{-12}$	$4.3 \times 10^{-8}$	$8.9 \times 10^{-8}$	$5.3 \times 10^{-8}$
$g_e$	1.38	0.70	0.856	0.88

**Tabla 4.2** Constantes de línea para los tipos de cable utilizados en ADSL y VDSL

Las trece constantes de línea  $r_{oc}$ ,  $r_{\infty}$ ,  $a_c$ ,  $a_s$ ,  $l_0$ ,  $l_{\infty}$ ,  $b$ ,  $f_m$ ,  $c_{\infty}$ ,  $c_0$ ,  $c_e$ ,  $g_0$  y  $g_e$  son propiedades fundamentales de un tipo particular de cable y diferirán entre uno y otro. Estas constantes de línea han sido tabuladas en la Tabla 4.2 para los tipos de cable utilizados en ADSL y VDSL.

### 4.3.3 Constantes de línea secundarias: $Z_0$ , $\gamma_p$ .

Aplicando la ley de corrientes de Kirchoff a la sección transversal de la figura 4.9, obtenemos

$$i(x + \partial x, t) = i(x, t) - v(x + \partial x, t)G\partial x - C\partial x \frac{\partial}{\partial t} v(x + \partial x, t) \quad (2.5)$$

$$\Rightarrow \frac{i(x + \partial x, t) - i(x, t)}{\partial x} = -Gv(x + \partial x, t) - C \frac{\partial}{\partial t} v(x + \partial x, t). \quad (2.6)$$

Conforme  $\partial x \rightarrow 0$ , obtenemos la ecuación diferencial

$$\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} = Gv(x, t) - C \frac{\partial}{\partial t} v(x, t). \quad (2.7)$$

Una aplicación similar de la ley de voltajes de Kirchoff produce

$$\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = -Ri(x, t) - L \frac{\partial}{\partial t} i(x, t). \quad (2.8)$$

Las ecuaciones (2.7) y (2.8) se conocen como las ecuaciones del telegrafista y tienen los equivalentes en frecuencia acoplada

$$\frac{dI(x, j\omega)}{dx} = -(G + j\omega C)V(x, j\omega) \quad (2.9)$$

$$\frac{dV(x, j\omega)}{dx} = -(R + j\omega L)I(x, j\omega) \quad (2.10)$$

(  $I(x, j\omega)$  y  $V(x, j\omega)$  son las transformadas de Fourier de  $i(x, t)$  y  $v(x, t)$  ,

respectivamente. El desacople puede lograrse considerando que

$$\frac{d^2V(x, j\omega)}{dx^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)V(x, j\omega) \quad (2.11)$$

o si definimos la constante de propagación  $\gamma_p = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ ,

$$\frac{d^2V(x, j\omega)}{dx^2} = \gamma_p^2 V(x, j\omega) \quad (2.12)$$

la cual tiene la solución

$$V(x, j\omega) = V^+ e^{-\gamma_p x} + V^- e^{\gamma_p x}. \quad (2.13)$$

$V^+$  y  $V^-$  son constantes las cuales pueden ser determinadas mediante condiciones de frontera. La corriente puede determinarse en forma similar, produciendo

$$I(x, j\omega) = \frac{1}{Z_0} [V^+ e^{-\gamma_p x} - V^- e^{\gamma_p x}], \quad (2.14)$$

donde la impedancia característica se define como

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (2.15)$$

$\gamma_p$  y  $Z_0$  son las constantes de línea secundarias.

#### 4.3.4 Matrices ABCD

La matriz ABCD para el modelo de línea de transmisión de dos puertos mostrado en la figura 4.9, se define como

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Es posible definir los voltajes y corrientes en los puntos  $x=0$  y  $x=-l$ , usando (2.13) y (2.14):

$$V_1 = V^+ e^{\gamma_p l} + V^- e^{-\gamma_p l} \quad (2.17)$$

$$V_2 = V^+ + V^- \quad (2.18)$$

$$I_1 = \frac{1}{Z_0} [V^+ e^{\gamma_p l} - V^- e^{-\gamma_p l}] \quad (2.19)$$

$$I_2 = \frac{1}{Z_0} [V^+ - V^-]. \quad (2.20)$$

Sustituyendo en (2.16) y simplificando obtenemos

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_p l) & Z_0 \sinh(\gamma_p l) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma_p l) & \cosh(\gamma_p l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

De esta forma, obtenemos una expresión para la matriz ABCD de una longitud determinada de par trenzado.

Puesto que los lazos de prueba DSL están configurados como una cascada de secciones, puede determinarse la matriz del lazo de prueba total como

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{tot} = \prod_i \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_i \quad (2.23)$$

donde  $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_i$  es la matriz ABCD de la  $i$ -ésima subsección del lazo de prueba [5].

### 4.3.5 Función de transferencia del lazo.

Haciendo referencia nuevamente a la figura 4.9, se observa que

$$V_2 = Z_{carga} I_2 \quad (2.24)$$

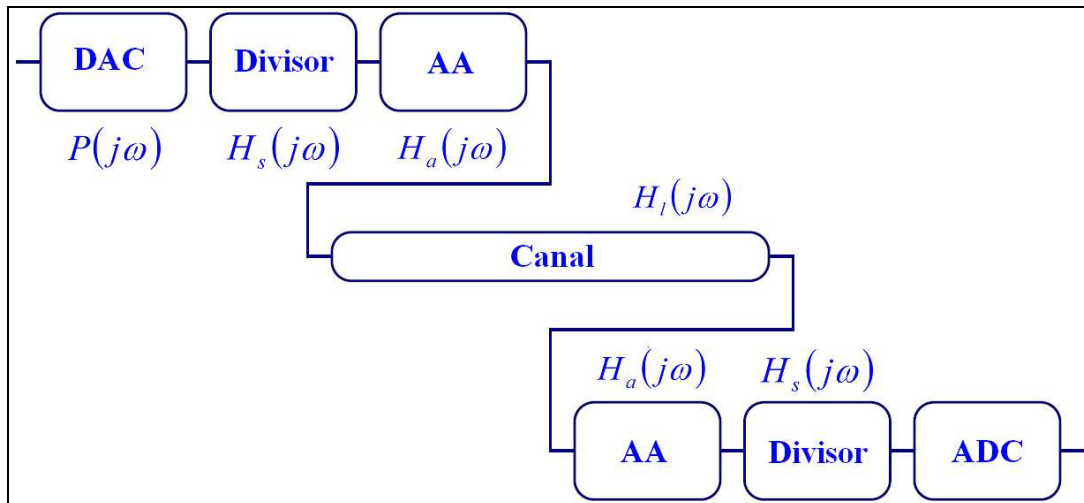
$$V_1 = AV_2 + B I_2 \quad (2.25)$$

$$I_1 = CV_2 + D I_2 \quad (2.26)$$

el cual tiene como solución trivial

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_{carga}}{B + AZ_{carga}} = H_l(j\omega) \quad (2.27)$$

$H_l(j\omega)$  es la función de transferencia en tiempo continuo del lazo de prueba DSL. La impedancia de carga  $Z_{carga}$  se define como una constante real, igual a  $135 \Omega$  para lazos ETSI y  $100 \Omega$  en lazos ANSI. Como se mencionó antes, en esta tesis se utilizarán lazos de prueba ANSI [13].



**Fig. 4.10:** El canal analógico, considerando el DAC, los divisores, los filtros AA, el canal DSL y el ADC.

### 4.3.6 DAC, Filtros Anti-aliasing y Divisor.

Es necesario incluir los efectos del filtrado del transmisor y receptor en nuestro modelo de canal, además del efecto del mismo DSL. La figura 4.10 ilustra el canal analógico completo  $H(j\omega)$  el cual está compuesto por el DAC,  $P(j\omega)$ , divisores,  $H_s(j\omega)$ , filtros anti-aliasing,  $H_a(j\omega)$ , el DSL,  $H_l(j\omega)$  y el ADC. Como se describió anteriormente, se asume que el ADC se ha sincronizado perfectamente y que tiene una resolución en amplitud infinita, lo cual nos permite ignorar los efectos del ADC.

Se asume también que la respuesta del DAC es un pulso rectangular. Es decir, que si se considera la señal DMT en tiempo discreto,  $x(n)$ , como una secuencia escalada de deltas de Dirac en tiempo continuo en la entrada del DAC, entonces la salida  $x(t)$  será una secuencia escalada de pulsos rectangulares  $p(t)$ , cada uno de longitud  $T$ , en donde  $T = \frac{1}{f_s}$  es el periodo de muestreo, y  $f_s$  es la frecuencia de muestreo del DAC:

$$x(t) = \sum_n x(n)\delta(t - nT). \quad (2.28)$$

El concepto es ilustrado en la figura 4.11.a. Puesto que el pulso DAC es rectangular en el dominio del tiempo, su contraparte en el dominio de la frecuencia  $P(j\omega)$  debe tener una respuesta en forma *sinc*

$$P(j\omega) = \text{sinc}\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$



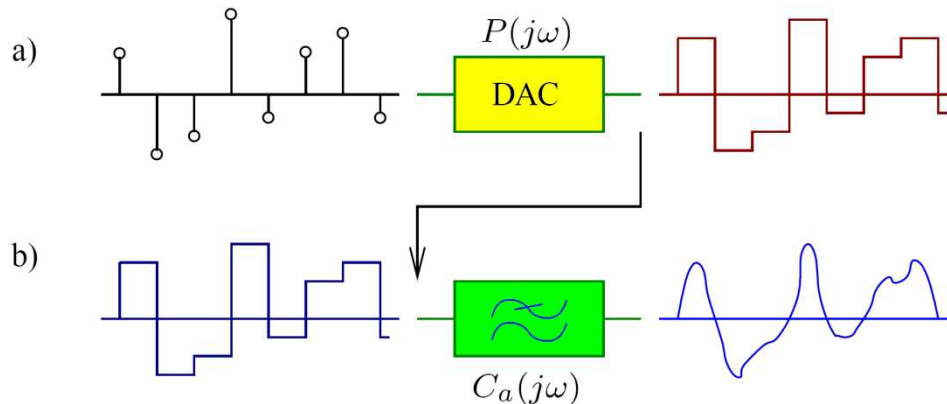


Figura 4.11 Comportamiento de un DAC

Antes de la transmisión, se utiliza un filtro anti-aliasing  $H_a(j\omega)$  para suprimir los componentes de señal fuera de banda, como se ilustra en la figura 4.11.b. Un filtro similar es usado en el receptor, antes del ADC. Puesto que los filtros anti-aliasing son componentes analógicos con una frecuencia de corte muy alta, en esta tesis asumimos que son perfectamente diseñados, y tienen una respuesta sobre el rango de frecuencias de interés.

Algo de lo más interesante es el filtro divisor no ideal  $H_s(j\omega)$ , el cual tiene el mucho más tougher trabajo de separar las señales por encima de la banda de voz. Este filtro pasa altas tiene una frecuencia de corte baja, una banda de paso y debe tener una banda de transición angosta. Para los propósitos de esta tesis, usaremos un filtro pasa altas de Chebyshev de quinto orden, con una frecuencia de corte de 5.4 kHz y una banda de paso ripple de 0.5 dB [14].

### 4.3.7 Respuesta al impulso del lazo

De acuerdo con [209], la respuesta total del canal DSL analógico es

$$H(j\omega) = P(j\omega)H_s(j\omega)H_a(j\omega)H_l(j\omega)H_a(j\omega)H_s(j\omega) \quad (2.30)$$

Los efectos del filtrado de cada uno de estos componentes están definidos arriba y sólo queda encontrar la respuesta al impulso equivalente muestreada  $h(n)$  a través de la inversa

de la Transformada de Fourier en tiempo discreto

$$h(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\omega_s}{2}}^{\frac{\omega_s}{2}} H(j\omega) e^{j\frac{\omega}{\omega_s} n} d\omega \quad (2.31)$$

donde  $\omega_s = 2\pi f_s$ . Usando (2.27) y (2.29 – 2.31), ahora es posible calcular la respuesta en frecuencia y la respuesta al impulso muestreada del lazo de prueba ADSL. Esto se ha realizado a través de Matlab. La figura 4.12 muestra la magnitud de las respuestas en frecuencia del lazo de prueba ADSL, mientras que la figura 4.13 muestra la respuesta al impulso. ADSL permite 256 tonos con un ancho de banda de 4.3125 kHz, lo que implica una frecuencia de muestreo de

$$f_s^{ADSL} = 2 \times 256 \times 4.3125 \text{ kHz} = 2.208 \text{ MHz} \quad (2.32)$$

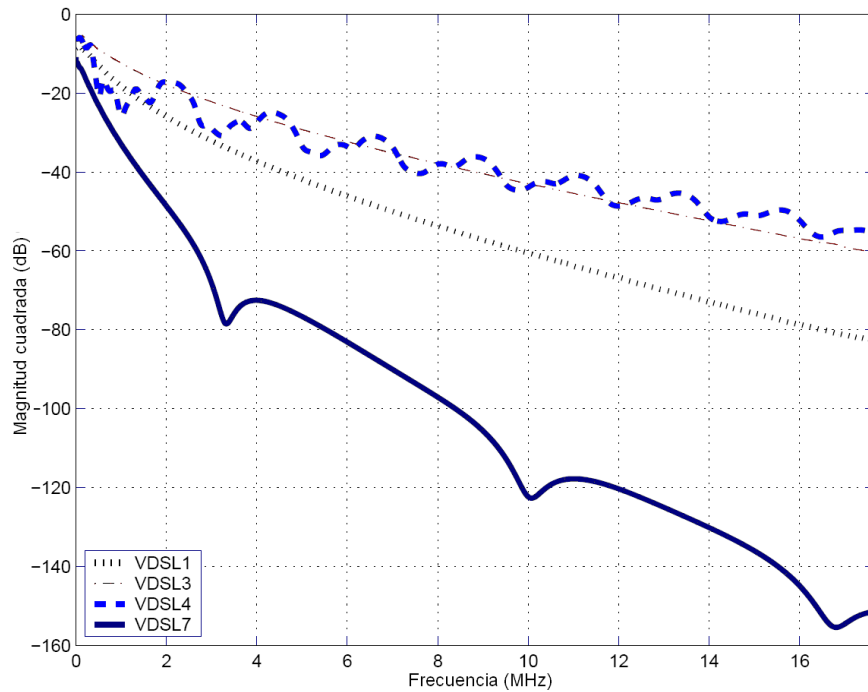


Fig. 4.12: El cuadrado de la magnitud de las respuestas en frecuencia para distintos lazos de prueba DSL.

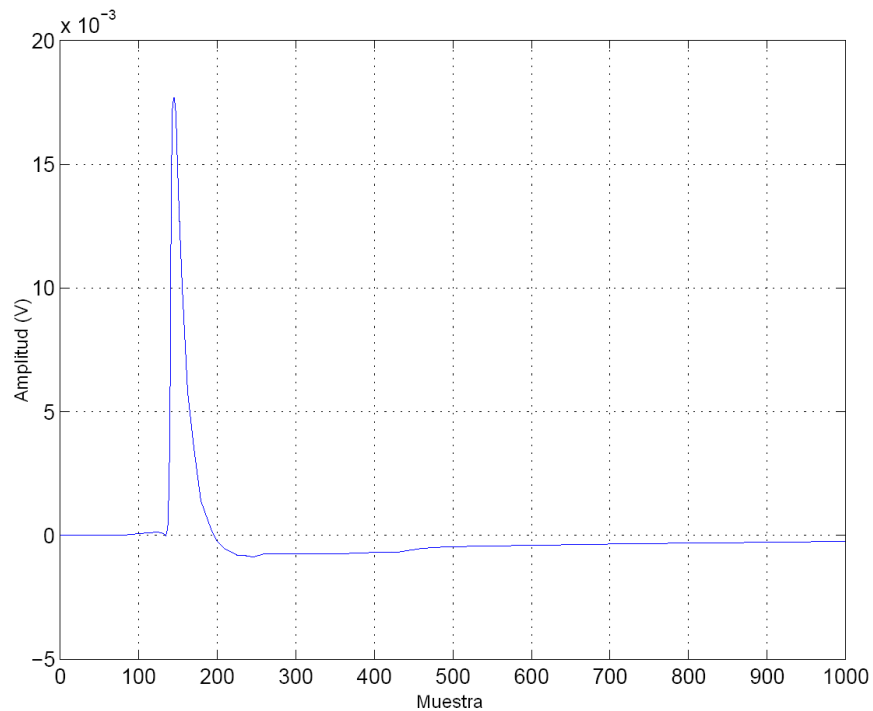


Fig. 4.13: Respuesta al impulso muestreada para el lazo de prueba ADSL. La tasa de muestreo es  $f_s = 35.328 \text{ MHz}$ .

