



**ESCUELA SUPERIORPOLÍTÉCNICA DE CHIMBORAZO**

**FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA  
ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN  
TELECOMUNICACIONES Y REDES**

***“ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DE TRANSMISIÓN DE DATOS BAJO  
TECNOLOGÍA ADSL UTILIZANDO LABVIEW”***

**TESIS DE GRADO**

**Previa a la obtención del título de**

**INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y COMPUTACIÓN**

**Presentado por:**

**PAULINA FERNANDA CHACHA LLLANGA**

**RIOBAMBA – ECUADOR**

**2010**

Dedico éste trabajo a Dios por ser mi fortaleza. A mis padres Manuel y Beatriz, por haberme enseñado, más que con palabras, con el ejemplo el significado de las palabras: responsabilidad y perseverancia. A mi esposo por su amor, y apoyo incondicional. A mi hija que es la inspiración de mi vida. Al ángel que me guía desde el cielo, abuelito Manuel. A mis hermanas Norma, Jenny, Sandra y mi hermano Byron y a toda mi familia que nunca perdió la fe en mí.

A quienes hicieron posible la culminación de este proyecto, por el aporte de sus conocimientos y por el tiempo brindado.

Ing. Daniel Haro  
Ing. Hugo Moreno.

<b>NOMBRE</b>	<b>FIRMA</b>	<b>FECHA</b>
Ing. Iván Menes C. <b>DECANO DE LA FACULTAD DE            INFORMATICA Y ELECTRÓNICA</b>	.....	.....
Ing. José Guerra <b>DIRECTOR DE ESCUELA DE            INGENIERIA ELECTRÓNICA</b>	.....	.....
Ing. Daniel Haro <b>DIRECTOR DE TESIS</b>	.....	.....
Ing. Hugo Moreno <b>MIEMBRO DEL TRIBUNAL</b>	.....	.....
Lcdo. Carlos Rodríguez <b>DIRECTOR CENTRO            DOCUMENTACIÓN</b>	.....	.....

**NOTA DE LA TESIS** .....

“Yo, **PAULINA FERNANDA CHACHA LLANGA** soy responsable de las ideas, doctrinas y resultados expuestos en esta Tesis de Grado, y el patrimonio intelectual de la misma pertenecen a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo”

-----

Paulina Fernanda Chacha Llanga

## ÍNDICE DE ABREVIATURAS

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
ANSI	American National Standards Institute
ATM	Asynchronous Transfer Mode
AWG	American Wire Gauge
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CP	Cyclic Prefix
DFT	Discrete Fourier Transform
DMT	Discrete Multitone Modulation
DSL	Digital Subscriber Line
DSLAM	Digital Subscriber Line Access Multiplexer
FEQ	Frequency domain Equalizer
FIR	Finite Impulse Response
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISDN	Integrated Service Digital Network
ISI	Intersymbol Interference
ITU	International Telecommunication Union
NEXT	Near-End Crosstalk
FEXT	Far-End Crosstalk
OSI	Open Systems Interconnection
POTS	Plain Old Telephone Service
PSTN	Public Switched Telephone Network
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SNR	Signal to Noise Ratio

TEQ	Time domain Equalizer
UTP	Unshielded Twisted Pair
ATU-R	ADSL Transceiver Unit- Remote
ATU-C	ADSL transceiver Unit - Central

# ÍNDICE GENERAL

<b>PORTADA</b>	
<b>DEDICATORIA</b>	
<b>AGRADECIMIENTO</b>	
<b>FIRMAS RESPONSABLES Y NOTA</b>	
<b>RESPONSABILIDAD DE LOS AUTORES</b>	
<b>ÍNDICE ABREVIATURAS</b>	
<b>ÍNDICE GENERAL</b>	
<b>ÍNDICE DE FIGURAS</b>	
<b>INTRODUCCIÓN</b>	

## **CAPÍTULO I: FORMULACIÓN GENERAL DEL PROYECTO DE TESIS**

1.1	ANTECEDENTES .....	9
1.2	JUSTIFICACION DEL PROYECTO DE TESIS .....	12
1.3	OBJETIVOS .....	13
1.3.1	<i>OBJETIVO GENERAL</i> .....	13
1.3.2	<i>OBJETIVOS ESPECIFICOS</i> .....	13
1.4	HIPOTESIS .....	13

## **CAPÍTULO II: MARCO TEORICO**

2.1	TECNOLOGÍA ADSL .....	14
2.2	ESTANDARIZACIÓN DE ADSL .....	18
2.3	MODELO DE REFERENCIA DEL FORUM ADSL .....	19
2.4	MODULACIONES ADSL .....	24
2.4.1	<i>Modulación DMT</i> .....	27
2.4.2	<i>Modulación DWMT</i> .....	30
2.4.3	<i>Modulación CAP</i> .....	31
2.5	VENTAJAS SOBRE LA MODULACIÓN MULTIPORTADORA.....	33

## **CAPITULO III:ANALISIS DETALLADO DE LA ARQUITECTURA DE CAPA FISICA DE LA TECNOLOGIA ADSL ..**

3.1	PUNTO CONFLICTIVO EN LA COMPRESIÓN DE UN SISTEMA OFDM: DIFERENCIA MAPEADOR-MODULADOR.....	34
3.2	BOQUES FUNCIONALES DEL TRANSMISOR OFDM O DMT .....	36
3.2.1	<i>Asignación de bits</i> .....	36
3.2.2	<i>Modulación QAM</i> .....	41
3.2.3	<i>Espejo de Datos</i> .....	43
3.2.4	<i>Modulación Multiportadora por la IFFT Transformada de Fourier Inversa</i> .....	44
3.2.5	<i>PREFIJO CICLICO</i> .....	47
3.2.6	<i>Ecualizador de tiempo (TEQ)</i> .....	49
3.2.7	<i>Ecualizador de frecuencia (FEQ)</i> .....	50
3.3	CÁLCULOS PARA UN ADSL SUPUESTO DE 4 CANALES .....	51
3.4	ESTUDIO DEL MEDIO DE TRANSMISIÓN .....	53
3.4.1	<i>Crosstalk o Diafonía</i> .....	54
3.4.2	<i>Canal de Ruido Blanco Gaussiano</i> .....	55
3.5	CAPACIDAD TEÓRICA DE CADA TRANSMISIÓN.....	56
3.6	RENDIMIENTO DEL CANAL .....	56

**CAPÍTULO IV: SIMULACIÓN DE UN ADSL TRANSCEIVER EN LABVIEW**

4.1	PRINCIPALES FUNCIONES DE LABVIEW.....	58
4.2	SIMULACIÓN DEL TRANSMISOR DMT.....	60
4.3	SIMULACIÓN DEL CANAL DE TRANSMISIÓN .....	64
4.3.1	<i>Ruido en el canal</i> .....	67
4.4	SIMULACIÓN DEL RECEPTOR DMT.....	67

**CAPÍTULO V: PRUEBAS Y RESULTADOS**

5.1	DESCRIPCIÓN DE LAS PRUEBAS.....	70
5.2	PRUEBAS AL TRANSMISOR.....	71
5.3	PRUEBAS AL RECEPTOR .....	74
5.4	PRUEBAS AL CANAL DE TRANSMISIÓN .....	77

**RECOMENDACIONES**

**RESUMEN**

**SUMMARY**

**BIBLIOGRAFIA**

# ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA II.1. TECNOLOGÍA ADSL.....	15
FIGURA II.2. CONFIGURACIÓN SISTEMA ADSL .....	16
FIGURA II.3. ESPECTRO DE FRECUENCIA EN ADSL .....	18
FIGURA II.4. MODELO DE REFERENCIA DE UN SISTEMA ADSL .....	20
FIGURA II.5. MODELO FORUM ADSL.....	21
FIGURA II.6. ESQUEMA DE LA ARQUITECTURA DE CAPA FÍSICA DE UN MODEM ADSL .....	23
FIGURA II.7. MODULACIÓN DMT CON CANCELACIÓN DE ECOS.....	26
FIGURA II.8. MODULACIÓN DMT CON FDM.....	26
FIGURA II.9. MODULACIÓN DMT .....	27
FIGURA II.10. DISTRIBUCIÓN DE BITS POR CANAL.....	29
FIGURA II.12. MODULACIÓN DWMT.....	31
FIGURA III.1. SISTEMA DE COMUNICACIÓN DIGITAL BÁSICO .....	34
FIGURA III.2. MAPEADOR DEL SISTEMA BÁSICO .....	35
FIGURA III.3. TRANSMISOR EN SISTEMA DE MODULACIÓN OFDM .....	35
FIGURA III.4. ESQUEMA DE CÓMO SE GENERA UN SÍMBOLO OFDM.....	36
FIGURA III.5. ASIGNACIÓN DE BITS POR SUBCANAL.....	37
FIGURA III.6 (A,B) INFORMACIÓN ESPECTRAL DE DATOS QAM.....	43
FIGURA III.7. (A, B) USO DEL PREFIJO CÍCLICO PARA CONSERVAR LA ORTOGONALIDAD.....	48
FIGURA III.8. SÍMBOLOS DMT CON PREFIJO CÍCLICO .....	49
FIGURA III.9. RESPUESTA AL IMPULSO DEL CANAL CON/SIN TEQ .....	50
FIGURA III.10. ENTRADA Y SALIDA DEL ECUALIZADOR DE FRECUENCIA .....	51
FIGURA III.11 ASIGNACIÓN DE BITS A CADA CANAL.....	51
FIGURA III.12 MAPAS DE LA CONSTELACIÓN QAM .....	52
FIGURA III.13 CARACTERÍSTICAS DEL BUCLE METÁLICO DE ABONADO .....	53
FIGURA III.14. ILUSTRACIÓN DE PARADIAFONÍA (NEXT) Y TELEDIAFONÍA (FEXT).....	54
FIGURA IV.1. CARGA DE TOOLBOX EN MATLAB .....	59
FIGURA 4.2.(A) GENERA COEFICIENTES FIR.....	59
FIGURA IV.2. (B) FILTRA SEÑAL X APLICANDO COEFICIENTE FIR.....	59
FIGURA IV.3.(A) PANEL FRONTAL PARA ASIGNACIÓN BITS DE CANALES UPSTREAM .....	61
FIGURA IV.3 (B) PANEL FRONTAL PARA ASIGNACIÓN DE BITS DE CANALES DOWSTREAM .....	61
FIGURA IV.4. INSTRUMENTO VIRTUAL DE LA TABLA DE ASIGNACIÓN DE BITS.....	61
FIGURA IV.5. INSTRUMENTO VIRTUAL PARA EL BANCO DE CODIFICADORES QAM.....	62
FIGURA IV.6 INSTRUMENTO VIRTUAL DEL ESPEJO DE DATOS .....	63
FIGURA IV.7. INSTRUMENTO VIRTUAL DE IFFT .....	63
FIGURA IV.8. INSTRUMENTO VIRTUAL DE ADICIÓN DE PREFIJO CÍCLICO .....	64
FIGURA IV.9. CANALES ESTANDARIZADOS PARA PRUEBAS.....	65
FIGURA IV.10 FILTRO FIR CON N TAPS .....	66
FIGURA IV.11. INSTRUMENTO VIRTUAL PARA LA OBTENCIÓN DE LOS COEFICIENTES DE LOS FILTROS FIR .....	67
FIGURA IV.12. INSTRUMENTO VIRTUAL PARA LA ADICIÓN DE RUIDO AWGN AL SÍMBOLO .....	67
FIGURA IV.13. INSTRUMENTO VIRTUAL DEL FILTRO FIR PARA CADA CANAL.....	68
FIGURA IV.14. INSTRUMENTO VIRTUAL DE ELIMINADOR DE PREFIJO CÍCLICO.....	69
FIGURA IV.15. INSTRUMENTO VIRTUAL DE FFT .....	69
FIGURA IV.16. INSTRUMENTO VIRTUAL DE ELIMINADOR DE ESPEJO DE DATOS .....	69
FIGURA IV.17. INSTRUMENTO VIRTUAL DEL BANCO DE DECODIFICADORES QAM.....	69
FIGURA V.1 TRANSMISOR DMT (DIAGRAMAS DE BLOQUES) .....	71
FIGURA V.2 TRANSMISOR DMT UPSTREAM (PANEL FRONTAL).....	72
FIGURA V.3 TRANSMISOR DMT DOWSTREAM (PANEL FRONTAL).....	73
FIGURA V.4 TABLA DE ASIGNACIÓN DE BITS.....	74
FIGURA V.5 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RECEPTOR DMT .....	75
FIGURA V.6 PANEL FRONTAL DEL RECEPTOR DMT.....	76