### 4.3.8 Ruido, diafonía e interferencia de radiofrecuencia.

La ISI en el canal no es, por supuesto, el único obstáculo en las comunicaciones DSL. La señal es además corrompida por ruido térmico, diafonía coloreada desde otras líneas y tonos de interferencia por radiofrecuencia (RFI). Con el fin de representar estas condiciones no ideales en el modelo del sistema, usamos factorización espectral de la densidad espectral de potencia del ruido analógico del sistema para generar un filtro para el modelo de ruido  $H(j\omega)$ , el cual filtrará una señal de ruido blanco para producir una secuencia de ruido  $u(n)$  con las características espectrales deseadas. Puesto que los diferentes procesos de ruido son independientes, la PSD del ruido total,  $S_u(f)$ , es la suma de las PSD individuales de cada proceso.

La diafonía es por mucho la principal contribución a la capacidad limitada por ruido en sistemas DSL. La diafonía consiste en el acoplamiento no deseado de señales provenientes de otro par a lo largo de cables multipares. Cuando se mide la diafonía en el mismo extremo

del cable como fuente de la señal de diafonía, se denomina Diafonía de Extremo Cercano (NEXT, por sus siglas en inglés). Cuando ésta se mide en el extremo del cable opuesto a la fuente de la señal de diafonía, la medición se denomina Diafonía de Extremo Lejano (FEXT). Dado que FEXT es atenuada sobre la longitud de la conexión DSL,, sus efectos son mucho menos severos que los de NEXT, el cual es un fenómeno más local (aunque es aún un efecto distribuido). La PSD analógica de la diafonía en un **binder** depende del número de fuentes de distorsión y su naturaleza. Por ejemplo, un binder determinado puede ser ISDN de subida o bajada, ADSL u otros servicios DSL, o cualquiera de sus pares trenzados. Intuitivamente, la diafonía resulta de un desbalance capacitivo incremental entre pares a lo largo del cable, y de esta forma, la potencia promedio de la diafonía se incrementa con la frecuencia (la admitancia capacitiva incrementa con la frecuencia) [14].

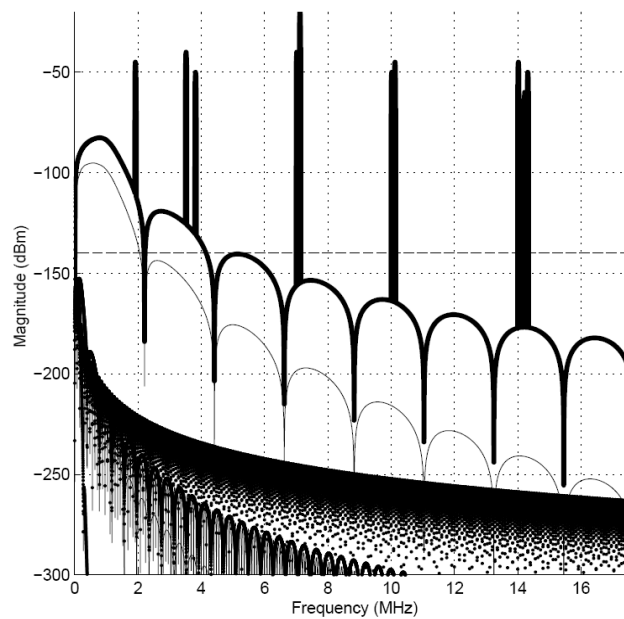


Figura 4.14 Ruido, Diafonía e interferencia

## 4.4 Modulación Multitono Discreta

En la sección anterior se derivó un canal muestreado equivalente en tiempo discreto  $h(n)$  y un modelo de ruido  $u(n)$ . En esta sección se presenta una descripción explícita de las señales sobre el canal en un sistema DMT por bloque. Los primeros esquemas de multicanalización por división de frecuencia (FDM) fueron implementados por el ejército de Estados Unidos usando componentes analógicos y, comercialmente, en el sistema Collins Kineplex en los años 60s [12]. Literalmente, un banco de osciladores, cada uno con diferente frecuencia, modulaban independientemente los datos de cada subcanal en tiempo continuo. El capítulo 1 describió en general la forma en que podría implementarse la comunicación multitono en tiempo discreto a través de un banco de filtros multi-tasa al contrario de un banco de osciladores. En esta sección se demuestra que el caso particular del DMT por bloque basado en la Transformada de Fourier, es el equivalente digital directo del sistema analógico. Además, se demostrará cómo el uso de un prefijo cíclico junto con la señal DMT puede alcanzar una comunicación libre de ISI.

## 4.5 DMT a través de la Transformada Rápida de Fourier.

La Fig. 2.18 ilustra una FDM analógica implementada mediante un banco de osciladores. Los datos binarios son muestreados a una secuencia de símbolos multinivel,  $X(n)$ , la cual es entonces parseada en  $N$  secuencias de símbolos de tasa más baja,  $X_i(n)$ ,  $X_i(n)$  es además parseada en dos secuencias  $a_i(n)$  y  $b_i(n)$ , las cuales son utilizadas para modular los componentes en fase y en cuadratura de la  $i$ -ésima portadora de subcanal. En efecto, estas son  $N$  señales paralelas QAM, moduladas sobre frecuencias múltiplo de una frecuencia fundamental de acarreo  $\Omega_0$  (sólamente en esta sección, la frecuencia angular analógica se denota por  $\Omega$  para distinguirla de la frecuencia angular digital, la cual se denota como  $\omega$ ). Nótese que el diagrama muestra únicamente  $N-1$  subcanales, puesto que generalmente la señal de DC  $X_0$  no es transmitida. La señal de línea  $x(t)$  puede escribirse como

$$x(t) = \sum_{i=0}^{N-1} [a_i(t)\cos(i\Omega_0 t) - b_i(t)\sen(i\Omega_0 t)]$$

Como se mencionó anteriormente, la IFFT es utilizada como modulador en el DMT por bloque, como se observa en la figura 2.18.b. Dado un conjunto de datos binarios reales, en lugar de parsing en  $N$  secuencias de símbolos multinivel reales, los datos son parseados en  $N$  secuencias de símbolos complejos  $X_i = a_i(n) + jb_i(n)$ . Esto elimina la necesidad de repararse  $X_i(n)$  en sus componentes en fase y en cuadratura (esto no puede realizarse en el sistema analógico, dado que éste no puede manipular números complejos, sólo señales reales; claramente, los números complejos no son un problema para el sistema digital). Con el fin de garantizar una señal real a la salida de la IFFT, la simetría Hermiciana es obligada sobre el vector de símbolos complejos  $X_i(n)$ . Esto puede lograrse mediante el conjugado de los símbolos  $X_i(n)$  y aplicando una IFFT de  $2N$  puntos a la concatenación de los símbolos originales y sus conjugados complejos

$$\underline{X_i(n)} \triangleq X_{N-i}^*(n), \quad N \leq i \leq 2N-1. \quad (2.37)$$

La mayor precaución es tomada al transmitir la señal zero sobre la DC y tonos de Nyquist, los cuales son indisponibles en sistemas de comunicación reales. Aplicando la IFFT a los símbolos de subcanal complejos produce

$$x(n) = \frac{1}{2N} \sum_{i=0}^{2N-1} X_i(n) e^{j \frac{2\pi i n}{2N}}$$

$$x(n) = \frac{1}{2N} \sum_{i=0}^{2N-1} \left( X_i(n) e^{j \frac{2\pi i n}{2N}} + X_i^*(n) e^{-j \frac{2\pi i n}{2N}} \right) \quad (2.38)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left\{ X_i(n) e^{j \frac{2\pi i n}{2N}} \right\} \quad (2.40)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left\{ (a_i(n) + jb_i(n)) \left( \cos\left(\frac{2\pi i n}{2N}\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi i n}{2N}\right) \right) \right\} \quad (2.41)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left[ a_i(n) \cos\left(\frac{2\pi i n}{2N}\right) - b_i(n) \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi i n}{2N}\right) \right] \quad (2.41)$$

En este punto, se hace referencia al teorema del muestreo de Shannon, el cual establece que una señal limitada en banda puede representarse completamente por sus muestras espaciadas en intervalos de  $\frac{1}{2B}$ . Un caso particular de este teorema establece que la salida de un DAC ideal simulada mediante una senoide muestreada es la correspondiente senoide en tiempo continuo, proveiendo que la tasa de muestreo es al menos el doble de la frecuencia sinusoidal. La señal  $x(n)$ , la cual es una suma de sinusoides muestreadas, es limitada en banda a  $\omega = \pi$  debido a que lo definimos así (la sumatoria de (2.42) contiene una frecuencia máxima  $\frac{2\pi(in)N-1}{2N}$ ). Por lo tanto, el teorema del muestreo, junto con la linealidad del sistema, determina que la salida del DAC  $x(t)$  debe ser una suma de sinusoides en tiempo continuo en las frecuencias analógicas correspondientes (si la frecuencia de muestreo es  $f_s$ , entonces la frecuencia analógica es

$\Omega = f_s \omega$ ). Definiendo

$$\omega_i = \frac{2\pi in}{2N} = \omega_0 n, \text{ donde } \omega_0 = \frac{2\pi i}{2N}, \quad (2.43)$$

(2.42) se convierte en

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [a_i(n) \cos(i\omega_0 n) - b_i(n) \text{sen}(i\omega_0 n)] \quad (2.44)$$

lo cual produce

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [a_i(n) \cos(i\Omega_0 t) - b_i(n) \text{sen}(i\Omega_0 t)] \quad (2.45)$$

a la salida del DAC, de acuerdo con el teorema del muestreo discutido anteriormente (esto asume un DAC ideal, el cual proporciona una perfecta reconstrucción de señales limitadas en banda muestreadas. La salida del modulador IDFT (2.45) puede verse ahora como equivalente (con cierto factor de escala) con la señal FDM de (2.36). Resulta trivial demostrar que en la ausencia de un canal, los símbolos de subcanal pueden ser reconstruidos perfectamente mediante el operador inverso, denominado demodulador FFT [14]. Aún falta demostrar cómo esto podría verse afectado por el canal en tiempo discreto  $h(n)$ .

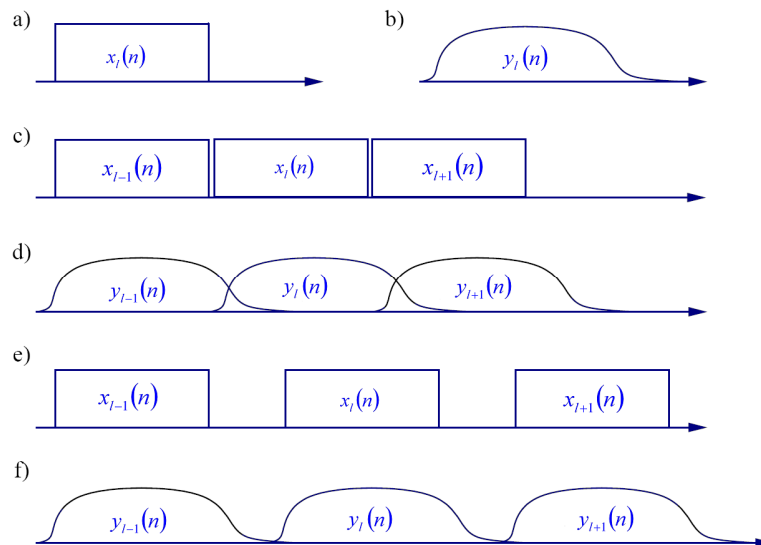
### 4.5.1 Inserción de la Banda de Guarda

La salida del canal  $y(n)$  está dada por una convolución lineal:

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{k=0}^{p-1} h(k)x(n-k), \quad (2.46)$$

donde  $p$  es la duración del canal en muestras. El análisis en esta sección no considera el ruido del canal  $u(n)$  y se enfoca solamente en la estructura de la ISI. El DMT por bloque demodula en bloques de  $2N$  muestras, así que es útil denotar la  $n$ -ésima muestra del  $l$ -ésimo bloque como

$$y_l(n) = \sum_{k=0}^{p-1} h(k)x_l(n-k), \quad 0 \leq n \leq 2N-1. \quad (2.47)$$



**Fig. 4.15:** Señales DMT: a) El  $l$ -ésimo bloque transmitido. B) El  $l$ -ésimo bloque recibido. c) Bloques consecutivos transmitidos. d) Bloques consecutivo recibidos. e) Bloques consecutivos transmitidos con intervalo de guarda. f) Bloques consecutivos recibidos con intervalo de guarda. La IBI es reducida.

Claramente, el canal dispersivo ocasiona dispersión de bloque, como se ilustra en las figuras 4.15a. y 4.15b. La sumatoria en (2.47) incluye los términos  $x_l(n-k)$  con  $n-k < 0$ .



Asumiendo que el  $l$ -ésimo bloque transmitido comienza en  $x_l(0)$ , la contribución de  $x_l(n-k)$  para  $n-k < 0$  a  $y_l(n)$  debe ser de los **tails** de los bloques previamente transmitidos  $x_{l-m}(n)$ , es decir, un canal dispersivo ocasionará traslape. Esto se llama comúnmente Interferencia entre Bloques (IBI) para distinguirla de la ICI. Asumiendo un buen diseño de sistema, el numero de bloques de  $2N$  muestras excederá la duración de la dispersión del canal  $p$  y los bloques no interferirán con otros bloques más allá de sus vecinos más cercanos, como lo muestran las figuras 4.15c y 4.15d. Esto quiere decir que la contribución a la IBI de los bloques  $x_{l-m}(n)$  se reduce a una contribución IBI solamente del bloque anterior transmitido  $x_{l-1}(n)$ . Esto expande la expresión para el bloque de muestra transmitido:

$$y_l(n) = y_{l|l}(n) + y_{l|l-1}(n), \quad (2.48)$$

Donde  $y_{l|l}(n)$  es el componente de la  $n$ -ésima muestra del  $l$ -ésimo bloque recibido  $y_l$ , contribuido por las muestras del bloque transmitido  $x_l$ .

$y_{l|l-1}(n)$  es el componente de la  $n$ -ésima muestra del  $l$ -ésimo bloque recibido  $y_l$  contribuido por las muestras del bloque previamente transmitido  $x_{l-1}$ .

Reescribiendo (2.48) usando (2.47) obtenemos:

$$y_l(n) = \underbrace{\sum_{k=0}^n h(k)x_l(n-k)}_{\text{Deseada}} + \underbrace{\sum_{k=n+1}^{p-1} h(k)x_{l-1}(2N+k-1)}_{\text{IBI}} \quad 0 \leq n \leq 2N-1. \quad (2.49)$$

A partir de (2.49) resulta claro que las muestras del bloque  $x_{l-1}$  contribuyen a IBI no deseada solamente sobre las primeras  $p-1$  muestras del bloque recibido  $y_l$ . De esta forma, para eliminar la IBI, es suficiente el insertar una banda de guarda de longitud  $L$  entre los bloques transmitidos, la cual es mayor que la longitud del canal  $p$ , como se muestra en las figuras 4.15e y 4.15f. (2.49) debe modificarse para tomar en cuenta el intervalo de guarda. En lugar de los índices negativos  $n-k$  en  $x_l(n-k)$  representando las muestras del bloque previamente transmitido  $x_{l-1}$ , esto son ahora muestras cero a partir del intervalo de guarda.

(2.49) se simplifica a una expresión libre de IBI:

$$y_l(n) = \underbrace{\sum_{k=0}^n h(k)x_l(n-k)}_{\text{Deseada}} + \underbrace{0}_{\text{IBI}} \quad 0 \leq n \leq 2N-1. \quad (2.50)$$

Esta técnica funciona al costo de una reducción en la eficiencia espectral, puesto que cada  $2N$  muestras portadoras de información, deben aumentarse por  $L$  muestras redundantes. Si la mitigación de la IBI debe darse al costo de la eficiencia espectral, puede suponerse que existe una mejor solución que la banda de guarda, la cual ayude también a compensar la ICI [7].

#### 4.5.2 Prefijo cíclico vs Banda de guarda.

El intervalo de guarda garantiza una transmisión libre de IBI, pero la ICI sigue siendo aún un problema, dado que dentro de un bloque existe interferencia entre muestras, la cual elimina la ortogonalidad entre subbandas.

$$y_l(n) = \sum_{k=0}^n h(k)x_l(n-k) \quad 0 \leq n \leq 2N-1. \quad (2.51)$$

La convolución lineal es equivalente a la multiplicación de las transformadas  $Z$ :

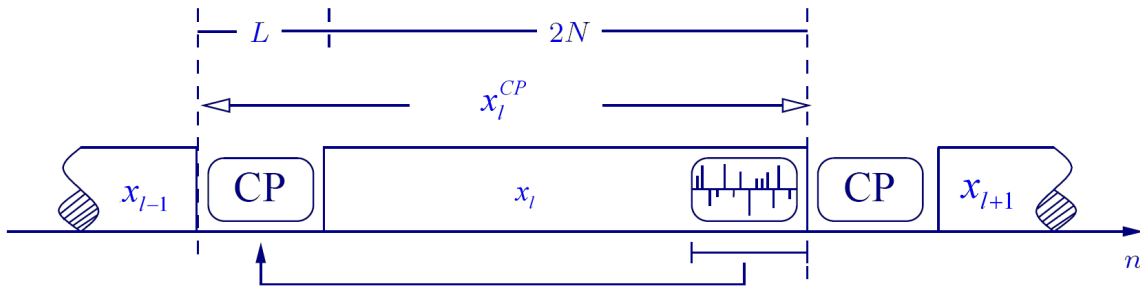
$$Y(z) = H(z)X(z). \quad (2.52)$$

Si pudiéramos convertir al dominio  $Z$ , los datos transmitidos  $X(z)$  podrían ser recuperados fácilmente después de la estimación del canal

$$\hat{X}(z) = \frac{Y(z)}{H(z)} \quad (2.53)$$

donde el gorro indica valores estimados. Sin embargo, el demodulador en el receptor no es una transformada  $Z$ , sino una DFT, correspondo a la operación inversa del modulador IFFT en el transmisor. La multiplicación de DFT's corresponde a una convolución circular, no convolución lineal. De esta forma, para implementar la simple corrección por división en el dominio de frecuencia, la convolución en el canal debe forzarse a ser circular, aún cuando

físicamente sea lineal. Para lograr esto, se introduce un elemento de periodicidad en la señal transmitida, dado que el canal está más allá de nuestro control. La extensión cíclica del símbolo DMT transmitido  $x_l(n)$  por  $L$  muestras proporciona una señal cuasi-periódica la cual denominamos  $x_l^{CP}(n)$ , donde CP quiere decir Prefijo Cíclico. Pero además, dado que se ha estipulado un intervalo de guarda de longitud  $L$  para transmisión libre de IBI, tiene sentido insertar el CP en lugar de la banda de guarda: en cualquier caso, estas muestras son discriminadas en el receptor. El proceso de CP se ilustra en la fig. 4.16. A continuación se demostrará que la convolución lineal de  $x_l^{CP}(n)$  con el canal  $h(n)$  es equivalente a la convolución circular de la secuencia original  $x_l(n)$  con  $h(n)$ .



**Fig. 4.16:** Inserción del Prefijo Cíclico. Las últimas  $L$  muestras de cada bloque DMT son reproducidas al inicio del bloque.

El símbolo extendido cíclicamente  $x_l^{CP}(n)$  se escribe en términos del símbolo DMT original como

$$\begin{bmatrix} x_l^{CP}(0) \\ x_l^{CP}(1) \\ \vdots \\ x_l^{CP}(L-1) \\ x_l^{CP}(L) \\ x_l^{CP}(L+1) \\ \vdots \\ x_l^{CP}(2N+L-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_l(2N-L) \\ x_l(2N-L+1) \\ \vdots \\ x_l(2N-1) \\ x_l(0) \\ x_l(1) \\ \vdots \\ x_l(2N-1) \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Implementando la convolución lineal de la señal transmitida extendida cíclicamente

$x_l^{CP}(n)$  con el canal  $h(n)$ , nos da las muestras recibidas  $y_l^{CP}(n)$ :

$$y_l^{CP}(n) = \sum_{k=0}^{p-1} h(n)x_l^{CP}(n-k), \quad 0 \leq n \leq 2N+L, \quad (2.55)$$

lo cual, a partir de (2.54), es equivalente a

$$y_l^{CP}(n) = \sum_{k=0}^n h(n)x_l(n-k) + \sum_{k=n+1}^{p-1} h(n)x_l(n-k+2N-L), \quad 0 \leq n \leq 2N+L. \quad (2.56)$$

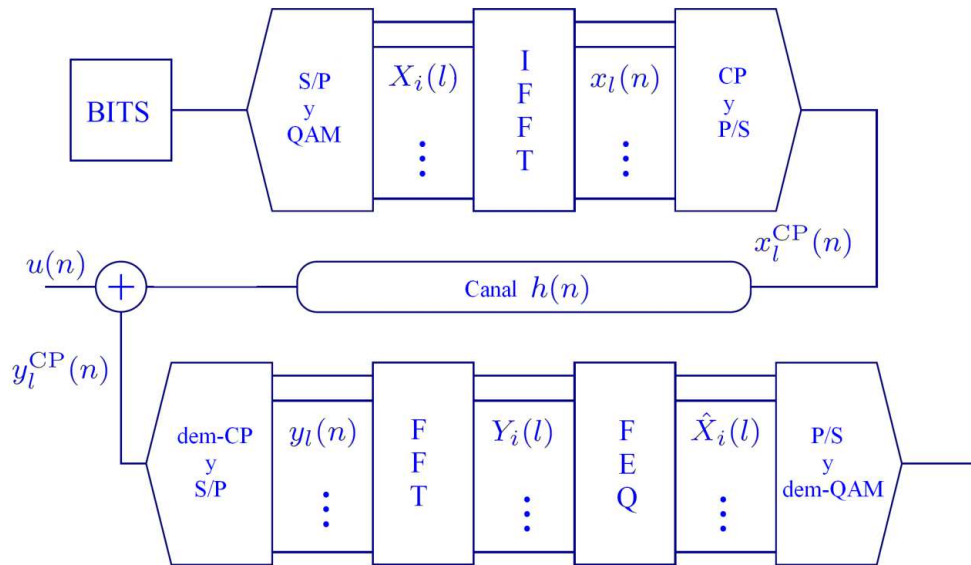


Figura 4.17

Las primeras  $L$  muestras de  $y_l^{CP}(n)$  son discriminadas en el receptor para obtener  $y_l(n)$ .

$$y_l(n) = \sum_{k=0}^n h(n)x_l(n-k) + \sum_{k=n+1}^{p-1} h(n)x_l(n-k+2N), \quad 0 \leq n \leq 2N. \quad (2.57)$$

(Note un corrimiento en el índice de tiempo  $n$  de  $L$  muestras a la derecha, debido a este truncamiento). La comparación con (2.49) muestra que reemplazando el intervalo de guarda con un prefijo cíclico no ha afectado la IBI de ninguna manera. Aún nos falta demostrar que

este reemplazo implementa una convolución circular. Usando notación módulo, en la cual  $[n]_{2N}$  es el residuo de  $n \bmod 2N$ , podemos reescribir (2.57) como

$$y_i(n) = \sum_{k=0}^n h(n)x_i(n-k) + \sum_{k=n+1}^{p-1} h(n)x_i([n-k]_{2N}), \quad 0 \leq n \leq 2N. \quad (2.58)$$

y finalmente, notando que para  $0 \leq k \leq n$ , tenemos que  $n-k = [n-k]_{2N}$ , el bloque DMT recibido se reduce a

$$y_i(n) = \sum_{k=n+1}^{p-1} h(n)x_i([n-k]_{2N}), \quad 0 \leq n \leq 2N. \quad (2.59)$$

Esta es la definición de la convolución circular []. De esta forma, (2.59) es equivalente a la multiplicación de las DFT's. Definiendo el  $i$ -ésimo coeficiente discreto de Fourier del  $l$ -ésimo bloque mediante  $X_i(l)$ , obtenemos

$$Y_i(l) = H_i X_i(l) \quad (2.60)$$

(Note que hemos asumido un canal estacionario, el cual elimina la necesidad de utilizar un índice  $l$  sobre  $H_i$ )

Claramente,  $X_i(l)$  y  $Y_i(l)$  son las secuencias de símbolos de subcanal transmitidas y recibidas. Note que las señales de subcanal están completamente desacopladas y pueden ser recuperadas independientemente. Cada símbolo de subcanal ha sido simplemente escalado por el  $i$ -ésimo coeficiente de Fourier del canal discreto  $h(n)$ . Así, después de alguna estimación del canal, los datos del subcanal recuperados son:

$$\hat{X}_i(l) = \frac{Y_i(l)}{\hat{H}_i}, \quad \forall i. \quad (2.61)$$

Esto se denomina Ecuación en el dominio de Frecuencia (FEQ) [8].

### 4.5.3 Estimación de Canal.

La perfecta recuperación de los datos de subcanal requiere de la estimación del canal. Esto se realiza generalmente utilizando una secuencia de entrenamiento durante la inicialización del modem, con el fin de obtener información acerca del canal. Por ejemplo, el estándar ADSL especifica una secuencia de entrenamiento binaria pseudo-aleatoria con un periodo de 512 muestras. Un estimador simple de correlación cruzada, en el dominio de frecuencia y con mínimos cuadrados, utiliza  $N_p$  periodos de esta secuencia de entrenamiento para obtener

$$\hat{H}_i = \frac{1}{N_p} \sum_{l=0}^{N_p-1} \frac{Y_i(l)}{X_i^{\text{Entrenamiento}}}, \quad \forall i \quad (2.62)$$

$X_i^{\text{Entrenamiento}}$  es independiente de  $l$ , puesto que en cada instante de tiempo se transmite el mismo bloque DMT. Este es el procedimiento de estimación del canal utilizado más adelante en la simulación del sistema [5].

## 4.6 Resumen del capítulo

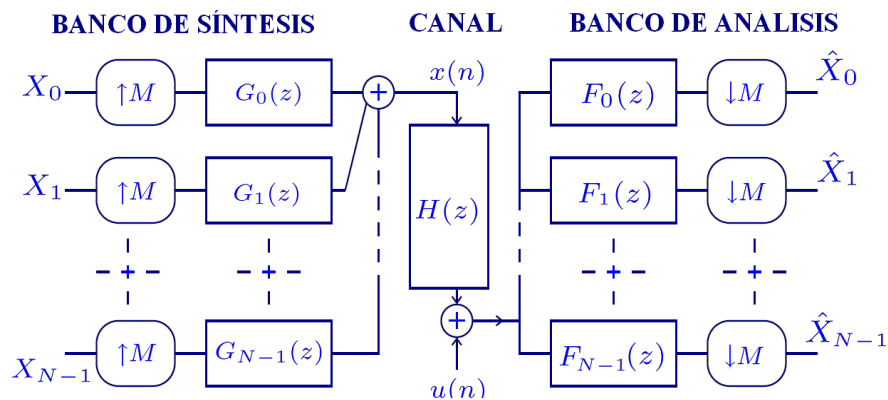
En este capítulo se desarrolló un modelo de canal en tiempo discreto equivalente  $h(n)$  y un modelo de ruido  $u(n)$  para lazos de prueba ADSL. Se demostró que el DMT por bloque es el equivalente directo del FDM analógico. Se demostró también cómo el canal dispersivo  $h(n)$  ocasiona ISI sobre los bloques DMT y la forma en que esto puede ser eliminado usando un prefijo cíclico suficientemente largo junto con un ecualizador de un tap sobre cada canal. Se propuso un algoritmo para la estimación de canal para implementar el FEQ. El siguiente capítulo analiza el caso en que la longitud del prefijo cíclico es insuficiente de tal forma que la ISI no es completamente eliminada. Esta ISI residual puede eliminarse a través de un ecualizador en el dominio del tiempo, el cual permite acortar la longitud efectiva del canal y, de esta forma, la longitud requerida para el prefijo cíclico .

## CAPITULO 5

### ASPECTOS TÉCNICOS Y FIGURAS DE MÉRITO DE SISTEMAS DMT

#### 5.1 Introducción

DSL presenta significantes problemas para las señales de comunicación de banda amplia, tales como atenuación, dispersión, eco y diafonía (*crosstalk*). Esto se debe a los efectos telegráficos del par trenzado sobre una señal electromagnética. La naturaleza del entorno de par trenzado se examina con mayor detalle en el capítulo 2. Por ahora, podemos mencionar simplemente que la naturaleza dispersiva del canal da origen a interferencia entre símbolos (ISI), la cual conduce a una imperfecta detección en el receptor. Esto puede ser equivalentemente atribuido a las características espectrales no-planas del medio de transmisión. Los efectos de la ISI de un canal de comunicación dispersivo pueden mitigarse dividiendo el espectro de frecuencia en  $N$  subcanales aproximadamente no dispersivos, un proceso conocido como modulación multitono o multiportadora. Esto puede lograrse por medio de un banco de filtros transceptor de  $N$  bandas, cuya implementación más familiar es el multitono discreto (DMT) basado en la transformada de Fourier discreta (DFT) y el multitono Wavelet Discreto (DWMT), el cual es espectralmente más eficiente pero no ha tenido tanta aplicación como el anterior [18].



**Fig. 5.1** Banco de filtros de un transceptor de  $N$  canales: El banco de síntesis transmite y el banco de análisis recibe. También se conoce como “Transmulticanalizador”.



## 5.2 El banco de filtros transceptor

La comunicación multitono general puede implementarse a través de un banco de filtros transceptor de  $N$  canales cuya composición se ilustra en la figura 5.1 [42-45]. Este análisis está restringido a la implementación de filtros con respuesta al impulso finita (FIR) solamente. Las tasas de subcanal y las potencias de transmisión están determinadas por las propiedades espectrales del canal  $H(z)$ , y la potencia disponible en el transmisor [46-58]. Esto se denomina carga de bit y carga de potencia, respectivamente, y una parte importante de la tesis se enfoca a la optimización de estos dos factores.