FIGURA V.7 SEÑAL CON RUIDO APLICADO UNA DESVIACIÓN DE 0.5 .....	77
FIGURA V.8 APLICANDO FILTRO FIR CON UN TAP DE 10 .....	77
FIGURA V.9 APLICANDO FILTRO FIR CON UN TAP DE 50 .....	78
FIGURA V.10 INSTRUMENTO VIRTUAL PARA CALCULAR OBTENER LA RESPUESTA AL IMPULSO DEL CANAL .....	78
FIGURA V.11. RESPUESTA AL IMPULSO DEL CANAL CCSALOOP1.....	79

## INTRODUCCIÓN

En la actualidad, el mercado de las telecomunicaciones de Internet ha supuesto un cambio en la concepción del antiguo modelo de red de telecomunicaciones. Como consecuencia de la aparición de los servicios multimedia (VoD, juegos online, etc.) se ha hecho necesaria la aparición de nuevas tecnologías de acceso de mayor velocidad que puedan cubrir las exigencias de estos servicios. El acceso telefónico RTC era insuficiente para dar soporte a las nuevas aplicaciones, que empezaban a surgir en los años 80 y 90. Las últimas tecnologías de banda ancha para acceso sobre pares telefónicos son líneas de abonado digital o en inglés Digital SubscriberLoops con acrónimo DSL o xDSL.

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 (central).

La tecnología ADSL utiliza un tipo de modulación multiportadora que se conoce como Modulación de Multitono Discreta (DMT), la cual divide el ancho de banda del canal de transmisión en N sub-canales ortogonales e independientes. Este tipo de modulación aporta un esquema de eficiencia en el ancho de banda, ya que cada sub-canal puede transmitir información independientemente de los otros sub-canales y al mismo tiempo.

El diseño de un ADSL transceiver o módem ADSL es una tarea fundamental y muy importante para la viabilidad de esta tecnología. Se han realizado investigaciones y esfuerzos conjuntos de organizaciones internacionales (DSL Forum) para tratar de introducir mejoras en la implementación y desarrollo del sistema ADSL pues aun no se ha logrado alcanzar las velocidades que esta tecnología es capaz de soportar.

Consecuentemente el propósito de esta tesis es realizar el modelado y la simulación de todas las etapas de la capa física del modem ADSL para tratar de mejorar algunos de los bloques y disminuir el número de errores en la transmisión de datos, es decir disminuir el BER (Bit Error Rate), mediante la ecualización en el dominio del tiempo aplicando filtros digitales FIR. El contenido de esta tesis consta:

**El Primer Capítulo:** Formulación General del proyecto de tesis, se describe objetivos plantados para el desarrollo de esta tesis.

**El Segundo Capítulo:** Marco Teórico en el cual se revisará una breve descripción de la tecnología ADSL, así como los tipos de modulación utilizados.

**El Tercer Capítulo:** Describe la arquitectura típica del transceiver de manera detallada, es decir, se estudian cada uno de los bloques involucrados tanto el transmisor, receptor y tipos de ruido presentes en el canal de transmisión.

**El Cuarto Capítulo:** Presenta algunas funciones utilizadas en LabVIEW y todo el trabajo concerniente a la programación y desarrollo de los bloques del transceiver para la simulación.

**El Quinto Capítulo:** reporta las pruebas realizadas y los resultados obtenidos a partir de la simulación. Se incluyen gráficas correspondientes al comportamiento de cada bloque, así como algunas gráficas de la respuesta al impulso del canal.

# **CAPÍTULO I**

## **FORMULACIÓN GENERAL DEL PROYECTO DE TESIS**

### **1.1 ANTECEDENTES**

La red de redes (Internet) ha crecido a pasos firmes en los últimos años y cada día nuevos nodos y usuarios en diferentes lugares del planeta se unen a ella para hacer de Internet un recurso indispensable para la vida política, social, científica y económica de la humanidad. Las nuevas aplicaciones multimedia incluyen entrega de video en tiempo real, video conferencias, video y música en demanda, comercio electrónico, voz sobre IP, video juegos en línea, acceso a Internet, etc. Requiere de un ancho de banda mayor y velocidades de acceso muy altas.

Hoy, gracias al desarrollo de la tecnología de Línea de Abonado Digital (DSL, por sus siglas en inglés), muchos negocios y clientes residenciales pueden disfrutar de acceso a Internet de alta velocidad utilizando los tradicionales cables telefónicos, en un principio diseñada para el transporte de señales analógicas de voz (telefonía analógica) y que

actualmente está formada por más de 900 millones de líneas de abonados en todo el mundo, lo que a su vez la convierte en la red de acceso más grande.

ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) es una tecnología capaz de transmitir hasta 6Mbps de bajada y 640 Kbps de subida y cuyo nombre deriva de esta propiedad asimétrica respecto a la velocidad de transmisión en ambas direcciones. La aceptación de esta tecnología entre muchos usuarios se debe en gran medida a que ADSL utiliza la línea telefónica ordinaria, es decir, la transmisión de datos de alta velocidad y los servicios tradicionales de telefonía se ofrecen al mismo tiempo y sobre el mismo cable, reduciendo así los costos económicos y de tiempo para su introducción al mercado.

El hilo telefónico presenta diferentes problemas que la tecnología ADSL debe afrontar, en un par de cobre la atenuación por unidad de longitud aumenta a medida que se incrementa la frecuencia de las señales transmitidas, y cuanto mayor es la longitud de la línea, tanto mayor es la atenuación total que sufren las señales transmitidas.

La presencia de ruido externo provoca la reducción de la relación Señal/Ruido con la que trabaja cada una de las subportadoras, y esa disminución se traduce en una reducción del caudal de datos que modula a cada subportadora, lo que a su vez implica una reducción del caudal total que se puede transmitir a través del enlace entre el ATU-R y el ATU-C.

Mediante la simulación de cada bloque funcional de la arquitectura de capa física de la tecnología se reducirá la interferencia entre símbolo y que puede modelarse con un filtro de respuesta al impulso finita o FIR para mejor el rendimiento del sistema.

La simulación del programa se realizó con LabVIEW8.5 porque constituye un revolucionario sistema de programación gráfica para aplicaciones que involucren

adquisición, control, análisis y presentación de datos y por las ventajas que proporciona el empleo de LabVIEW entre las cuales tenemos:

- Se reduce el tiempo de desarrollo de las aplicaciones al menos de 4 a 10 veces, ya que es muy intuitivo y fácil de aprender.
- El sistema está dotado de un compilador gráfico para lograr la máxima velocidad de ejecución posible.
- Tiene la posibilidad de incorporar aplicaciones escritas en otros lenguajes como por ejemplo MATLAB.

Este software permitirá desarrollar instrumentos virtuales con una interface gráfica muy amigable que cualquier persona con conocimientos en la materia para la cual se desarrolla el instrumento, pueda interactuar y al mismo tiempo cambiar y/o ajustar los campos variables en el instrumento como si éste existiera físicamente, detrás del instrumento virtual.

LabVIEW es un entorno de programación gráfica o lenguaje G para crear programas basados en diagramas de bloques, para el empleo de LabVIEW no se requiere gran experiencia en programación, ya que se emplean iconos, términos e ideas familiares a científicos e ingenieros, y se apoya sobre símbolos gráficos en lugar de lenguaje escrito para construir las aplicaciones. Por ello resulta mucho más intuitivo que el resto de lenguajes de programación convencionales. LabVIEW posee extensas librerías de funciones y subrutinas. Además de las funciones básicas de todo lenguaje de programación.

## 1.2 JUSTIFICACION DEL PROYECTO DE TESIS

En comunicaciones, la velocidad es una de esas cosas en las que nunca mucho es suficiente. Hace algunos años 33600 bps era considerado una velocidad bastante respetable pero estas velocidades no son suficientes para aplicaciones multimedia interactivas o para transmitir video con una buena resolución. Con el paso del tiempo, el aumento en la velocidad de transmisión se hacía cada vez más necesaria para poder responder a las exigencias de la tecnología actual.

ADSL forma parte de una familia de tecnologías de acceso a Internet de banda ancha, sin embargo, ADSL es la tecnología más popular y la más utilizada por las compañías de telefonía para ofrecer acceso a Internet de alta velocidad a los hogares y negocios. DSL conecta dos mundos –voz y datos- facilitando las actividades simultaneas por una sola línea física de acceso.

El diseño de un módem ADSL es una tarea fundamental y muy importante para la viabilidad de esta tecnología para tratar de introducir mejoras en la implementación y desarrollo del sistema ADSL. Una de sus prioridades es la continua búsqueda de mejoras para incrementar la tasa de transmisión de datos así como para disminuir el BER (Bit Error Rate), ya que aún no se han logrado alcanzar las velocidades deseables y que esta tecnología es capaz de soportar. Por lo tanto, el diseño y estudio de un ADSL transceiver es una vertiente de investigación interesante, para ver el efecto que ocasiona ajustar los parámetros de la capa física y las características del canal.

Las comunicaciones multiportadoras aparecen por la demanda de técnicas avanzadas para transmisión digital de gran velocidad. La modulación por división ortogonal de frecuencia, en inglés OrthogonalFrequencyDivisionMultiplexing (OFDM), también llamada modulación por multitono discreto, en inglés

DiscreteMultitoneModulation(DMT), es una modulación que consiste en enviar la información modulando en QAM o en PSK en un conjunto de portadoras de diferente frecuencia.

### **1.3 OBJETIVOS**

#### **1.3.1 OBJETIVO GENERAL**

- Analizar y simular de transmisión de datos bajo tecnología ADSL utilizando LabVIEW para optimizar su rendimiento.

#### **1.3.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS**

- Analizar la tecnología ADSL y su transmisión de datos.
- Desarrollar el sistema en LabVIEW para simular transmisión de datos de cada uno de los bloques que conforman el transceiver ADSL.
- Implementar en simulación diferentes parámetros de la línea de transmisión
- Realizar las pruebas de funcionalidad de bloques en conjunto para transmisor, canal de transmisión y receptor para comprobar desempeño del transceiver.
- Proponer mejoras al sistema ADSL

### **1.4 HIPOTESIS**

El análisis y la simulación de la transmisión de datos en un ADSL transceiver permitirá comprobar el funcionamiento de las etapas en un ADSL y evaluar efectivamente los beneficios y puntos de mejora en la comunicación ADSL.

## **CAPÍTULO II**

### **MARCO TEORICO**

#### **2.1 TECNOLOGÍA ADSL**

ADSL son las iniciales de *Asymmetric Digital Subscriber Line*, Línea de Abonados Digital Asimétrica. En el año 1989, JoeLechleider, un investigador de Bellcore ideó un sistema nuevo de transmisión de la información a través del cable de par trenzado de las líneas telefónicas, este cable que todos tenemos en nuestras casas o en las empresas, lo que significaba que no había necesidad de montar un cableado nuevo.

a

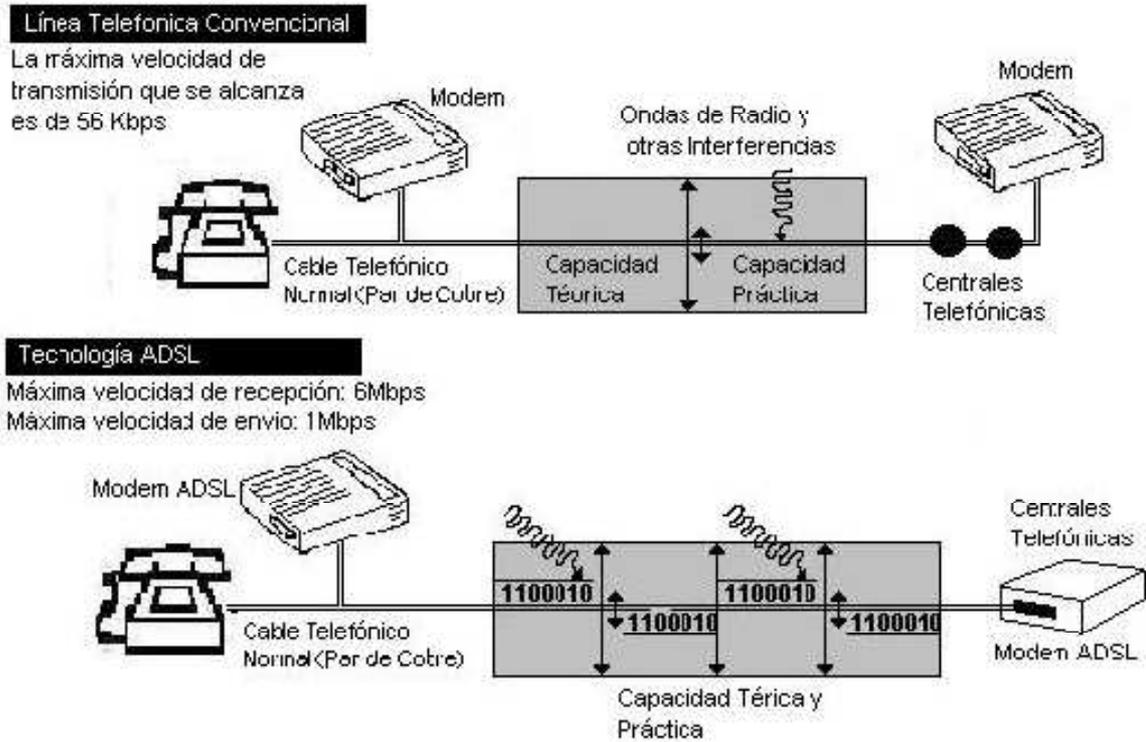


Figura II.1. Tecnología ADSL

Es una tecnología de módem que transforma las líneas telefónicas o el par de cobre del abonado en líneas de alta velocidad permanentemente establecidas. ADSL facilita el acceso a Internet de alta velocidad así como el acceso a redes corporativas para aplicaciones como el teletrabajo y aplicaciones multimedia como juegos *on-line*, *video ondemand*, videoconferencia, voz sobre IP, etc.

Es un servicio dirigido a internautas y profesionales que hagan un uso intensivo de la red, de forma que puedan beneficiarse tanto de alta velocidad para la transmisión y recepción de datos como de la tarifa plana para sus conexiones a Internet con tiempo ilimitado.

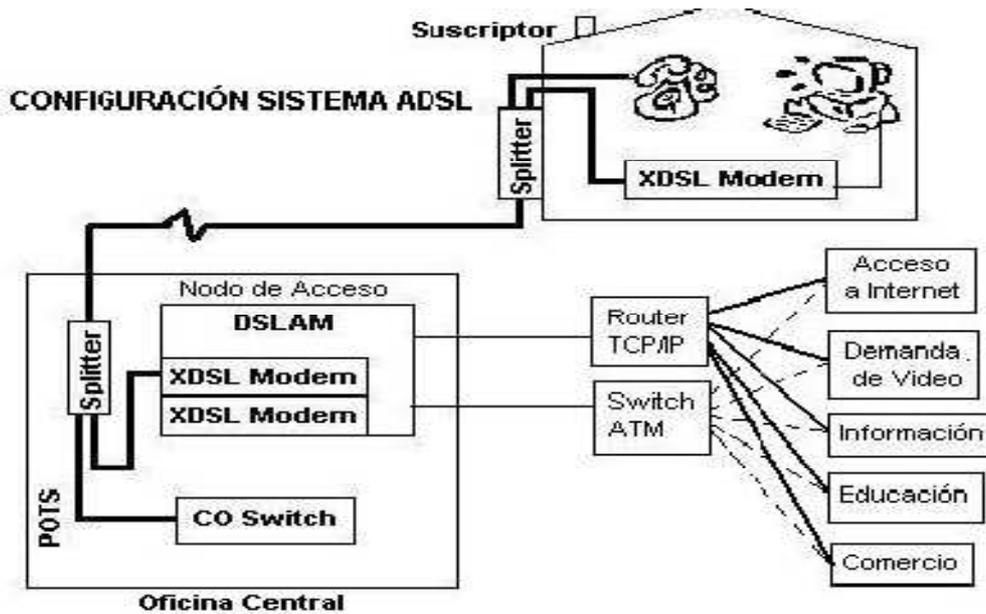


Figura II.2. Configuración sistema ADSL

La figura muestra una red de banda ancha ADSL en una sencilla versión de su arquitectura, donde se necesitara esencialmente un modem en cada extremo de una línea telefónica de cobre (Usuario-Central Telefónica). El modem tendrá un puerto de conector RJ 11 para la telefonía convencional (POTS) y un puerto para Ethernet 10Base-T para conectar una PC quien es el acceso a Internet a alta velocidad. Un *splitter* se utilizara para separar los servicios de POTS de los servicios digitales, quienes manejan velocidades desde 128 Kbps a más de 9 Mbps hacia el usuario final (Red-Usuario) y desde 16 Kbps a 800 Kbps hacia el proveedor de acceso (Ususario-Red), tomando en cuenta de la calidad y longitud del bucle.

En la oficina central (CO) los servicios de voz análogos pasan por el *switch* de voz con otro *splitter* especial para ser separados donde estas señales análogas no son alteradas sino que enviadas a un *switch* de voz PSTN (*Public Switched Telephone Network*). El anillo de acceso ADSL llega a un Nodo De Acceso (Multiplexador de tipo DSL, DSLAM) en la CO donde multiplexa varias líneas ADSL al mismo tiempo, luego pasan ya sea por los Routers TCP/IP o los *Switch* ATM, quienes son utilizados para acceder al servicio que el usuario requiera.