Los símbolos  $X_i(z)$  en cada subcanal se forman asignando los datos binarios  $a(n)$  en intervalos de tiempo  $a_i(n)$  y posteriormente mapeando estas secuencias de baja tasa de datos a sus correspondientes símbolos de constelación  $X_i(z)$ , los cuales corresponden a distintos intervalos de frecuencia. Por esta razón, el banco de filtros transceptor es también conocido como trans-multiplexor, puesto que una señal multiplexada por división de tiempo (TDM) se transforma en su contraparte multiplexada por división de frecuencia (FDM). Los subcanales serán idealmente ortogonales, por lo que algunas veces este esquema se denomina Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM). Los términos DMT y OFDM son utilizados indistintamente en la literatura, aunque OFDM se refiere más comúnmente a la comunicación multitono en un ambiente inalámbrico, mientras que DMT se refiere a la ingeniería de ondas guiadas, donde tienen lugar la carga de bit y el acortamiento de la respuesta al impulso del canal. Otra diferencia entre DMT y OFDM es que en un ambiente inalámbrico, la señal sintetizada  $x(n)$  debe ser modulada nuevamente a una frecuencia de acarreo para poder ser transmitida, mientras que ésta se transmite en su banda base sobre par trenzado. En el caso inalámbrico, usando modelos complejos de ruido y de canal equivalentes en banda base,  $c[n]$  y  $v[n]$  respectivamente, el análisis sigue siendo el mismo. Para una mayor descripción sobre OFDM en ambientes inalámbricos, puede consultarse [15].

El banco filtros de síntesis modula los  $N$  símbolos independientes  $X_i(z)$  en señales separadas en frecuencia  $s_i(n)$ , las cuales son sumadas para generar una señal de

transmisión común  $x(n)$ . Los filtros de síntesis ortogonales  $G_i(z)$  se diseñan para separar una copia específica del espectro original en la banda en cuestión de tal forma que esta pueda ser recuperada en el receptor mediante su contraparte, esto requiere de una interpolación a una tasa  $M \geq N$ . Para  $M = N$ , se dice que el sistema es máximamente decimado, (o mínimamente interpolado), conduciendo a una máxima eficiencia espectral. Para  $M > N$ , el sistema es sobre-interpolado y la redundancia es inherente en los símbolos transmitidos (los subcanales no son empaquetados tan próximos como debería ser). Si  $M > N$ , los datos son perdidos irremediamente debido al traslape entre subcanales que no puede ser eliminado.

Los filtros de análisis y síntesis son de longitud  $\gamma M$ , donde  $\gamma$  es el *género* del banco de filtros, e indica el grado de traslape de los pulsos transmitidos. Si  $\gamma = 1$ , tenemos una transformada de bloque tal como el DMT, mientras que para  $\gamma > 1$ , es necesario utilizar alguna transformada con realimentación tal como la DWMT.

En un canal ideal, puede eliminarse por completo la interferencia entre símbolos ( $\hat{X}_i = X_i, \forall i$ ) solamente si los filtros satisfacen la condición

$$\sum_n g_i(n) f_j^*(n + kM) = M \delta(i - j) \delta(k) \quad , k \text{ entero} \quad (1.1)$$

donde  $\delta(k)$  es la función delta de Kronecker. Esto también se conoce como una Perfecta Reconstrucción (PR). Es común el considerar filtros con  $f_i(n) = g_i^*(-n)$ , lo cual simplifica la restricción a

$$\sum_n g_i(n) g_j^*(n + kM) = M \delta(i - j) \delta(k), \quad k \text{ entero}$$

es decir, los bancos de filtro deben ser paraunitarios. Esto significa que los filtros de los subcanales no sólo son ortogonales entre sí (banco de filtros unitario), sino que además lo son sus versiones recorridas en el tiempo para corrimientos múltiplos de  $M$  [16].

### 5.3 Transformación por bloque – DMT

Cuando  $\gamma=1$ , el banco de filtros no tiene memoria y los bloques de datos pueden ser modulados y demodulados individualmente, implementando así una transformada por bloque. Esta es una elección natural, puesto que para un banco de filtros ortogonal máximamente decimados, el filtro del  $i$ -ésimo subcanal queda restringido a ser una versión modulara del pulso rectangular de longitud  $M : g_i(n) = W_M^{in}, 0 \leq n \leq M-1$ , donde  $W_M = e^{j\frac{2\pi}{M}}$  es la  $M$ -ésima raíz unidad primitiva. Así,  $g_i(n)$  es el  $i$ -ésimo renglón de la matriz de la transformada discreta de Fourier inversa. En la ausencia de un canal, la matriz de análisis es entonces simplemente la matriz DFT, para una perfecta reconstrucción. Note que si las frecuencias fueran indexadas de mayor a menor, el banco de síntesis debería consistir de filtros DFT y no de filtros IDFT, pero esto es moot, puesto que aún tendríamos perfecta reconstrucción. La convención dicta un IDFT transmisor y un DFT receptor, un sistema ampliamente conocido como DMT, o DMT por bloque, el cual puede ser implementado eficientemente a través de algoritmos de mariposa paralelizables [17]. En efecto, el número de multiplicaciones acumulativas (MAC) requerido para transmitir un bit de información es mejor para el DMT por bloque que para una modulación de portadora simple ecualizada con DFE.

La principal desventaja del DMT or bloque es que el prototipo pasa bajas rectangular resulta en respuestas espectrales en forma *sinc* en cada subbanda, cuyos primeros lóbulos son solamente 13 dB abajo. Un canal dispersivo introducirá interferencia entre portadoras (ICI) en niveles significantes. Para mitigar esto, podemos incrementar el género del banco de filtros  $\gamma$ , y diseñar los subcanales con una insolación espectral mayor.

### 5.4 Banco de filtros sobre-interpolados

La Perfecta Reconstrucción se pierde cuando se trabaja sobre canales dispersivos. Tradicionalmente, las medidas tomadas en contra de la ISI pueden ser categorizarse en dos campos distintos. La ecualización de canal intenta invertir los efectos nocivos del canal, mientras que la codificación introduce deliberadamente redundancia en los datos transmitidos

la cual puede interpretarse en el receptor para revelar la naturaleza de la distorsión del canal. Esta información es entonces utilizada para recobrar los datos originales. Un enfoque moderno es combinar estas filosofías, una técnica conocida como codificación vectorial. Se ha demostrado que la codificación vectorial, en general, puede ser implementada por medio de un banco de filtros transceptor sobre-interpolado [18]. El desempeño mejorado es visto cuando los subcanales son separados en frecuencia lo cual completa la transición de la codificación vectorial a la modulación multitono interpolada.

## 5.5 Ecuación.

El tipo de ecualización requerida depende no solamente del canal, sino también de si el transmisor tiene memoria. Las transformaciones que no son ortogonales, introducen ISI a priori la cual puede hacerse disponible en el receptor, mientras que el DMT por bloque permita una ecualización más simple a expensas de cierta redundancia.

En el DMT no existe ISI a priori, así que cualquier ISI es ocasionada por el canal dispersivo [123]. La ICI, sin embargo, es ocasionada no solamente por el canal, sino por la longitud finita de los filtros transmultiplexores la cual causa deslocalización en frecuencia. Estos efectos pueden sobrellevarse mediante el especial trick de extender cíclicamente los bloques DMT transmitidos con relación a la memoria  $L$  del canal. El tiempo incrementado entre los bloques DMT transmitidos, aunque incurriendo en una reducción en la tasa de bit por un factor de  $\frac{N}{N+L}$ , garantiza que los bloques consecutivos sean independientes, anulando

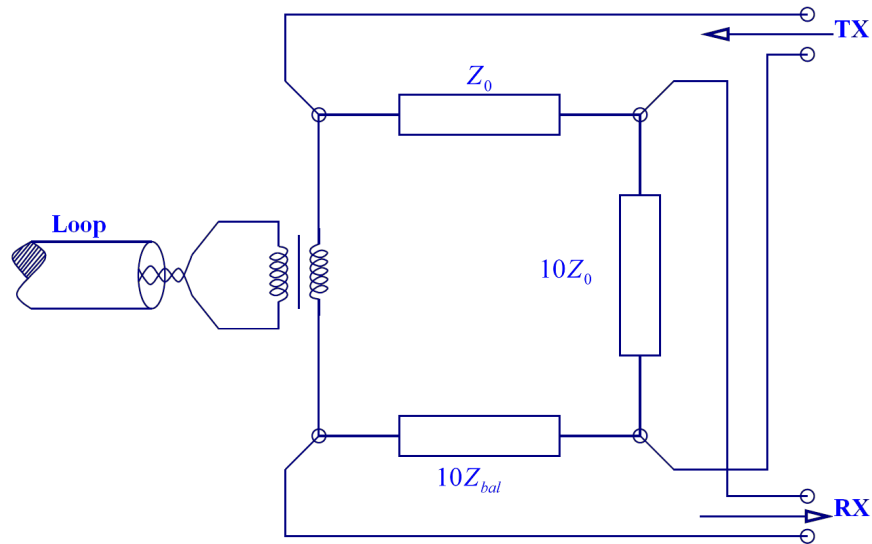
completamente los efectos de la ISI del canal. El hecho de que la extensión sea cíclica, transforma la convolución de canal lineal como una convolución pseudo-circular durante la duración del bloque transmitido, lo cual corresponde exactamente al requerimiento de un banco de filtros pseudo-circular para transmisión libre de diafonía. De esta forma, el único perjuicio del canal es la distorsión en amplitud, la cual es fácil de hacer frente. El problema clave aquí es el que la longitud del prefijo cíclico sea que la memoria del canal. Esto es a menudo una restricción, especialmente en altas tasas de muestreo, donde la memoria del canal puede extenderse a varios cientos de muestras. Para sobrellevar esto, se introduce un Ecuador en el Dominio del Tiempo (TEQ) para explotar la energía del canal de manera

óptima en una duración de bloque de al menos  $L$  muestras. El diseño de un MMSE-TEQ es otra de las contribuciones de esta tesis [17].

## 5.6 Cancelación de eco

La comunicación multitono hace posible la comunicación Full Duplex (FDX) o bidireccional, con canales de subida y bajada de datos usando la misma parte del espectro simultáneamente. Para lograrlo, se utiliza un acoplador híbrido en el Front-End analógico (AFE). Este es un circuito puente, el cual utiliza un acoplador de línea para aislar los componentes de señal de subida y bajada, como en la figura 5.2. El eco es la fuente primaria de distorsión en el caso de un híbrido mal diseñado, ya que la señal transmitida no está desacoplada por completo de la señal recibida, resultando en una degradación del desempeño. Sin embargo, puesto que la señal transmitida es conocida, esta información puede ser usada para cancelar el eco sobre la línea.

Los canceladores de eco manejados por datos, utilizan algoritmos de gradiente para optimizar el cancelador, con base en las estadísticas esperadas de la señal recibida, junto con el conocimiento de los datos reales transmitidos. En [140] y [141] se presenta un simple cancelador en el dominio del tiempo, mientras que en [142] y [143] se describe un cancelador más complicado en el dominio de frecuencia. La cancelación en el dominio de frecuencia es más eficiente debido a que permite la optimización de la SNR para cada todo en forma independiente, lo cual resulta muy útil para algunas configuraciones de sistemas multitono y representa una ventaja adicional sobre los sistemas de un solo tono. La complejidad del cancelador puede reducirse implementando la cancelación del eco solamente entre componentes adyacentes.



**Fig. 5.2:** Circuito híbrido equivalente: Un simple puente en el cual una rama es el lazo de par trenzado acoplado a través de un transformador de línea. Si la relación de impedancia en el lado inferior derecho del puente se acopla a la del lado superior izquierdo, se eliminará el eco.

## 5.7 Operaciones a nivel de bit: codificación, scrambling e intercalación.

Así como la codificación para la reducción de la PAPR, en un sistema multitono es costumbre utilizar códigos para el control de errores. Esto se denomina corrección de errores hacia adelante (FEC, por sus siglas en inglés). Por ejemplo, ETSI recomienda un codificador Reed-Solomon de tasa variable. Aún cuando los códigos para el control de errores incrementan la tasa neta de bit, estos también pueden reducir la probabilidad de error en el receptor, resultando en una ganancia de codificación neta  $\gamma_c$ . Los códigos por bloque, tales como Hamming o RS, utilizan bloques de datos con bits de verificación de paridad, los cuales no alteran la secuencia transmitida, en vez de ello, sólo la extienden. Los códigos convolucionales pueden ser utilizados en aplicaciones donde los bits transmitidos arriban en forma serial, y no pueden ser procesados por bloque. Un codificador convolucional puede verse como una clase de filtros de respuesta al impulso infinita (IIR), con la excepción de que las operaciones internas están basadas en aritmética módulo-2 y la secuencia de salida es necesariamente no mayor que la secuencia de entrada (puesto que habría redundancias).

Existen dos ventajas fundamentales de los códigos convolucionales sobre los códigos por bloque; estos pueden diseñarse con mayor flexibilidad (usando simplemente una estructura de registros de corrimiento diferente) y existe un procedimiento de decodificación óptimo: el algoritmo de Viterbi. Más formalmente, en el caso de ADSL se ha propuesto el uso de turbo-codificadores, los cuales han demostrado una capacidad cercana a los límites de desempeño de Shannon. En esta tesis utilizamos una variante del turbo-codificador propuesto en [198], el cual consiste de dos códigos convolucionales recursivos separados por un intercalador. Mientras que los códigos RS para ADSL pueden dar una ganancia de codificación  $\gamma_c = 5 \text{ dB}$  en una tasa de error en bit (BER) de  $10^{-6}$ , el turbo-codificador utilizado aquí puede alcanzar hasta  $\gamma_c = 6 \text{ dB}$

Un scrambler distribuye aleatoriamente los bits que pasan por el modulador, de tal forma que diferentes patrones de bits sean igualmente probables. Un descrambler remueve esta aleatoriedad. Una distribución de unos y ceros hace que la salida de potencia transmitida sea más estable. El estándar ETSI VDSL propone un proceso de aleatoriedad de 23 bits.

Un intercalador separa sistemáticamente bits continuos. Esto mejora la robustez ante ruido impulsivo en el canal. El FEC puede manejar solamente determinados bits de error por bloque. Dispersando en el tiempo los efectos del ruido aleatorio a través de un intercalador, el FEC no caerá en una falla irreversible durante la detección de los datos. Cada bit intercalado será separado cierto número de bits de sus bits adyacentes originales. La des-intercalación es el proceso inverso, situado dentro de los bloques del FEC. El método más simple se denomina intercalación por bloque. En el algoritmo de intercalación, los bits son colocados en un buffer en filas, pero son extraídos en forma de columna. Cada bit es entonces separado de sus bits adyacentes por un número de bits igual al número de filas. En un algoritmo de des-intercalación, los bits son colocados un un buffer columna por columna, pero leídos fila por fila. Esto simplemente invierte el proceso de intercalación. Los objetivos de esta tesis son la codificación, modulación y la ecualización, por lo que se describirá el uso de intercaladores en la construcción de turbo-códigos aplicables a sistemas DSL [16].

## 5.8 Relación de Potencia Pico-Promedio.

Un problema mayor de las señales multitono, el cual no existe en los sistemas de un solo tono, ocurre cuando las señales subbanda individuales, las cuales son básicamente formas de onda moduladas en diferentes frecuencias, se superponen constructivamente a la salida del banco de filtros. Lo que puede pasar es que la alineación de diferentes picos en las formas de onda a partir de los subcanales, puede ocasionar una protuberancia en la amplitud de la señal multitono. Desde un punto de vista teórico, esto no debería preocuparle al diseñador. Sin embargo, desde un punto de vista práctico, la señal tendrá una mayor relación de potencia pico-promedio (PAPR) y tanto el convertidor digital-analógico (DAC) como el amplificador de potencia requerirán un mayor rango dinámico para representar con precisión todos los posibles niveles de señalización (en comunicaciones de un solo tono, los niveles de señalización se toman a partir de un alfabeto finito preestablecido, y el rango dinámico requerido estará especificado explícitamente). En el caso en que el DAC y el amplificador de transmisión tengan un rango dinámico insuficiente, el símbolo multitono será distorsionado, resultando en una degradación significativa de la tasa de desempeño. Existen varios métodos para mitigar los efectos de señales con alta PAPR en sistemas multitono, los cuales pueden clasificarse ampliamente en tres categorías: codificación, recorte y acondicionamiento de señal.