Entre sus características más resaltantes están: Con ADSL es posible hablar por teléfono mientras se transmiten datos, gracias a filtros que distinguen entre voz y datos; Con ADSL se puede ofrecer a cada suscriptor servicios altas velocidades a Internet y el acceso en-línea, *Telecommuting*(trabajo en casa), Videoconferencias, etc.; y otras.

Durante mucho tiempo se ha considerado la red telefónica como una red inadecuada para la transmisión de datos a alta velocidad. Sin embargo, esto no es totalmente cierto: El ancho de banda disponible de la red telefónica es de 3,1 KHz (rango de frecuencias entre 300 y 3400 Hz). Por lo tanto, queda todo un rango de frecuencias inutilizado (toda componente frecuencial situado en un rango no comprendido entre los 300 y 3400 Hz es eliminada por filtros). Por lo tanto, el ancho de banda no viene limitado por el par de hilos de cobre, sino por la tecnología aplicada en la red telefónica.

En el servicio ADSL, el envío y recepción de los datos se establecen desde el ordenador del usuario a través de un módem ADSL. Estos datos pasan por un filtro (*splitter*), que permite la utilización simultánea del servicio telefónico básico y del servicio ADSL. Es decir, el usuario puede hablar por teléfono a la vez que esta navegando por Internet.

ADSL utiliza técnicas de codificación digital que permiten ampliar el rendimiento del cableado telefónico actual. Para conseguir estas tasas de transmisión de datos, la tecnología ADSL establece tres canales independientes sobre la línea telefónica estándar:

- El primero es el canal estándar que se utiliza para transmitir la comunicación normal de voz (servicio telefónico básico).
- El segundo es el canal de alta velocidad que llega desde 1 a 9 Mbps.
- El tercero es el canal de velocidad media que llega desde 16 a 640 Kbps.

El segundo canal, el de alta velocidad, es el utilizado para recibir información, mientras que el tercer canal, el de velocidad media se utiliza para enviar información.

Los dos canales de datos son asimétricos, es decir, no tienen la misma velocidad de transmisión de datos. El canal de recepción de datos tiene mayor velocidad que el canal de envío de datos, la máxima potencia de transmisión que los sistemas ADSL pueden inyectar en la línea en cualquiera de sus extremos son 20 dBm y 13 dBm, respectivamente, para la transmisión en sentido descendente y ascendente. Esta asimetría, característica de ADSL, permite alcanzar mayores velocidades en el sentido red - usuario, lo cual se adapta perfectamente a los servicios de acceso a información (ej. Internet) en los que normalmente, el volumen de información recibido es mucho mayor que el enviado.

El sistema ADSL lo que realiza es una división de frecuencia sobre el cable de línea telefónica, de forma que no impide tener una conversación con un amigo y a la vez estar conectado a internet y buscar documentación.

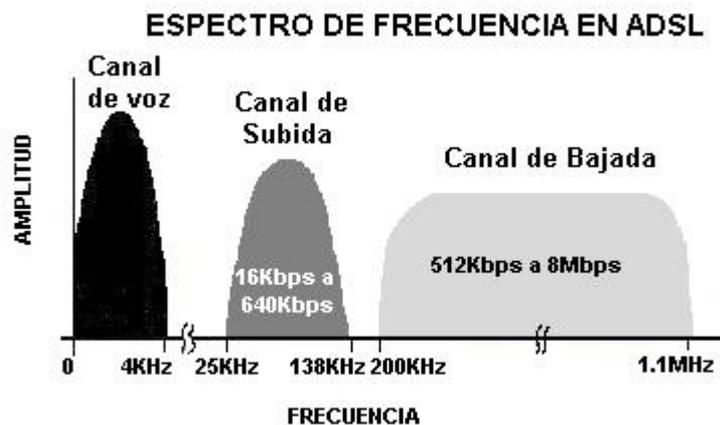


Figura II.3. Espectro de frecuencia en ADSL

## 2.2 Estandarización de ADSL

Como cualquier otra tecnología ADSL necesita de un estándar. En los Estados Unidos un estándar ADSL para la operación de la capa física fue descrito por primera vez en la ANSI (*American National Standard Institute*) con número de documento T1.413-1995.

Este documento describe exactamente como un equipo de comunicaciones ADSL concluye previamente en un anillo Análogo Local.

El ANSI (American National Standard Institute) seleccionó la modulación DMT como estándar para ADSL debido a tres razones principales:

- Mejor rendimiento en la transmisión.
- Más fácil de implementar que la modulación CAP.
- Flexibilidad en la demanda del ancho de banda.
- Superar la fuerte distorsión producida en el par de hilos de cobre a esas frecuencias.

### **2.3 Modelo de referencia del forum ADSL**

El encargado de dar las bases técnicas para arquitecturas, interfaces y protocolos de redes para los sistemas de ADSL es el Foro de ADSL. El diagrama de la red global debajo describe los elementos de la red incorporados en las comunicaciones, y muestra como las redes emigran del Modo del Traslado Síncrono (STM) al Modo del Traslado Asíncrono (ATM), en un sistema ADSL.

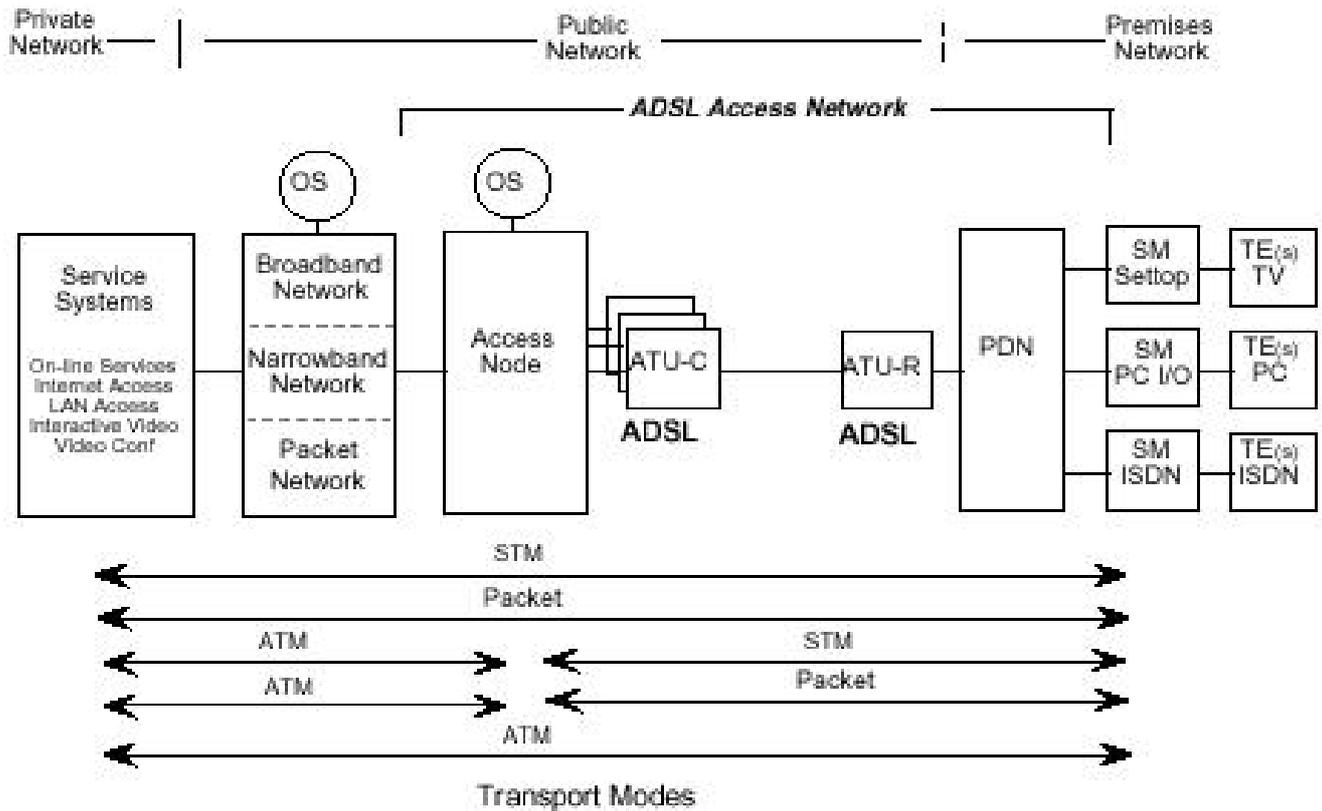


Figura II.4. Modelo de referencia de un sistema ADSL.

Fuente: Forum ADSL

**ADSL** Subscriptor de Línea Digital Asimétrico

**STM** Modo de Traslferencia Síncrono

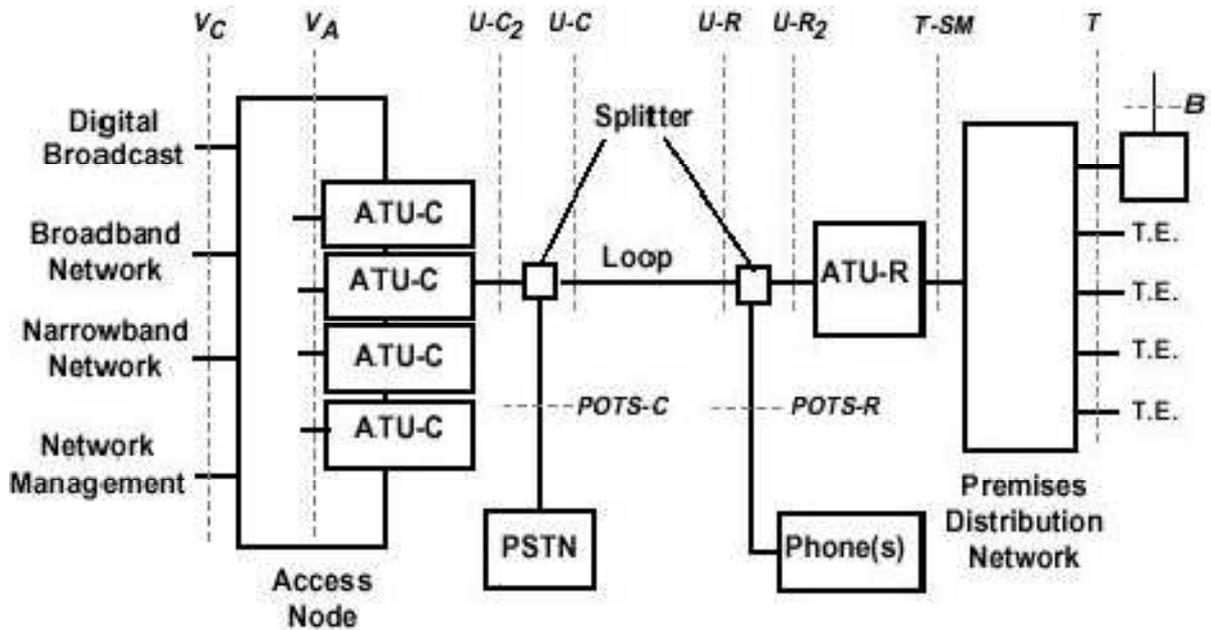
**ATM** Modo de Traslferencia Asíncrono

**TE** Equipo Terminal

**OS** Sistema de Operaciones

**PDN** Distribución Local de Red definiciones de puntos

**SM** Módulo de Servicio



FiguraII.5. Modelo forum ADSL.

Fuente: Forum ADSL.

Las definiciones:

**El ATU-C:** Unidad de transmisión ADSL al cliente. El ATU-C puede integrarse dentro de un Nodo de Acceso.

**ATU-R:** Unidad de transmisión ADSL a la central, establece como premisas el extremo. El ATU-R puede integrarse dentro de un SM.

**Nodo de Acceso:** Punto de la Concentración para la Banda ancha y datos de la Banda estrecha. Puede localizarse en una Central o un sitio remoto.

También, un Nodo de acceso a distancia puede subtender de un nodo de acceso central.

**B:** la entrada de datos Auxiliar (como un alimentador del satélite) hacia el Módulo de Servicio.

**Broadcast(La transmisión):** la entrada de datos de la Banda ancha en e modo simplex (típicamente transmisión de video).

**La Red de la banda ancha:** Cambiando el sistema para la transmisión de datos por encima de 1.5/2.0 Mbps.

**Loop:** el par de cobre de la línea telefónica. Los *Loops* pueden diferir en la distancia, diámetro, edad, y características de la transmisión que dependen de la red.

**La Red de la banda estrecha:** Cambia el sistema para la transmisión de datos a/o debajo de 1.5/2.0 Mbps.

**POTS:** la telefonía Vieja.

**POTS-C:** la Interfaz entre PSTN y POTS *Splitter* al extremo de la red.

**POTS-R:** la Interfaz entre los teléfonos y POTS *Splitter* al extremo del usuario.

**PDN, la Red de Distribución Local:** Sistema que une al ATU-R al Módulo de Servicio. Puede ser punto a punto o multipunto; puede ser instalación eléctrica pasiva o una red activa. El multipunto puede ser bus o estrella.

**PSTN:** *Switch* de Red de Telefonía Pública.

**SM, Módulo de Servicio:** Realiza las funciones de adaptación terminales.

Ejemplos, Interfaces de PC, o Routers LAN.

**Splitter:** Filtros que separan las alta frecuencia (ADSL) y las baja frecuencia (POTS), señales al extremo final de la red y del usuario. Los *Splitter* pueden integrarse en el ATU o físicamente separado del ATU.

**T-SM:** La Interfaz entre ATU-R y la Red de Distribución Local. Un ATU-R puede tener más de un tipo de interfaz T-SM (por ejemplo, a conexiones T1/E1 y a conexiones Ethernet). La interfaz T-SM puede integrarse dentro de un Módulo de Servicio.

**T:** Interfaz entre la Red de Distribución Local y el Módulo de Servicio. Notemos que la interfaz T puede desaparecer al nivel físico cuando ATU-R se integra dentro de un Módulo de Servicio.

**EI U-C:** Interfaz entre *Loop* y los POTS *Splitter* en el lado de la red.

**U-C2:** Interfaz entre los POTS *Splitter* y ATU-C.

**U-R:** Interfaz entre *Loop* y POTS *Splitter* en el lado del local.

**U-R2:** Interfaz entre el POTS *Splittery* ATU-R.

**V<sub>A</sub>:** Interfaz Lógica entre el ATU-C y el Nodo de Acceso. El Foro de ADSL no considera a V<sub>A</sub> como una interfaz física. En el caso primitivo de conexión de punto a punto entre un puerto del interruptor y un ATU-C (es decir, un caso sin la concentración o multiplexando), entonces el V<sub>A</sub> y la interfaz V<sub>C</sub> pueden estar idénticas (alternativamente, la interfaz de V<sub>A</sub> desaparece).

**V<sub>C</sub>:** Interfaz entre el Nodo de Acceso y la red. Puede contener las conexiones físicas múltiples (como se muestra) aunque también puede llevar todas las señales por una sola conexión física. La interfaz hacia PSTN puede ser de punto-anillo universal o una interfaz de la telefonía multiplexada. El segmento de la banda ancha de la interfaz de V<sub>C</sub> puede ser *STM switching*, *ATM switching*, o conexiones de líneas de tipo privado.

## 2.4 Esquema de la arquitectura de capa física del MODEM ADSL

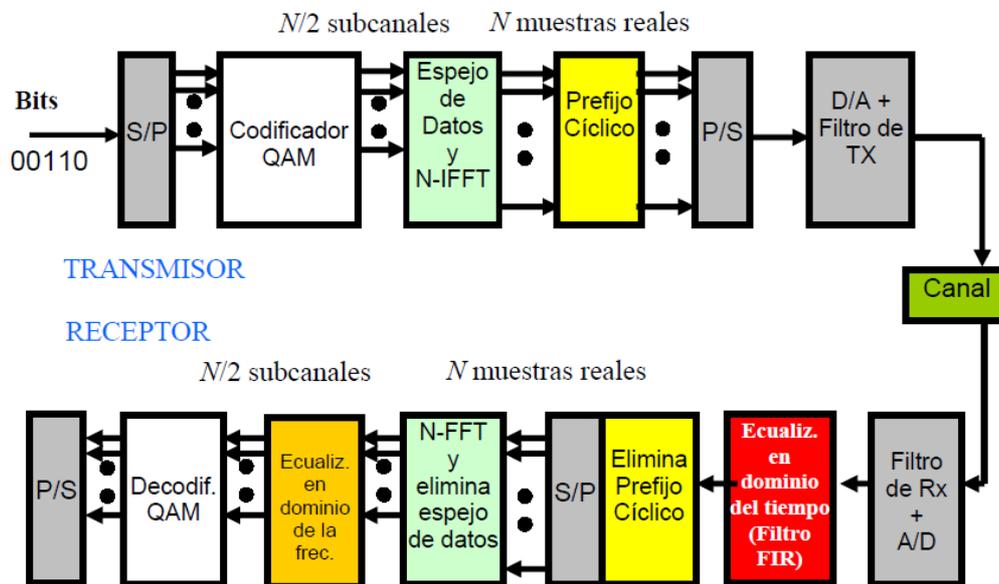


Figura II.6. Esquema de la Arquitectura de Capa Física de un Modem ADSL

El funcionamiento de este esquema es el siguiente:

- Dependiendo del número de bits por símbolo QAM que queremos en cada una de las subportadoras, se hace la conversión serie paralelo.
- Cada uno de los símbolos QAM es representado por un número complejo (amplitud y fase).
- Para cada una de las subportadoras se puede elegir el número de bits que queremos transmitir en ella, todo ello en función de la SNR medida en el canal,
- Tomamos un vector de  $N$  símbolos QAM (donde  $N$  es el número de canales). Éste representará el espectro frecuencial a transmitir. Para que la salida de la IFFT (secuencia temporal) sea real, es necesario replicar el conjugado de este espectro y se obtienen finalmente  $2N$  muestras.
- Estas  $2N$  muestras se hacen pasar por el IFFT. A partir de este bloque, obtenemos  $2N$  muestras temporales donde ya están modulados todos los canales.
- Se hace la conversión digital/analógico y se modula a la frecuencia adecuada.

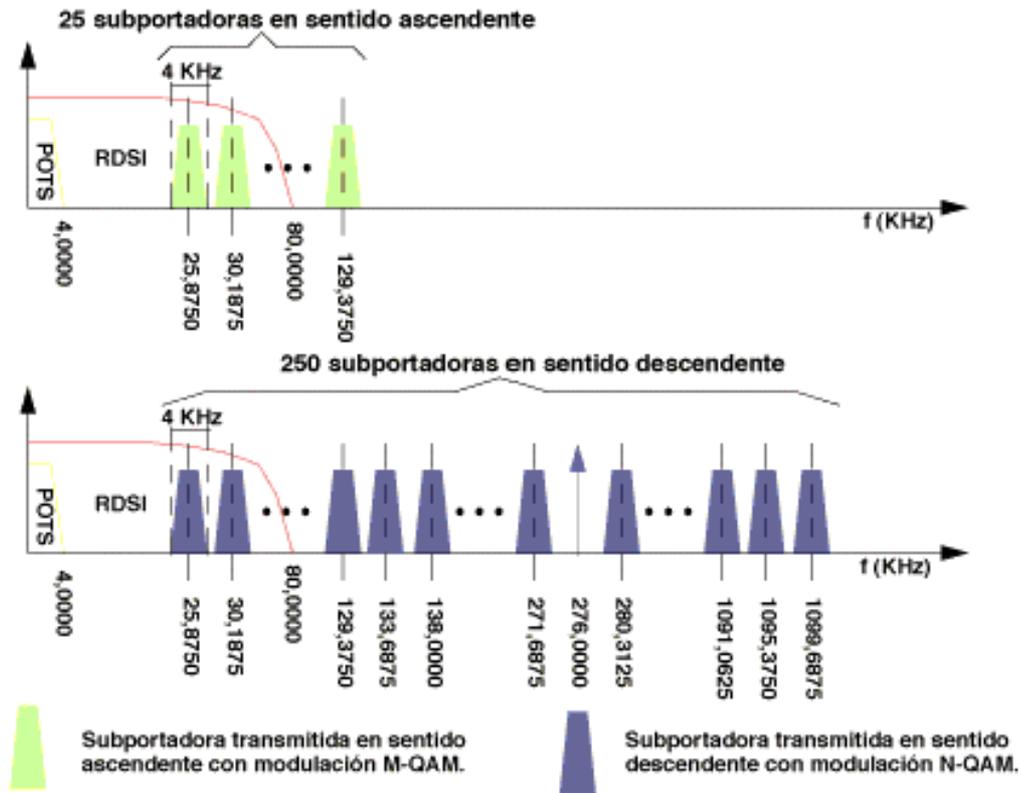
En el receptor se procede de la misma manera, con la única diferencia de que se utilizará la FFT en lugar de la IFFT.