Algunos esquemas de codificación, tales como Golay y Reed-Muller, pueden utilizarse para reducir la PAPR al costo de una pérdida en la eficiencia en ancho de banda. Códigos por bloque no lineales empotran las secuencias deseadas en un conjunto grande de secuencias, y subsecuentemente sólo un subconjunto de las secuencias generadas son transmitidas, específicamente, aquellas con potencias pico más bajas. Estos esquemas son populares debido a que no se generan señales fuera de banda. Otra solución es limitar o amputar la señal multitono por encima de cierta amplitud. Cuando se elige recortar la señal, la no linealidad introduce armónicos fuera de banda, los cuales pueden generar conflictos con imposiciones de regulación y, más importante, hace que el ruido por recorte de la señal sea el distorsionador de señal predominante. Esto puede solucionarse combinando las técnicas de reducción de PAPR con filtrado fuera de banda. También puede reducirse la PAPR mediante acondicionamiento de señal. Por ejemplo, pueden utilizarse tonos piloto (al costo de perder eficiencia espectral) con fase y amplitud tales que se reduzcan los picos de la señal. Otros



enfoques incluyen la reconstrucción asistida por decisión, eliminación y restauración de envolvente y pre-distorsión de datos adaptiva. En esta tesis se introduce un enfoque adaptivo para mitigar la PAPR de las señales multitono generadas [18].

## CAPÍTULO 6

### TÉCNICAS AVANZADAS PARA LA ECUALIZACIÓN DE CANAL EN SISTEMAS DMT

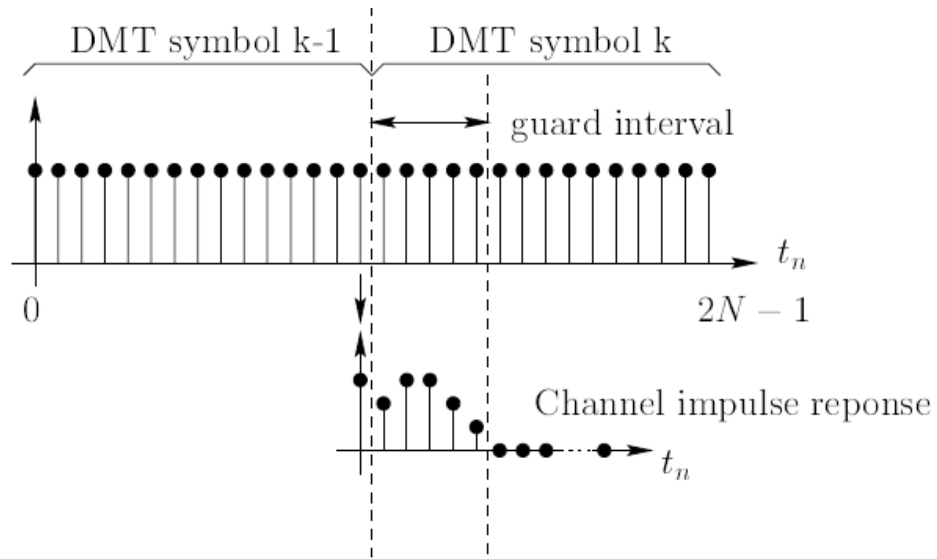
#### 6.1 Introducción

Este capítulo presenta los diferentes métodos de ecualización para DMT propuestos en la literatura y en las últimas publicaciones sobre la materia. Se discuten las ventajas y desventajas de las diferentes propuestas.

#### 6.2 Ecualización mediante multiplicación en el dominio de frecuencia.

La ecualización puede realizarse usando una multiplicación de cada portadora por un coeficiente complejo, dependiendo del canal cuando el intervalo de guarda es mayor que la memoria del canal. La figura 6.1 explica la razón de esto.

Cuando el intervalo de guarda es más corto que la memoria del canal, la distorsión provocada por un símbolo DMT  $DMT(k-1)$  en el siguiente símbolo  $DMT(k)$  no solamente afecta el intervalo de guarda de  $DMT(k)$ .



**Figura 6.1:** Un intervalo de guarda mayor que la memoria del canal.

Este intervalo contiene información redundante (una extensión cíclica del símbolo DMT correspondiente), la cual es truncada en el receptor.

Dependiendo de los datos enviados en el transmisor,

$$\mathbf{x}(k) = [x_0(k), \dots, x_{K-1}(k)]^T$$

y los coeficientes del canal descritos por el vector

$$\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_{M-1}, 0, \dots, 0]^T,$$

la información recibida  $\mathbf{y}(k)$  es

$$\mathbf{y}(k) = \sqrt{N} \text{Diag}(F_N \mathbf{h}) \mathbf{x}(k)$$

$$\mathbf{y}(k) = \sqrt{N} [h_0 x_0(k), \dots, h_{K-1} x_{K-1}(k)]^T$$

Una simple multiplicación de cada salida de la DFT en la transmisión por un coeficiente constante es suficiente para la ecualización. Si se desea una ecualización de cero forzado (ZF), los coeficientes del ecualizador serían:

$$G_i^{ZF} = \frac{1}{h_i},$$

en el caso de una ecualización de error cuadrado promedio mínimo (MMSE), los coeficientes serían:

$$G_i^{MMSE} = \frac{h_i^*}{|h_i|^2 + \sigma_{B_i}^2 / \sigma_s^2}$$

donde  $\sigma_{B_i}^2$ , es la varianza del Ruido Aditivo Blanco Gaussiano (AWGN) y  $\sigma_s^2$  es la varianza de los símbolos transmitidos [20].

### 6.3 Ecualización a través de un filtro con Respuesta al Impulso Objetivo (TIR)

En esta sección discutiremos el caso en que la respuesta al impulso del canal es mayor que el intervalo de guarda. Se explicará por qué este problema puede ser resuelto a través de una combinación de un filtro con Respuesta al Impulso Objetivo (TIR) y un filtro Ecualizador en el Dominio del Tiempo (TEQ). El enfoque presentado requiere de una fase de aprendizaje con el fin de entrenar los dos filtros. El filtro TIR será usado solamente para la secuencia de entrenamiento. Después de eso, el ecualizador en el dominio del tiempo resultante (TEQ) permitir acotar la respuesta al impulso del canal [19].

En el contexto del DMT, la idea clásica de minimizar el error cuadrado promedio (MSE)

$$E[|\mathcal{E}|^2] = E[|I_n - \tilde{I}_n|^2] = \min,$$

con  $I_n$  representando los datos transmitidos e  $\tilde{I}_n$  los datos recibidos, no es la mejor solución. Para una respuesta al impulso del canal la cual es mayor que el intervalo de guarda, esto será suficiente para reducir la respuesta al impulso del canal a un tamaño menor que el intervalo de guarda. Entonces, el error resultante puede ser corregido fácilmente mediante una ecualización en el dominio de frecuencia con una multiplicación como la que se explicó en la sección anterior.

La idea general del enfoque con filtro TIR se ilustra en la figura 6.2.

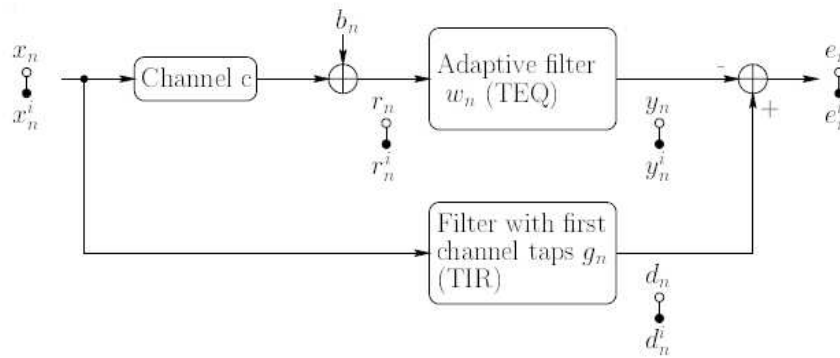


Figura 6.2: Ecualización usando un filtro con Respuesta al Impulso Objetivo (TIR).

## 6.4 Ecualización en el dominio del tiempo sin intervalo de guarda.

Vandendorpe analizó este problema. Su meta era determinar una predicción óptima de  $\tilde{I}_n$  a partir de los datos transmitidos  $I_n$  en el dominio del tiempo usando un filtro acoplado independiente y un filtro de ecualización con múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) para cada portadora utilizada.

La señal transmitida es

$$x(t) = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{DMT}}{N}} \cdot \sum_{p=0}^N \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n^p \cdot u(t - nT) \cdot e^{j2\pi \frac{pt}{T}}$$

siendo  $I_n^p$  el  $n$ -ésimo símbolo acarreado por la portadora  $p$ ,  $P_{DMT} = \frac{N \cdot E_b}{T}$  y  $E_b$  la energía por bit.  $u(t)$  es la forma de símbolo asumida como rectangular en este caso. Suponiendo un canal lineal  $h(t)$ , la señal recibida es

$$\begin{aligned} x(t) &= \sqrt{\frac{2 \cdot P_{DMT}}{N}} \cdot \sum_{p=0}^N \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n^p \cdot \left( u(t - nT) \cdot e^{j2\pi \frac{pt}{T}} \right) * h(t) + \text{ruido} \\ &= \sqrt{\frac{2 \cdot P_{DMT}}{N}} \cdot \sum_{p=0}^N \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n^p \cdot h_p(t - nT) + \text{ruido} \end{aligned}$$

Usando un filtro acoplado diferente  $h_p^*(t - nT)$  para cada portadora  $p$ , las salidas del filtro acoplado son:

$$y_p^n = \frac{1}{T \cdot \sqrt{2 \cdot P_{DMT}}} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \cdot h_p^*(t - nT) dt$$

Usando un ecualizador con  $2 \cdot K + 1$  coeficientes para cada salida del filtro acoplado, la secuencia estimada es:

$$\tilde{I}_n^q = \sum_{p=0}^{N-k} \sum_{m=-k}^K h_{q,p}^m \cdot y_p^{n-m}$$

## 6.5 Turbo-Ecualización

Los obstáculos principales para una transmisión eficiente de información en general, pueden clasificarse como:

a) Ruido

- Codificar (agregar redundancia) para tratar de corregir errores
- Transmitir a tasas inferiores a la capacidad del Canal:

$$C = WB \log_2(1 + SNR) [bits/seg]$$

b) Interferencia entre símbolos (ISI)

- Degrada la información y debe ser corregida (ecualización de canal) para el correcto funcionamiento de la codificación.

La solución óptima para este problema consiste en:

- Interpretar al Código y al canal como una única entidad y decodificar en forma óptima (minimizar probabilidad de error):

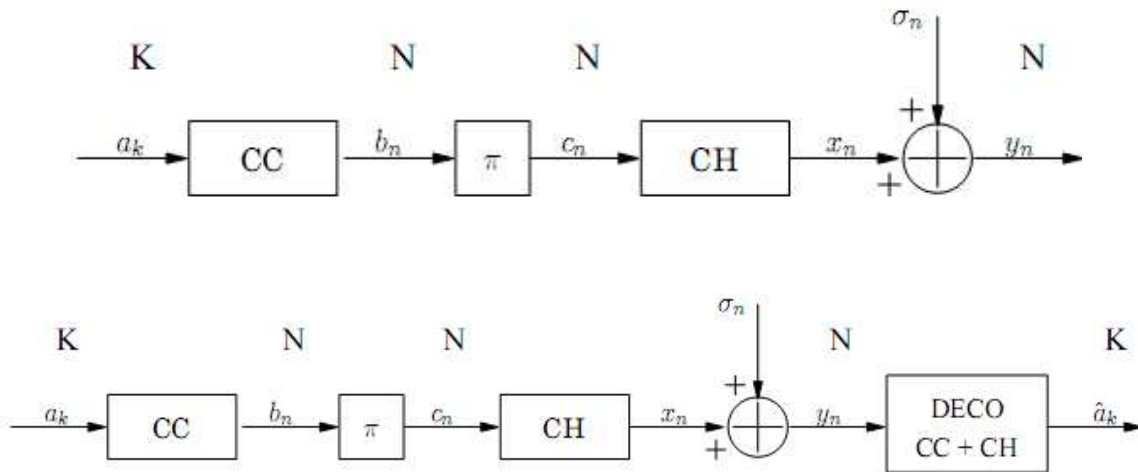


Figura 6.3 CÓDIGO Y CANAL

- Decodificación MAP en formato LLR:

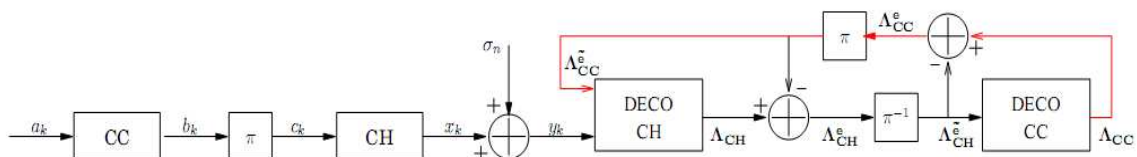
$$\begin{aligned}\Lambda(a_k | \mathbf{y}) &= \ln \frac{\sum_{\forall \mathbf{a}: a_k=1} P(\mathbf{a} | \mathbf{y})}{\sum_{\forall \mathbf{a}: a_k=0} P(\mathbf{a} | \mathbf{y})} \\ &= \ln \frac{\sum_{\forall \mathbf{a}: a_k=1} P(\mathbf{y} | \mathbf{a}) \prod_{i=1: i \neq k}^K P(a_i)}{\sum_{\forall \mathbf{a}: a_k=0} P(\mathbf{y} | \mathbf{a}) \prod_{i=1: i \neq k}^K P(a_i)} + \Lambda(a_k)\end{aligned}$$

Regla de decisión:

$$\Lambda(a_k | \mathbf{y}) = \ln \frac{P(a_k = 1 | \mathbf{y})}{P(a_k = 0 | \mathbf{y})} \Rightarrow \hat{a}_k \begin{cases} 1 & \text{si } \Lambda \geq 0 \\ 0 & \text{si } \Lambda \leq 0 \end{cases}$$

Esto conduce a una altísima complejidad del Super-Trellis del conjunto en la etapa de codificación-decodificación. La mejor solución desarrollada hasta la fecha es la turbo-equalización, la cual consiste en:

- Equalizar y decodificar en forma separada para reducir complejidad.
- Mejorar la estimación del equalizador mediante realimentación de decisiones del decodificador.
- Transmitir y poder recibir información blanda para que pueda ser corregida.
- Proceso iterativo con transmisión de información extrínseca (nueva) para evitar converger a soluciones subóptimas.



$a_k$ : bits de información  
 $b_k$ : bits codificados  
 $c_k$ : bits desordenados  
 $y_k$ : símbolo recibidos

$\Lambda_{CH}$ : Estimaciones blandas de  $c_k$   
 $\Lambda_{CH}^e$ : Información extrínseca (nueva)  
 $\Lambda_{CC}$ : Estimaciones blandas de  $a_k$   
 $\Lambda_{CC}^e$ : Información extrínseca (nueva)

Figura 6.4

En este caso, el algoritmo MAP es la mejor vía de obtener la solución para el equalizador [11].



## 6.6 Discusión

La solución más simple para un sistema DMT es elegir un intervalo de guarda mayor que la respuesta al impulso del canal. En este caso, puede utilizarse la ecualización mediante un simple producto con un coeficiente para cada portadora en el dominio de frecuencia. Desafortunadamente este método limita la velocidad de transmisión considerablemente. Dado que el intervalo de guarda es más corto que la respuesta al impulso del canal para el sistema ADSL, este método no es conveniente.