## **2.5 Modulaciones ADSL**

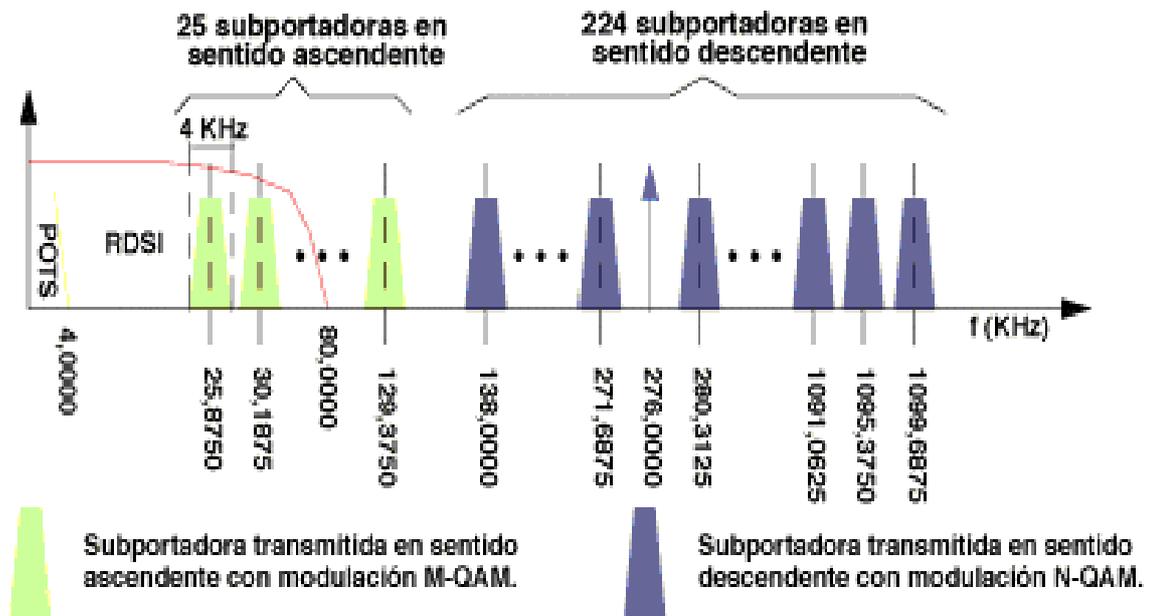
Al igual que ocurre con los módems tradicionales, es necesario realizar una transformación de la señal que se quiere enviar (y el proceso contrario en la que se recibe) para que pueda ser transmitida por medio de las líneas telefónicas convencionales.

Estas modificaciones se pueden hacer alterando alguna de sus propiedades. ADSL utiliza codificadores de línea como: Modulación de portadora en Amplitud/Fase (CAPCarrier-lessAmplitude/Phase) Modulación por Amplitud y Cuadratura (QAM) y MultitonoDiscreto (DMT), siendo estas las más comunes. No importa que tipo de codificador se use siempre y cuando los mismos pares de cobre se utilicen para una operación full-duplex. En cualquier rango de frecuencia esta debe ser dividida en anchos de banda de envío y de descarga (División de Frecuencias Multiplexadas – FDM) o utilizar cancelación de ecos. FDM y cancelación de Ecos pueden ser combinados al mismo tiempo debido a la simetría de ADSL.

De acuerdo al documento T1.413 de la ANSI, ADSL utilizara ModulaciónDMT como código de línea quien utilizara, ya sea cancelación de ecos que es vulnerable a los efectos NEAR-END Crosstalk, o FDM quien evitan estos efectos, que por supuesto para lograrlo corta una cantidad del total del ancho de banda disponible en cada dirección. Por supuesto es más eficiente para el ancho de banda la cancelación de ecos, pero pagando el precio de la complejidad y sensibilidad a efectos que podrían perjudicar el desempeño. Por otro lado la cancelación de ecos habilita a las frecuencias bajas para lograr maximizar el desempeño.



FiguraII.7. Modulación DMT con cancelación de ecos



FiguraII.8. Modulación DMT con FDM

DMT es resistente a las interferencias del ruido (normalmente de radioAM) y a la presencia de señales digitales sobre pares de cobre adyacentes(crossralk).

### 2.5.1 Modulación DMT

La modulación DMT ha sido elegida por el comité ANSI T1.413 como elestándar a utilizar en las comunicaciones en un sistema de transmisión a travésde ADSL, debido a su habilidad para superar la fuerte distorsión producida en el par de hilos de cobre a esas frecuencias. Además, la DMT supera también elruido y las interferencias que se producen típicamente en el par de hilos en unentorno residencial.

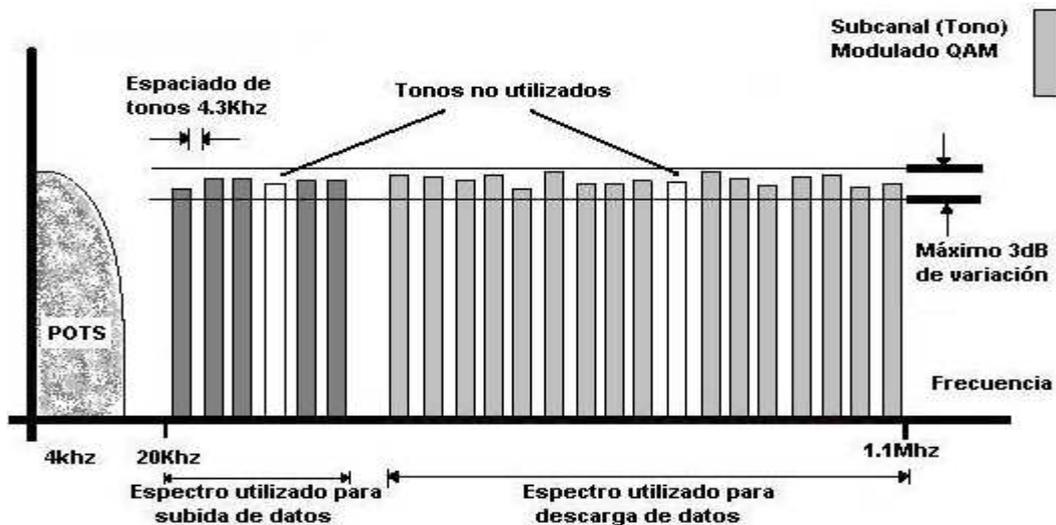


Figura II.9. Modulación DMT

La DMT divide el espectro del canal en un cierto número de subcanales, la medida de la calidad de cada subcanal determina el número de bits que puede alojar, 256 bandas de frecuencias (o canales) de 4.3125 KHz cada uno. La asignación de canales es menos flexible, pero valores típicos deben estar entre 6-31 canales para subida (upstream)(24KHz-124KHz), 32-256 para bajada (downstream) (128KHz-1.204 MHz).

Los canales para upstream ocupan en el espectro las frecuencias bajas por dos razones: Primero, las atenuaciones es menos y los transmisores del usuario son típicamente de baja potencia que los transmisores de la central telefónica local; Segundo existe más ruido en la central telefónica local con posibilidades de Crosstalk.

Las subportadoras serán múltiplos de una frecuencia básica. El espectro disponible estará desde unos 25.875 KHz hasta 1.104 MHz, donde la banda por debajo de 25.875 KHz (canales del 1 al 6 es decir, 6 canales de 4.3125 KHz = 25.875 KHz) estará reservada para el servicio telefónico vocal (POTS). El ruido y las características del canal son constantemente medidas para cada uno de los subcanales por separado, para poder así conseguir una transmisión óptima. Las características del canal medidas por el modem del usuario son señalizadas a la central telefónica de control donde se negocia el número de bits a transmitir en cada uno de los subcanales para que la probabilidad de error sea menor que una cierta cota.

Cada banda de frecuencia (o canal) con una frecuencia central (subportadora) sobre la que se modulará cada uno de los subcanales mediante QAM (Quadrature Amplitude Modulation) que es una modulación que combina las modulaciones por amplitud (AM) y por fase (PM), esta puede alcanzar (teóricamente) a transmitir 15-bits por baudio (El número de bits por símbolo de cada canal debe ser independientemente seleccionado mediante el modem para adaptar la tasa.). El ajuste de número de bits por canal es constante. Si la calidad es deteriorada en un canal que se transmite el sistema puede decrecer el número de bits del canal y distribuirlos luego en otras.

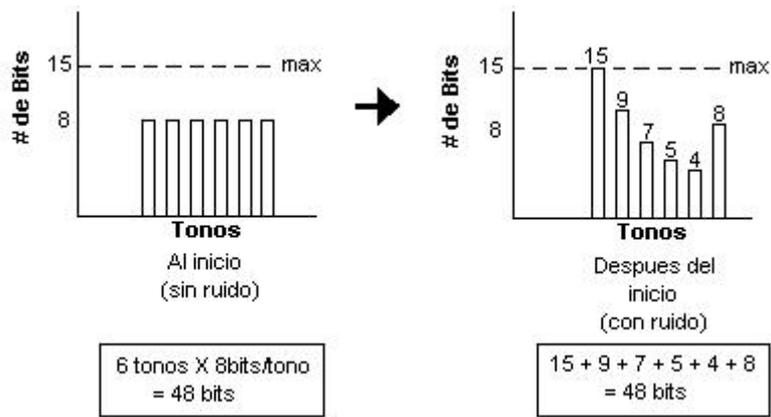


Figura II.10. Distribución de bits por canal

En la siguiente figura se propone un ejemplo de transmisión de 3 bits porbaudio tal modulación requiere 8 combinaciones binarias diferentes, en nuestroejemplo tomaremos dos combinaciones de amplitud y cuatro cambios de fase de los bits 001-010-100-011-101-000-011-110 usando QAM.

Bit Value	Amplitude	Phase Shift
000	1	None
001	2	None
010	1	1/4
011	2	1/4
100	1	1/2
101	2	1/2
110	1	3/4
111	2	3/4

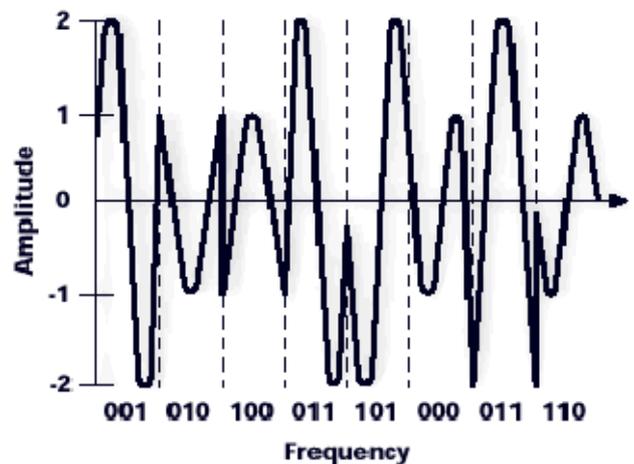


Figura II.11. Ejemplo de modulación QAM

Si para la transmisión usamos el máximo que son 15 bits por baudionecesitaremos 32768 combinaciones de amplitud y los cambios de fase que fuesen necesarios. Note que usando QAM es posible enviar un símbolo por ciclo de la forma de onda del portador, cada punto es etiquetado con un grupo de dígitos binarios que representan la amplitud fase usando un codificador para estos grupos de dígitos.

La DMT es realmente una forma de multiplexación en frecuencia. La serie de bits de datos de entrada son separados en N canales utilizando el mismo ancho de banda pero con diferentes frecuencias centrales. Utilizar varios canales con un ancho de banda muy pequeño tiene las siguientes ventajas:

- Todos los canales serán independientes, sin tener en cuenta las características de la línea, y por eso podrán ser decodificados individualmente.
- La capacidad teórica del canal (teoría de la información de Shannon) puede ser casi alcanzada por este código de línea, con una complejidad razonable.

El elemento clave en la implementación del sistema DMT es la FFT/IFFT (Fast Fourier Transform, Transformada Rápida de Fourier). La IFFT (Transformada Rápida de Fourier Inversa) es un método elegante y eficiente para crear la suma de N portadoras cada una de ellas modulada con su propia amplitud y fase.

### **2.5.2 Modulación DWMT**

Una variante de DMT, denominada DWMT (Discrete Wavelet Multi-Tone) tecnología que es similar al estándar basado en DMT podría ser el protocolo estándar para transmisiones ADSL a larga distancia y donde existan entornos con un alto nivel de interferencias.

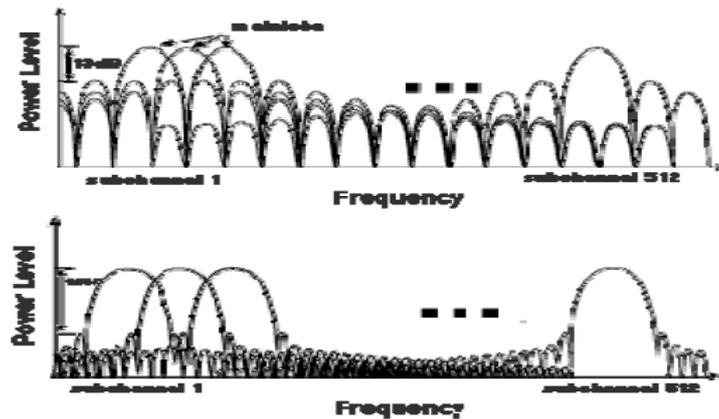


Figura II.12. Modulación DWMT

DWMT usa una avanzada transformación de onda digital en vez de la transformada de Fourier usada en DMT. Los subcanales de DWMT tienen lóbulos laterales (sidelobes) significativamente más bajos que los de DMT y más fielmente aproximados al ideal. La ideal subcanalización debería ser usada en los lóbulos principales, los cuales contienen el 100 % del voltaje del subcanal. Los lóbulos laterales de DWMT son de 45 dB inferior al lóbulo principal, mientras que los lóbulos laterales de DMT son sólo de 13 dB por encima, así pues el 99.997 % del voltaje de los subcanales de DWMT reside en el lóbulo principal mientras que en DMT es el 91 %.

El espectro superior de DWMT da lugar a las siguientes ventajas:

- DWMT tiene menos solapamientos de transmisión que DMT. No hay tiempos de seguridad entre los símbolos ni una costosa sincronización de tiempo
- DWMT es capaz de mantener niveles superiores de ruido a ADSL

### 2.5.3 Modulación CAP

La modulación Carrierless amplitude and phase (CAP) específica que la modulación es "carrierless" una portadora actual es impuesta por la banda transmisora formando un filtro

a través del cual los símbolos fuera de los límites son filtrados. Por eso CAP es algorítmicamente idéntico a QAM.

El receptor de QAM necesita una señal de entrada que tenga la misma relación entre espectro y fase que la señal transmitida. Las líneas telefónicas instaladas no garantizan esta calidad en la recepción, así pues, una implementación QAM para el uso de xDSL tiene que incluir ecualizadores adaptativos que puedan medir las características de la línea y compensar la distorsión introducida por el par trenzado. CAP divide la señal modulada en segmentos que después almacena en memoria. La señal portadora se suprime, puesto que no aporta ninguna información ("carrierless"). La onda transmitida es la generada al pasar cada uno de estos segmentos por dos filtros digitales transversales con igual amplitud, pero con una diferencia de fase de  $\pi / 2$  ("quadrature"). En recepción se reensamblan los segmentos y la portadora, volviendo a obtener la señal modulada. De este modo, obtenemos la misma forma del espectro que con QAM, siendo CAP más eficiente que QAM en implementaciones digitales.

La tasa de subida es de 136 K baudios sobre una portadora de 113.2 KHz, mientras que la tasa de bajada es de 340 K baudios sobre una portadora de 435.5 KHz, 680 K baudios sobre una portadora de 631 KHz, o 952 K baudios sobre una portadora de 787.5 KHz. Esto permite al modem adaptar la tasa de símbolos variando las condiciones de la línea. La modulación QAM también adapta las tasas variando el número de bits por símbolos.

Una ventaja de CAP que afirma tener son unos picos de voltaje relativos más bajos que DTM. Esto quiere decir que los emisores y receptores pueden operar a más bajo voltaje que DMT porque no requieren tener la capacidad de la señal de pico que es requerida en un circuito DMT, y la instalación de modem que varios fabricantes están a la

disposición. Presenta el gran inconveniente de no estar estandarizado por ningún organismo oficial (ni europeo ni americano).

## **2.6 Ventajas sobre la Modulación Multiportadora**

El empleo de un elevado número de subcanales implica que el ancho de banda asociado a cada uno de ellos, supuestos todos iguales, es lo suficientemente pequeño (de 4 KHz, por ejemplo) como para aportar las siguientes ventajas:

- La función de transferencia de canal es aproximadamente plana, lo cual facilita la correspondiente ecualización.
- Además, las interferencias usuales (ruido térmico y, principalmente, diafonía) se pueden modelar, en cada subcanal, por una distribución gaussiana, típica del ruido blanco, que simplifica su procesamiento.
- Debido a la gran duración del símbolo (de 0.25 milisegundos para un ancho de banda de 4 KHz, frente a, por ejemplo, el microsegundo correspondiente a 1 MHz), la modulación DMT exhibe una apreciable inmunidad frente al ruido de tipo impulsivo.
- Por último, y debido a la división en un elevado número de subcanales, la modulación DMT presenta una notable flexibilidad, pudiendo reducir el régimen binario asociado a los subcanales con menor relación señal/ruido.

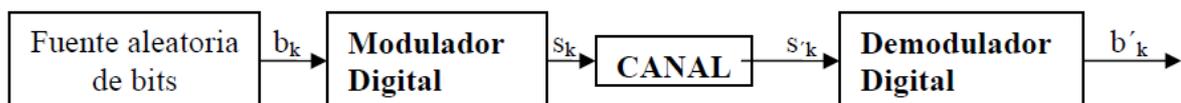
## CAPÍTULO III

### ANÁLISIS DETALLADO DE LA ARQUITECTURA DE CAPA FÍSICA DE LA TECNOLOGÍA ADSL

En este capítulo se estudiará a profundidad sobrecada uno de los bloques que conforma la arquitectura de la capa física de la tecnología ADSL como se ilustra en la figura II.6.

#### 3.1 Punto conflictivo en la comprensión de un sistema OFDM: diferencia mapeador-modulador

Un sistema de comunicación digital básico está formado por lo que, normalmente, venimos llamando un modulador, canal y demodulador como muestra la figura III.1.



FiguraIII.1. Sistema de comunicación digital básico

La tarea realizada realmente por este “modulador” es mapear los bits de entrada al mismo como muestra la figura III.2., convirtiéndolos en símbolos de datos. No se está realmente utilizando varias frecuencias portadoras. Luego resulta más adecuado llamar a éste bloque “mapeador” o “codificador”.