La ecualización mediante filtro con Respuesta al Impulso Objetivo (TIR) es el método clásico para sistemas ADSL. Los coeficientes son determinados durante un periodo de entrenamiento durante el cual los datos transmitidos son conocidos por el receptor. Aún cuando el cálculo de los coeficientes pudiera ser costoso computacionalmente.

# CAPÍTULO 7

## IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA ADSL CON TURBOCODIFICACIÓN.

### 7.1 Introducción

Las tendencias actuales en turbo códigos plantean para el turbo codificador un esquema en el cuál se tienen dos codificadores convolucionales idénticos (igual representación polinomial) en paralelo, con un interleaver como el descrito anteriormente.

Aunque ambos codificadores convolucionales son iguales, al codificador número 2 se le ha suprimido su salida sistemática, de esta forma el turbo codificador total tiene una tasa de codificación de 1/3 (Figura 7.1)

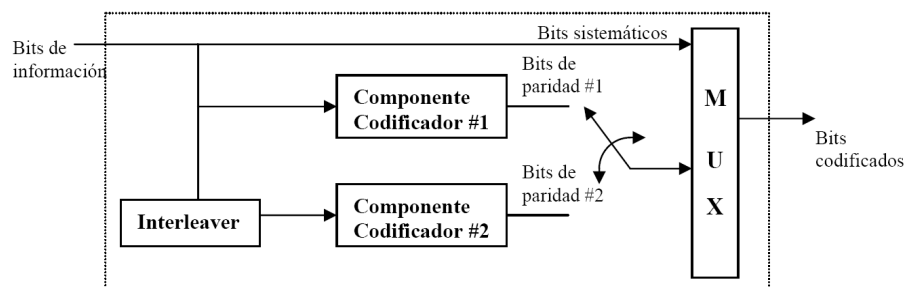


Figura 7.1. Diagrama de bloques del Turbo codificador

### 7.2 El Turbocodificador

La salida del turbo codificador está conformada por una cantidad determinada de bytes. Sin embargo, estos bytes tienen cierta información extra (los ceros de relleno y los bits codificados debidos a los K-1 ceros desplazados dentro de cada codificador convolucional), por lo tanto la primera tarea del turbo decodificador consiste en separar y organizar las salidas

provenientes del turbo codificador cada una de un byte de longitud, de tal manera que sólo información estrictamente necesaria para la decodificación ingrese en los respectivos decodificadores.

Para realizar esto, en la primera etapa del turbo decodificador se cuenta con un demultiplexor, el cuál organiza por entrada sistemática, entrada de paridad 1 y entrada de paridad 2 la información proveniente del módulo receptor.

Para este trabajo de grado el turbo decodificador implementado sigue los estándares señalados en turbo códigos en cuanto a su estructura interna, no obstante una modificación ha sido hecha en cuanto a los decodificadores utilizados. En la Figura 3.7 se observa el diagrama de bloques del turbo decodificador:

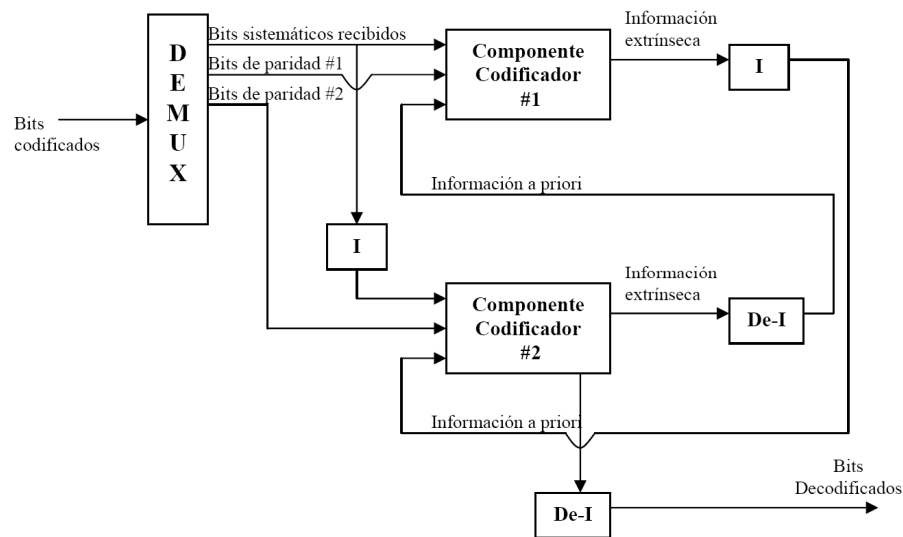


Figura 7.2 Diagrama en bloques del turbo decodificador

### 7.3 Interleaver y deinterleaver

Como se puede apreciar en la Figura 7.2, hay dos bloques interleaver y dos deinterleaver. Los bloques interleaver son exactamente iguales al interleaver implementado en el turbo codificador, es decir se escriben los elementos en la matriz fila por fila, se realizan las mismas permutaciones y se leen columna por columna, de igual manera, los bloques deinterleaver realizan las operaciones contrarias a los bloques interleaver, de tal forma que si se organizase

un bloque en cuyo interior se tengan un bloque interleaver y deinterleaver en serie, la entrada y la salida de dicho bloque debe ser la misma [9].

### 7.3.1 Codificador convolucional

El codificador convolucional implementado está basado en el trabajo del Department of Telecommunication de la Technical University of Denmark y principalmente en los artículos *A turbo Tutorial* y *Selection of Code and Interleaver for Turbo Coding* del profesor Jakob Dahl Andersen. En dichos artículos se hace una introducción acerca de turbo códigos y se analiza en detalle la elección de un codificador convolucional basado en requerimiento de la BER ( tasa de error de bit) deseada. De los dos polinomios analizados en ambos documentos se escogió el codificador  $(1, (1+D^4))/(1+D+D^2+D^3+D^4)$ . Dado que los dos codificadores tenían un desempeño similar el criterio de decisión se basó principalmente en la conveniencia de la implementación del polinomio.

En la anterior descripción la salida cuya representación polinomial es el 1, representa la salida sistemática del codificador, y en la salida  $(1+D^4)/(1+D+D^2+D^3+D^4)$ , el denominador representa la conexión recursiva del codificador convolucional.

Como dicho codificador tiene dos salidas y una sola entrada, la tasa de codificación es de 1/2.

El codificador convolucional número 2 según el estándar debe tener el mismo polinomio generador, pero sin la salida sistemática; así, su representación polinomial es de la forma  $(1+D^4)/(1+D+D^2+D^3+D^4)$ .

Como dicho codificador tiene tan solo una salida y una sola entrada, la tasa de decodificación es de 1/1.

No obstante, dado que el número de etapas en el codificador convolucional implementado es de  $K=4$ , es necesario, una vez introducido el total de bits de la palabra a codificar, ingresar a cada uno de los registros  $K-1=3$ , ceros para “blanquear” los registros y asegurar que el bit final de la palabra a codificar sea desplazado hasta la última posición de cada uno de ellos [10]. De esta forma, la tasa de codificación efectiva del codificador número 1 es de 8/22, ya que una vez introducido los 8 bits de la palabra se generan 22 bits que compondrán la palabra de código; de igual forma, la tasa efectiva del segundo codificador es de 8/11.

### 7.3.2 Interleaver

El interleaver implementado nuevamente está basado en las tendencias actuales de turbo códigos y es analizado en innumerables artículos y trabajos de investigación [10], [9].

Dado que el tamaño de la palabra a codificar es de 1 byte, las dimensiones del interleaver son 4 filas x 2 columnas. La escritura en el interleaver se hace fila por fila, a continuación, una vez formada la matriz, se procede a efectuar las permutaciones respectivas.

Es conveniente observar el seudo código del Interleaver desarrollado, para una mejor comprensión del mismo [9]:

**función escribir\_interleaver** (Entrada[8], P, L, jump,  $\alpha$  [P])

**for** i=0 **hasta** P-1 **haga**

Nºfila = (i\*jump) mod P;

**for** j=0 **hasta** L-1 **haga**

Nºcol= (J\*  $\alpha$  ( i )) mod L;

Interleaver (Nºfila, Nºcol) = **Entrada**(L\*i +j);

**end for;**

**end for;**

**return** (interleaver);

**end** escribir\_interleaver;

**función leer\_interleaver** (P,L)

**for** Nºcol=0 **hasta** L-1 **haga**

**for** Nºfila=0 **hasta** P-1 **haga**

S\_int(P\*Nºcol + Nºfila) = interleaver (Nºfila,Nºcol);

**end for;**

**end for;**

**return** (S\_int);

**end** leer\_interleaver

En este caso P=4 filas y L=2 columnas.

El vector  $\alpha$  es de dimensión P, y sus componentes son los números primos 3,5,7,11.

El parámetro Jump es un número aleatorio, en este caso 23.

El valor de las filas tras las respectivas permutaciones es el siguiente:

Fila 0 → Fila 0

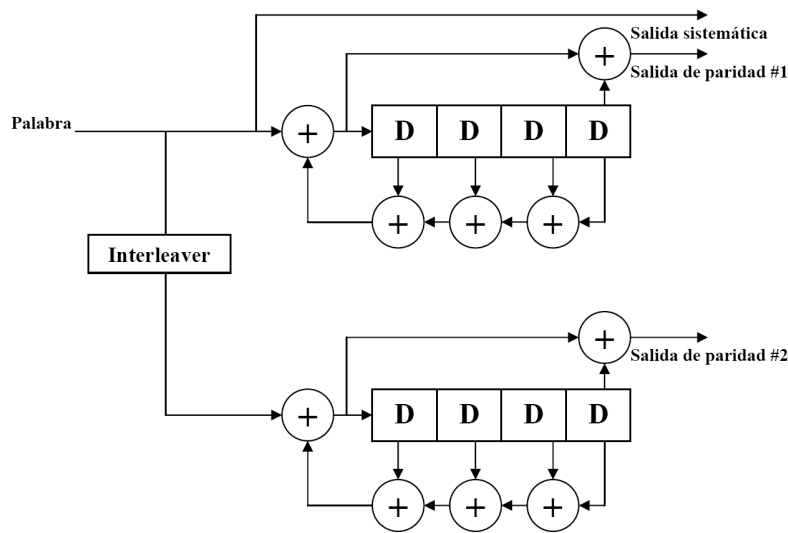
Fila 1 → Fila 3

Fila 2 → Fila 2

Fila 3 → Fila 1

La lectura de los datos se hace columna por columna concluyendo un reordenamiento total de los datos introducidos al interleaver.

El turbo codificador convolucional implementado en su totalidad puede ser apreciado en la Figura 7.3.



**Figura 7.3.** Turbo codificador implementado.

Como se dijo anteriormente, el codificador número 1 entrega 22 bits, a los cuales se les han anticipado dos bits con valor cero, para que su salida total sea el equivalente a 3 bytes. Para el segundo codificador se tiene una situación similar, ya que éste entrega un total de 11 bits, a los cuales se le anteceden 5 bits con valor cero, esto ocasiona que la salida total de este codificador sea el equivalente a 2 bytes.

En definitiva, el turbo codificador implementado entrega palabras codificadas de tamaño 5 bytes, por cada byte procesado.

## 7.4 Diagrama de flujo del turbo codificador

Para hacer una mayor claridad sobre el Turbo codificador implementado en la Figura 7.4 se puede observar su diagrama de flujo.

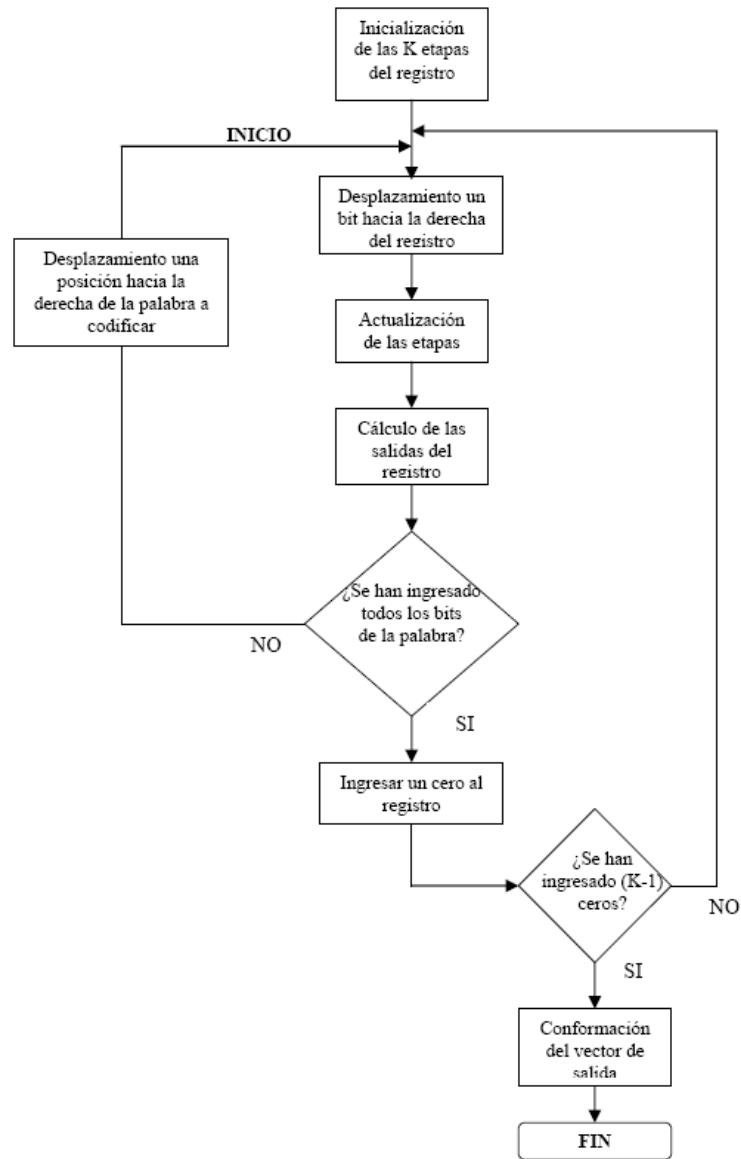


Figura 7.4. Diagrama de flujo del Turbo codificador

Una vez se ha obtenido el respectivo código de la palabra que se va a codificar, el registro de desplazamiento es inicializado, este proceso consiste en poner a cero todas las posiciones o etapas de dicho registro.

Realizado esto se ingresa el bit menos significativo del código de la tecla oprimida.

El registro se desplaza una posición hacia la derecha, esta acción lleva consigo la actualización de las etapas, en donde la siguiente etapa queda con el valor de la anterior, con base en el nuevo valor de los registros y el valor de la entrada al registro (bit menos significativo de la palabra) se realiza el cálculo de las salidas tanto sistemática como de paridad de acuerdo a las conexiones del codificador convolucional descritas en la sección anterior.

Realizado esto, el codificador debe preguntarse si todos los bits de la palabra de código ya han sido desplazados dentro del registro, si esto no ha ocurrido se comienza de nuevo el proceso hasta ahora descrito desde la etiqueta INICIO en el diagrama de flujo.

Si por el contrario, ya han sido ingresados todos los bits de la palabra de código dentro del registro se procede a introducir dentro del mismo K-1 ceros como se explicó anteriormente, cada cero introducido a partir de este momento tiene el mismo tratamiento que se le dio a cada bit de la palabra de código.

Completado el proceso para cada uno de estos ceros, una vez más el codificador se hace la pregunta anterior pero ahora se interroga por el número de ceros introducidos después de la palabra de código, si se ha completado el desplazamiento de los K-1 ceros al registro, el codificador conforma el vector de salida y termina el proceso, de lo contrario el proceso continúa con cada cero restante.

Para el segundo codificador el proceso es exactamente igual, con excepción de que su entrada esta conformada por la salida del proceso de reordenamiento efectuado por el bloque interleaver al código de la tecla oprimida, y de que su vector de salida sólo contiene la salida de paridad respectiva [10].



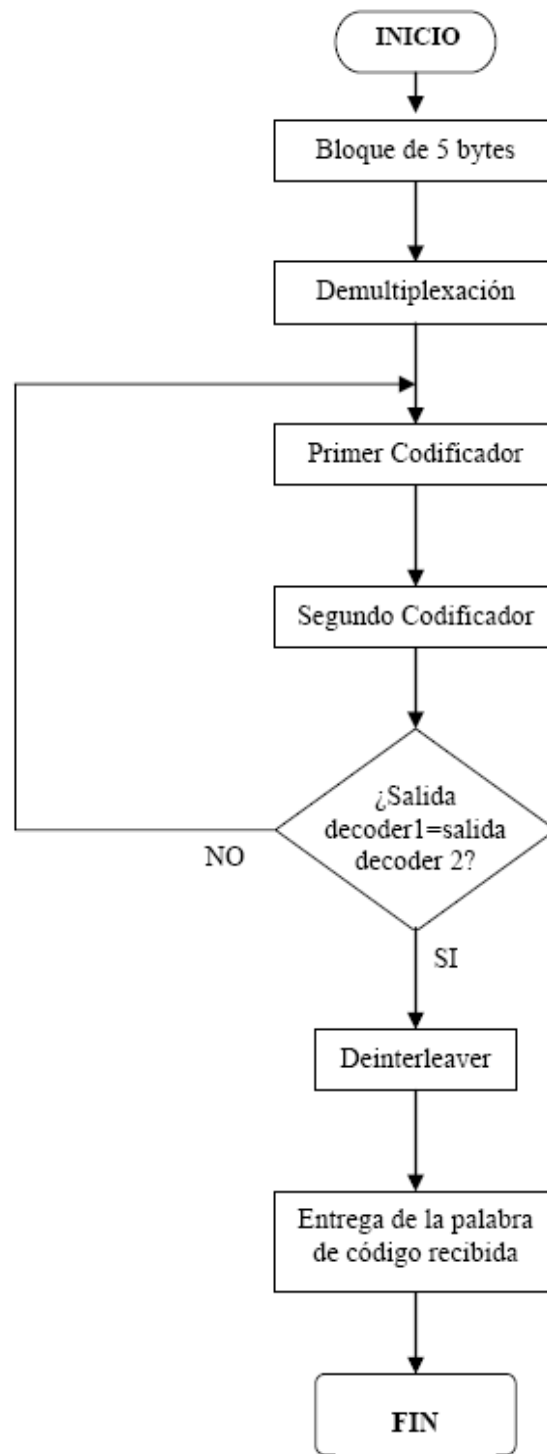
## **7.5 Turbo decodificador**

La implementación de dichos decodificadores es demasiado compleja (actualmente se realizan utilizando varios DSP's en paralelo) y exige mucha capacidad computacional en cuanto a procesamiento y memoria RAM, capacidades que aunque, no son mínimas en el microcontrolador utilizado, si se quedan cortas para el propósito de implementar tales decodificadores.

Dadas estas circunstancias, los componentes decodificadores implementados no son decodificadores MAP en el sentido estricto de la palabra, pero si conservan todas las características de ellos[11].

### **7.5.1 Diagrama de flujo del turbo decodificador**

Como se hizo para el turbo codificador, es importante, para una mejor claridad desde el punto de vista de la implementación del turbo decodificador, observar un diagrama de flujo del programa diseñado [9].



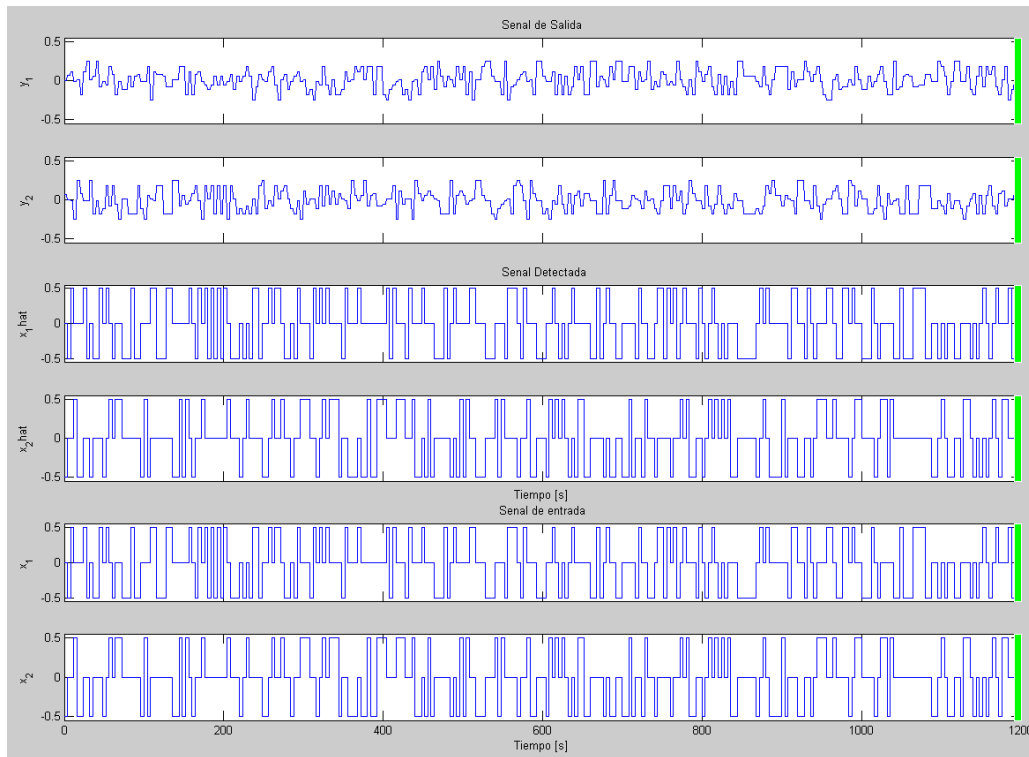
**Figura 7.5.** Diagrama de flujo del Turbo decodificador

## CAPÍTULO 8

### RESULTADOS VÍA SIMULACIÓN

#### 8.1 Evaluación del desempeño del sistema.

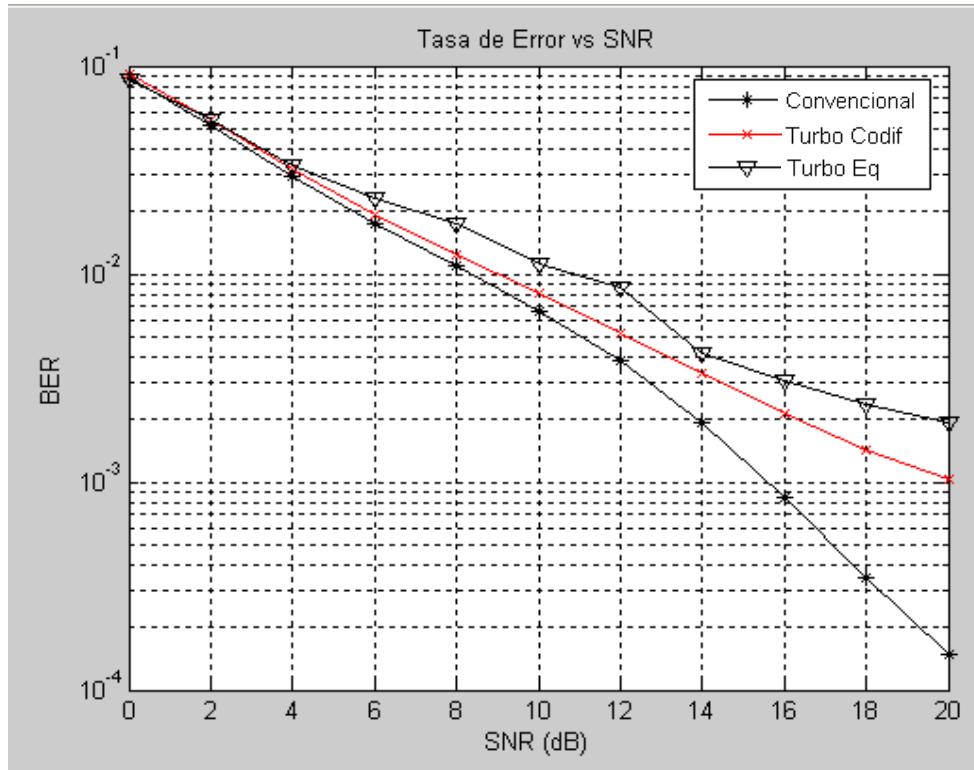
Para analizar el desempeño del sistema ADSL desarrollado a lo largo de la tesis, se realizaron diferentes experimentos usando señales de prueba específicas. En la figura 8.1 se muestran los resultados de la transmisión y recepción de dos diferentes señales a través del sistema completo, el cual incluye todas las etapas de un transceptor ADSL además de los módulos de turbocodificación y Turbo-Ecualización. Comenzando en la parte baja de la figura, se pueden apreciar las dos secuencias de prueba obtenidas después de hacerlas pasar por el convertidor analógico-digital. En la parte superior de la figura se muestran estas mismas secuencias al momento de ser recibidas en el receptor ADSL. En la figura pueden apreciarse los efectos de la distorsión introducida por el canal, misma que deberá ser resuelta por el receptor durante las etapas de ecualización en el dominio del tiempo y frecuencia. Finalmente, en la parte media de la figura se muestran los resultados obtenidos después del proceso de reconstrucción de las señales.



**Fig. 8.1** Transmisión, recepción y detección de dos señales de prueba usando el sistema ADSL desarrollado.

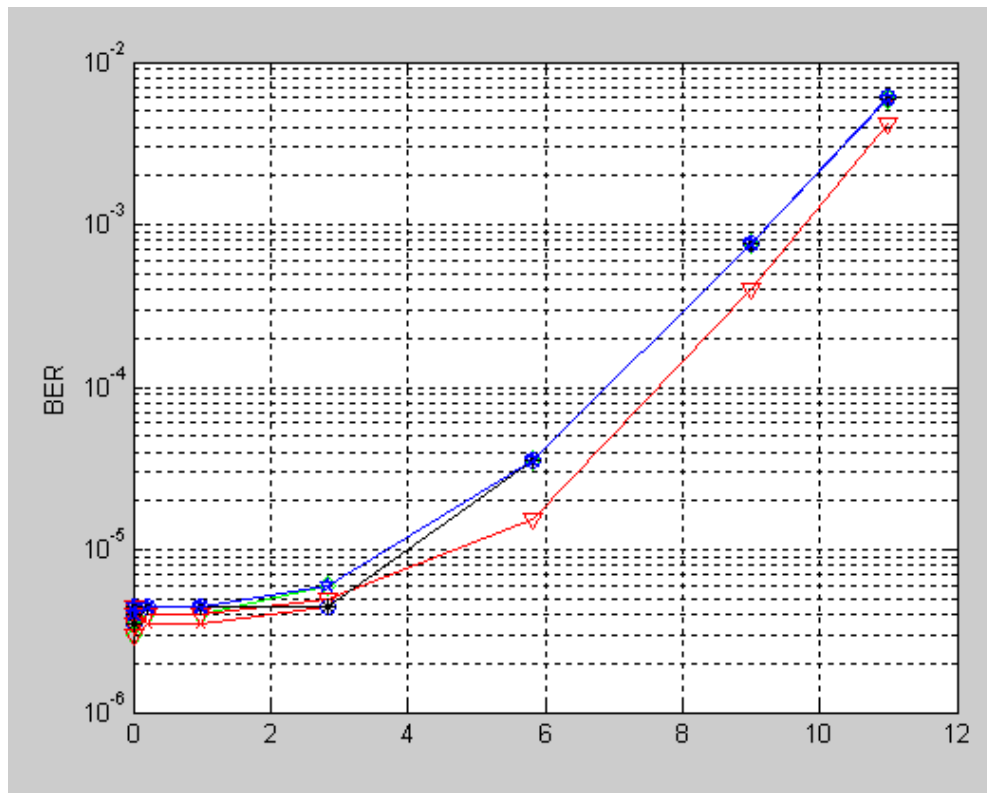
El mismo procedimiento realizado para obtener la figura anterior, se realizó considerando algunas variantes, habilitando y deshabilitando los módulos de turbocodificación y turbo-ecualización desarrollados. Para mostrar el desempeño del sistema, se utilizó la tasa de error por bit (BER) como figura de mérito, la cuál facilita el análisis comparativo entre los experimentos realizados. La figura 8.2 muestra la tasa de error por bit para el sistema ADSL convencional, con turbocodificación y turbo-ecualización, respectivamente. Todos los experimentos realizados coinciden en el hecho de que el sistema ADSL convencional sigue demostrando una tasa de error más baja, lo cual se debe a que el orden de los polinomios utilizados para la turbocodificación fue muy bajo en comparación de aquellos utilizados en aplicaciones reales. La razón de realizar así los experimentos tiene que ver con el tiempo de ejecución. Para fines de análisis, los experimentos realizados son suficientes para asegurar que los esquemas mejorados ofrecen una tasa de error casi similar al esquema convencional, sin embargo, en aplicaciones de alta tasa de bit, su estructura y complejidad siguen siendo superiores al esquema convencional. Es ahí donde estas estructuras

encuentran su principal aplicación.



**Figura 8.2:** Tasa de error por bit para el sistema ADSL convencional, usando turbocodificación y turbo-equalización, respectivamente.

La figura 8.3 muestra también una comparación para los casos anteriores para distintos órdenes del polinomio generados. Como era de esperarse, entre mayor sea el orden del generador de código, mayor será la eficiencia adquirida al transmitir la información.



**Figura 8.3** Tasa de error por bit con relación al orden del polinomio generador.

En lo que respecta a la ecualización del canal, se experimentó la turbo-ecualización variando el orden de los filtros utilizados. En cada caso se realizó la estimación del canal correspondiente para fines de análisis. Las figuras 8.4 y 8.5 muestran el proceso de estimación frente a los parámetros reales del canal con diferentes valores del ecualizador. Puede observarse la precisión con la cual el ecualizador aproxima la respuesta del canal.

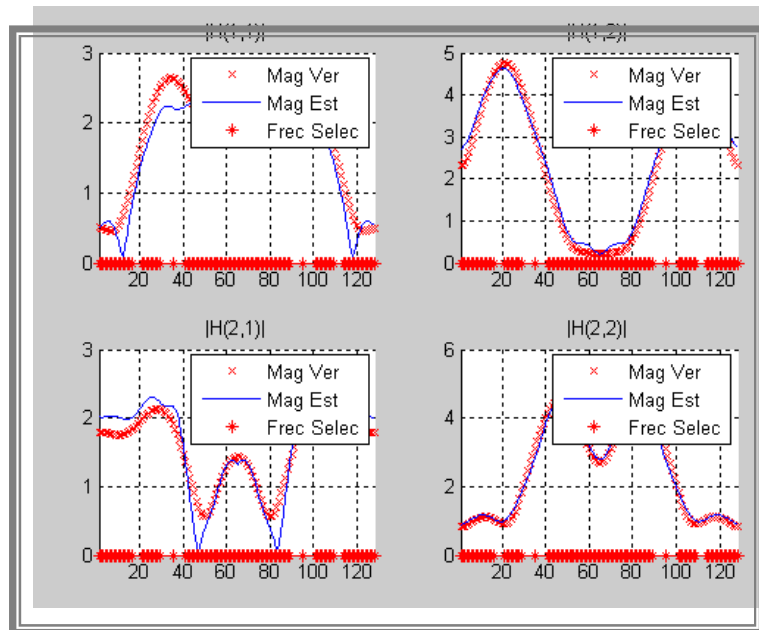


Figura 8.4 Magnitud del canal real y estimada.

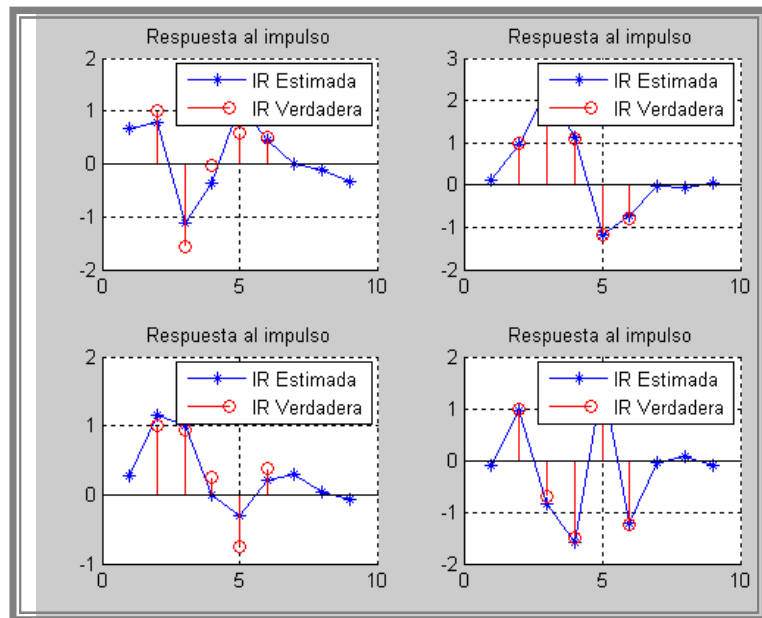


Figura 8.5. Respuesta al impulso del canal real y estimadas.

## 8.2 Inmunidad al retardo de propagación multi-trayectoria.

Para esta simulación, la señal DMT fue probada con una señal multi-trayectoria conteniendo un solo eco reflejado en los bordes del par trenzado y la señal reflejada disminuye 3 dB. La figura 8.6 muestra los resultados de la simulación para diferentes valores de retardo. Puede verse a partir de la figura que la BER es muy baja para un retardo de dispersion menor a aproximadamente 256 muestras. En un sistema práctico (es decir, con un ancho de banda de 1.25 MHz), este retardo debería corresponder a aproximadamente 80 microsegundos. Este retardo sería para una reflexión con 24 km extra de longitud de la trayectoria. Es muy poco probable que alguna reflexión, la cual ha viajado 24 km tenga 3 dB de atenuación como en el caso de la simulación, por lo que estos resultados muestran condiciones de multi-trayectoria extremas. El periodo de guarda utilizado para las simulaciones consistió de 256 muestras de amplitud cero y 256 muestras de una extension cíclica del símbolo. Los resultados muestran que el retardo tolerable iguala el tiempo de la extension cíclica del periodo de guarda.

Para un retardo mayor que el intervalo de guarda efectivo, la SER sube rápidamente debido a la presencia de ISI. La máxima SER que ocurrirá sera cuando el retardo del canal sea muy largo (mayor que el periodo de símbolo) debido a que esto resultaría en una ISI más fuerte.

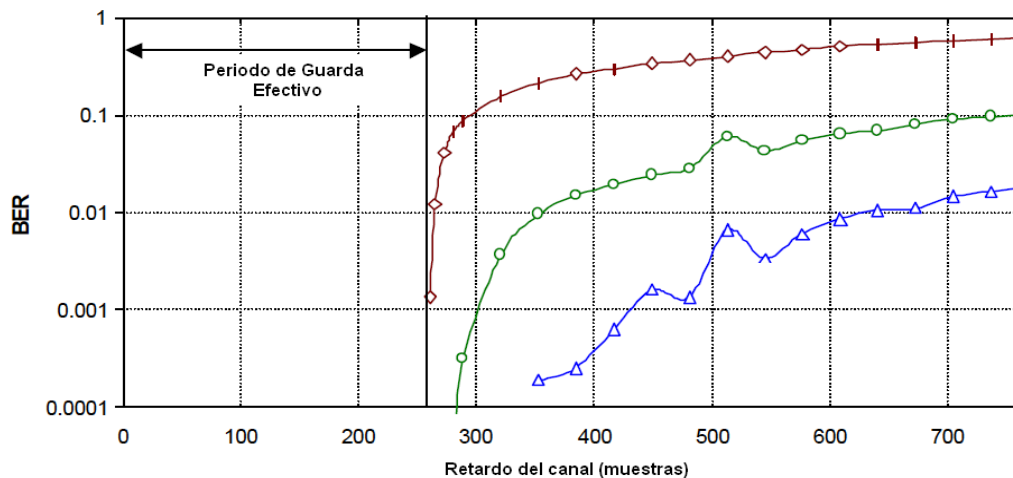


Figura 8.6 Tolerancia al retardo de propagación de OFDM



### 8.3 Recorte de la Potencia Pico.

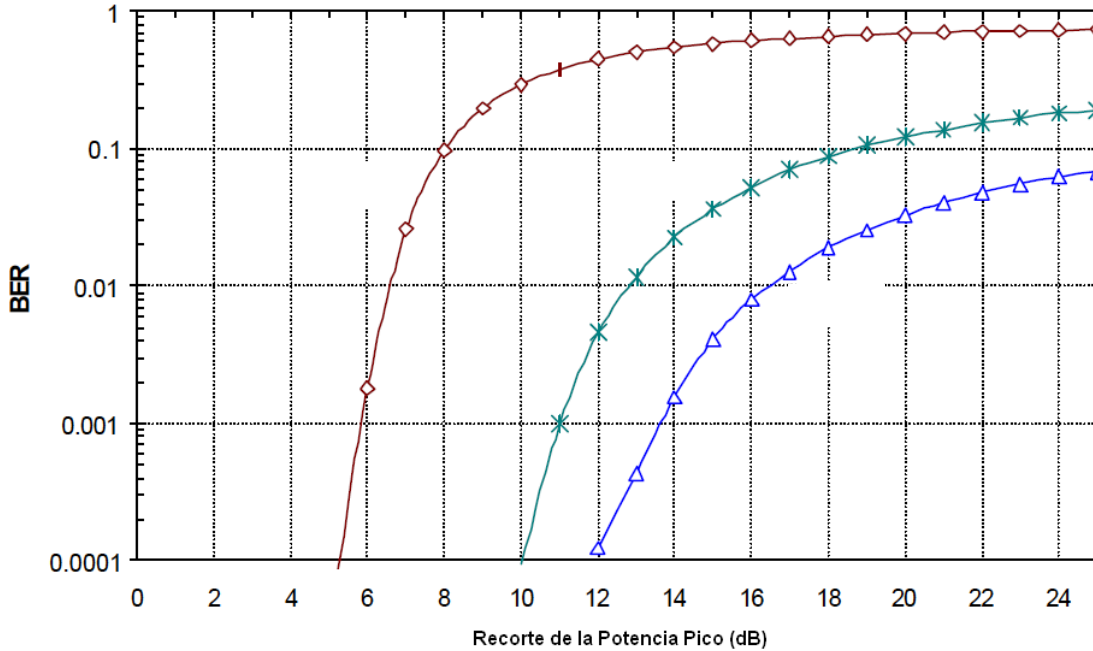


Figura 8.7 Efecto del recorte de la potencia pico en OFDM.

Se encontró que la señal DMT transmitida podría ser recortada profundamente con un mínimo efecto sobre la BER recibida. En efecto, la señal pudo recortarse más de 9 dB sin un incremento significativo sobre la SER. Esto significa que la señal es altamente resistente a distorsiones de recorte ocasionadas por el amplificador de potencia usado en la transmisión de la señal. Esto significa también que la señal puede ser recortada a propósito por encima de 6 dB de tal forma que la relación pico-RMS pueda reducirse permitiendo un incremento en la potencia transmitida.

## 8.4 Tolerancia del DMT al ruido Gaussiano.

Se encontró que el desempeño de la relación señal a ruido (SNR) por parte de DMT es similar a la transición digital de una sola portadora estándar. Esto era de esperarse, puesto que la señal transmitida es similar a un sistema FDM estándar. La figura 8.8 muestra los resultados de las simulaciones para diferentes niveles de ruido.

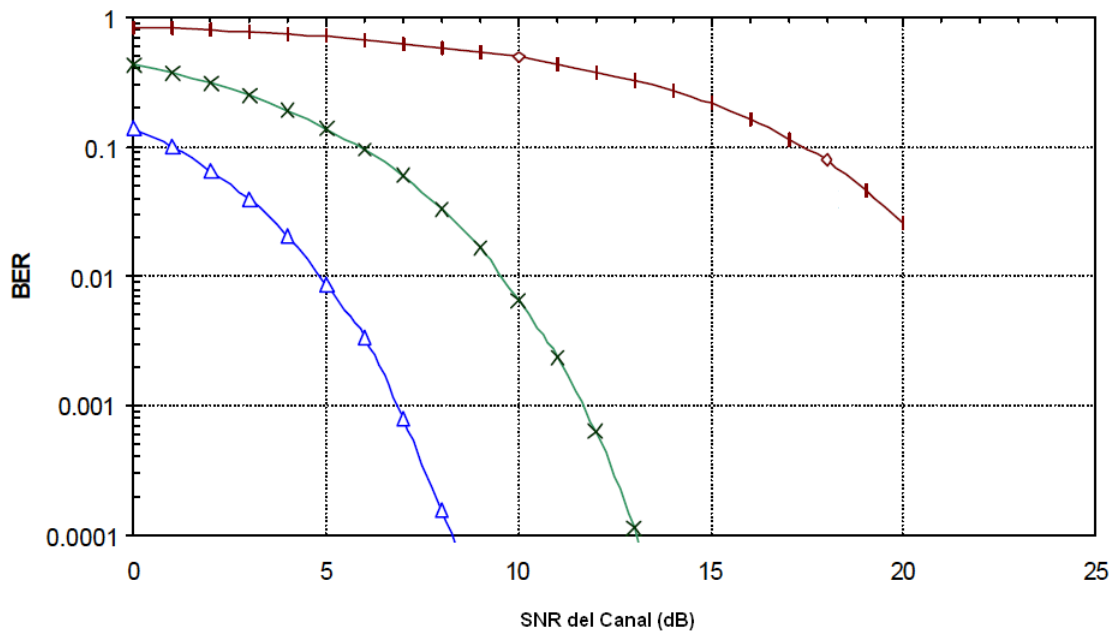


Figura 8.8 BER vs SNR

## CONCLUSIONES

En esta tesis se presentó un esquema para comunicaciones de banda ancha basado en multiplexación por división de frecuencia orthogonal, la cual en su aplicación en par trenzado, se conoce como multitono discreto (DMT) y es utilizado en los esquemas DSL. La revisión de la teoría de los sistemas de comunicación sirvió para analizar y comprender las ventajas que ofrece cada una de las tecnologías de transmisión de datos utilizadas por las tecnologías DSL, aunque también permitió identificar sus desventajas y limitantes más importantes. A través del análisis de los conceptos teóricos se pudo describir la relevancia que las técnicas modernas de transmisión representan para el desarrollo de los futuros sistemas y estándares tecnológicos para la transmisión de datos de banda ancha y se enfatizó en las ventajas del esquema de modulación DMT.

Al inicio de la tesis se planteó como objetivo principal la implementación de un sistema de comunicación ADSL explotando las virtudes del DMT combinadas con la turbocodificación y la turbo-ecualización. Para ello, de acuerdo con los estándares establecidos en la literature, se procedió a diseñar los parámetros del sistema y la estructura del transceptor. De esta forma, se construyó un modelo con la ayuda de Matlab a través del cual se pudo observar y analizar el desempeño del DMT de acuerdo con los factores críticos en un ambiente de comunicaciones de banda ancha.

Una vez construido el modelo, se procedió a experimentar con diferentes condiciones de operación y se evaluó su desempeño con respecto al retardo de propagación y el nivel de ruido en el canal. Además se analizó su respuesta ante la reducción de la potencia en el pico central de la señal DMT, el cual es un problema muy importante en el diseño de receptores de baja complejidad. En los tres casos se pudo comprobar que el desempeño de DMT es aceptable, tal y como lo demuestran muchos otros trabajos que al respecto se han propuesto en la literatura. A lo largo del trabajo también se resaltó que la ventaja fundamental de DMT es su alta resistencia a la interferencia entre símbolos y entre canales (ISI e ICI, respectivamente), lo cual pudo demostrarse en el análisis de resultados presentado.

Este trabajo, aunque demuestra el funcionamiento completo de un sistema ADSL, presenta varias limitaciones, las cuales representan líneas abiertas a la investigación para futuros trabajos de tesis.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] J. Proakis, *Digital Communications*. Prentice-Hall, 3rd ed., 1995.
- [2] Jr. G. F. (1971). Burst-correcting codes for the classic bursty channel. *IEEE Transactions on Communications Technology*, 3<sup>rd</sup> ed, 1992
- [3] S.Hornung, Don Clarke. "Technology evaluacion, comparing xDSL with the alternatives to determine your most cost efficient access network strategy", October 2000
- [4] Arslan Güner., "ADSL Transceivers", Presentation for EE 379K-17 Real-Time digital Signal Processing Laboratory, The University of Texas at Austin, Austin TX, November 1999.
- [5] J. Torrance and L. Hanzo, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. magazine*, pp. 5–14, May 1990.
- [6] BV. Engles and H.Rohling, "Multilevel Differential Modulation techniques for multicarrier transmission systems" *Eur. Trans. Telecommun. Reh. Technol.*, vol. 6(6), pp. 633–640, November 1995
- [7] Jeruchim, M. C, Balaban, P. y Shanmugan, K. S. (1992). *Simulation Of Communication Systems*.
- [8] Oppenheim, A. y Schafer, R. (1989). *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice Hall International.
- [9] Berrou C., Glavieux A., and Thitimajshima P. (1993). "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-Codes," *ICC'93*, Geneva, Switzerland, pp. 1064-1070, May.
- [10]. A. Barbulescu, S.S. Pietrobon "TURBO CODES: a tutorial on a new class of powerful error correcting coding and Performance, Part II: Decoder Design Performance", University of

South Australia, Oct.1998.

[11]. S. S. Pietrobon, "Implementation and performance of a Turbo/MAP decoder", *International Journal of Satellite Communications*, vol. 16, pp.23–46, 1998.

[12] Arslan Güner, "Equalization for discrete multitone Transceivers", Ph. D. Dissertation, Dept. of Electrical and computer Engineering, The University of Texas at Austin, Austin, TX, December 2000.

[13] Bingham John A.C., "ADSL, VDSL and Multicarrier Modulation", John Wiley & Sons Inc. USA 2000

[14]. W.B.Puckett, "Implementation and Performance of an Improved Turbo Decoder on a Configurable Computing Machine", Thesis to the Virginia Tech University, Jul. 2000.

[15] Erwa Elmustafa "Modeling of an ADSL Transceiver Data Transmission Subsystem", Literature Survey for EE 382C-9 Embedded Software Systems, The University of Texas at Austin, Austin, TX, March 2002.

[16] Evans, B., "MATLAB Discrete Multitone Time-domain Equalizer (DMTTEQ) Toolbox", University of Texas at Austin, 2005

[17] Wang Ping, "ADSL Coding Scheme and DMT for Virtual Peripheral Engine", Department of Computer Science. University of Tsukuba, February 2002.

[18] Zheng H. and Ray Liu K.J., "Multimedia services over Digital Subscriber Lines", *IEEE Signal Processing Magazine*, July 2000.

[19] Bahl L.R., Coke J., Jelinek F., Raviv J., *Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate*, *IEEE Trans. Information Theory*, Vol. IT-20, pp. 284-287, 1974.

[20] Lin, S. y Costello, D. J. (1983). *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*. Prentice Hall Series in Computer Applications in Electrical Engineering.