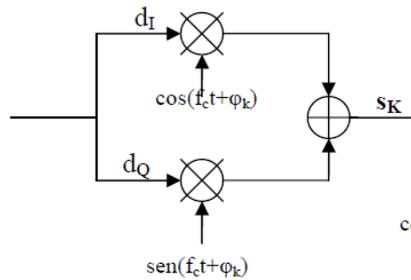


Figura III.2. Mapeador del sistema básico

De esta forma, evitamos confusión al hablar de Modulador OFDM. OFDM sí realiza una modulación propiamente dicha. Realmente estamos dividiendo el espectro en N subcanales y transmitiendo los símbolos procedentes del mapeo a través de éstos canales. El proceso de multiplexación es decir, de modular en frecuencia es realizado por el bloque IDFT.

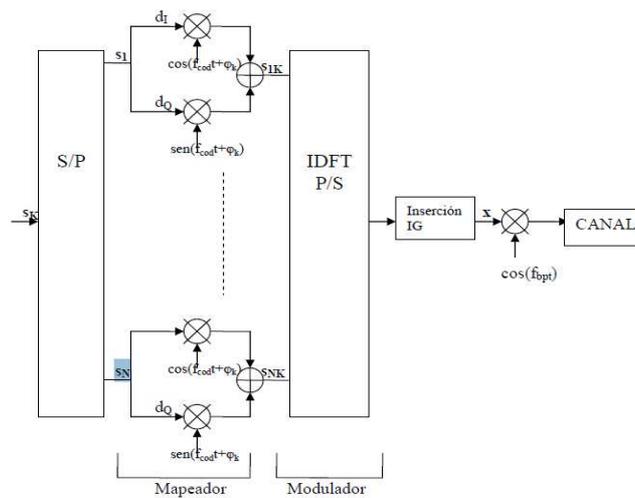


Figura III.3. Transmisor en sistema de modulación OFDM

El sistema de modulación OFDM incluye entre sus bloques un mapeador como el de la figura III.3. Se han dibujado N mapeadores para que resulte más fácil comprender cómo se ha formado el símbolo OFDM con N símbolos del mapeo. Pero realmente, sólo será necesario un mapeador. Efectivamente, cuando el número de subcanales es elevado, resulta prohibitivo disponer de una batería de osciladores y de moduladores, por lo que, en su lugar, se acude al procesado digital de la señal, basado en la Transformada Discreta de Fourier (DFT, o Discrete Fourier Transform)

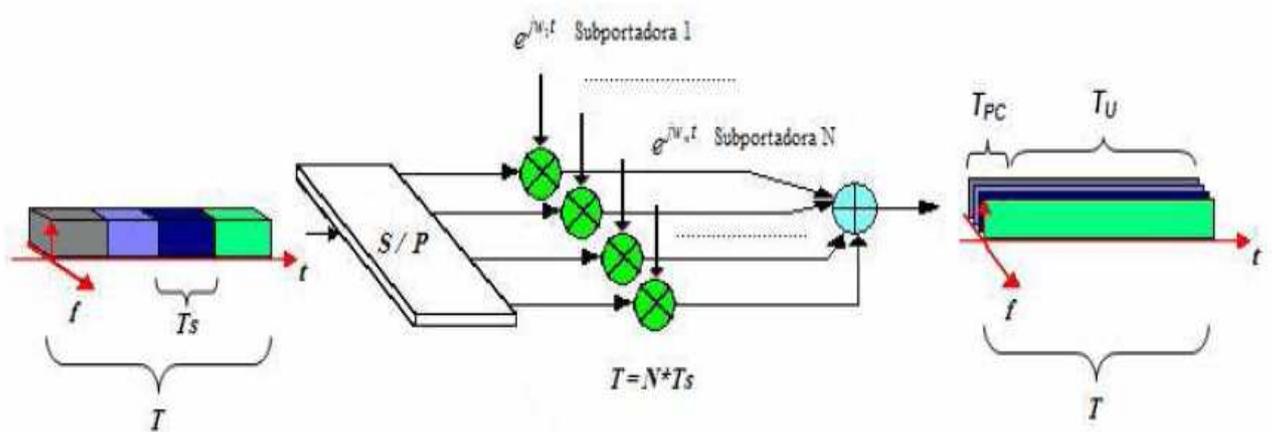


Figura III.4. Esquema de cómo se genera un símbolo OFDM

### 3.2 Boques Funcionales del Transmisor OFDM o DMT

#### 3.2.1 Asignación de bits

DMT distribuye los datos sobre todos los canales de acuerdo a la relación señal a ruido en cada uno. La figura muestra el proceso de adaptación.

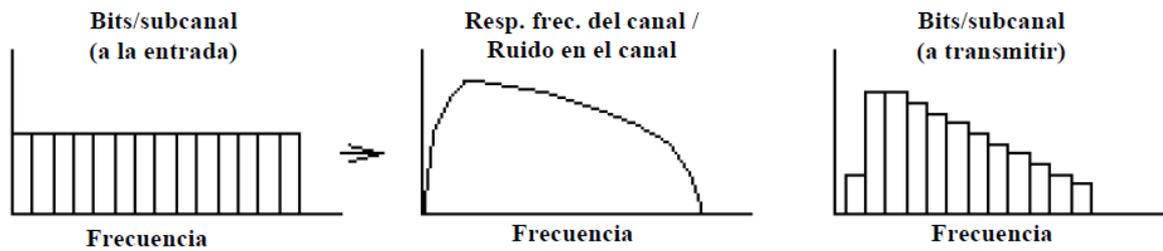


Figura III.5. Asignación de bits por subcanal

Este bloque coge el flujo de bits y los codifica en N símbolos de la constelación QAM. Esta codificación se hace de acuerdo a una **tabla de codificación de bits** que define el número de bits transmitidos en cada tono, dependiendo de la SNR para ese canal. Claramente, una SNR alta permitirá transportar más bits que una SNR baja, y por ello la **tabla de codificación de bits** refleja la variación de la SNR en función de la frecuencia. Un ejemplo de esto sería:

La **tabla de codificación de bits** es calculada durante la inicialización de la conexión, de acuerdo con la SNR real medida para permitir un óptimo uso de la capacidad del canal. La carga de cada canal está limitado de 2 a 15 bits por tono.

Cuando queremos servir al usuario con una tasa de bit específica, colocamos los bits en cada una de las portadoras (teniendo en cuenta la tabla) de tal manera que la suma de los bits en todos los canales sumen la tasa deseada y la probabilidad de error en cada portadora sea más o menos la misma. Cuando queremos servir al usuario a la tasa máxima, colocamos el máximo número de bits permitidos por la tabla para que no tengamos errores en cada uno de los canales, basado en la medida del SNR en cada canal. Este método se utiliza de un modo adaptativo, es decir, se va midiendo constantemente la SNR y cada cierto tiempo se señalizan estos datos entre el usuario (ATU-R) y el módem de la central telefónica (ATU-C).

De esta manera, usuarios que vivan cerca de la central telefónica tendrán una SNR mejor y podrán conseguir velocidades de transmisión más elevadas que aquellos que viven lejos de la central y tienen, por tanto, una SNR peor.

**Asignación Óptima De Bits:** Como hemos visto, los bloques de  $L$  bits se dividen en sub-bloques de  $b_1, b_2, \dots, b_N$  bits. Este reparto no se hace por igual para cada subcanal, sino que **se asignan más bits a aquellos subcanales más ventajosos**. Veamos exactamente qué significa esto.

Como es sabido, cuanto mayor sea la SNR en una modulación QAM, mayor será la tasa de transmisión permitida para una probabilidad de error fijada. Pero, por otra parte, el transmisor **puede controlar la SNR en cada subcanal a través de la energía que le asigna al mismo**. De este modo podemos fijar el número de bits que se van a transmitir por cada subcanal.

Pues bien, dado que la energía total disponible en el transmisor es finita, es posible asignar de forma óptima la energía de cada subcanal, de tal modo que la suma de todos los  $b_i$  se maximice. Esto se lleva a cabo con el llamado **algoritmo “water-filling”**.

Lo que hace dicho algoritmo es **asignar más bits a aquellos subcanales que precisan menor cantidad de energía para conseguir una cierta SNR**. Más concretamente, si denominamos  $|h_i|$  a la magnitud de la respuesta en frecuencia del canal en la frecuencia del  $i$ -ésimo canal, y  $\sigma_i^2$  a la potencia de ruido correspondiente (o más exactamente el “crosstalk”), el algoritmo asigna más bits a aquellos subcanales para los que **la relación**

$|h_i|/\sigma_i^2$  (determinada únicamente por las características del canal) es mayor. Veámoslo con más detalle.

Para una determinada probabilidad de error, la energía promedio que hay que transmitir por un subcanal es una función monótona creciente con el número de bits por símbolo que se transmiten por ese subcanal. Es decir, cuantos más bits por símbolo queramos transmitir, mayor energía necesitaremos en el proceso. Podemos pues, expresar

$$\varepsilon_i = \varepsilon_i(b_i) \quad (3.1)$$

Donde  $b_i$  es el número de bits por símbolo que transporta el subcanal  $i$  y  $\varepsilon_i$  la energía empleada en dicho subcanal.

Por otra parte, la SNR en cada subcanal,  $SNR_i$ , no será más que

$$SNR_i = \frac{\varepsilon_i |h_i|^2}{2\sigma_i^2} = \frac{\varepsilon_i g_i}{2}, \quad (3.2)$$

Donde

$$g_i = |h_i|^2 / \sigma_i^2 \quad (3.3)$$

El factor 2 en el denominador de (3.2) se debe a que estamos considerando un canal de transmisión bidimensional, en fase y cuadratura. Puede demostrarse entonces que, para una modulación QAM,

$$\varepsilon(b_i) = 2 \frac{\Gamma}{g_i} (2^{b_i} - 1). \quad (3.4)$$

siendo  $\Gamma$  lo que se conoce como el “**gap**” del sistema, el cual expresa la diferencia entre la cantidad de información transmitida y la capacidad teórica máxima del canal. En general, podemos afirmar que un sistema depende de los métodos de modulación y codificación empleados así como de la probabilidad de error deseada,  $P_e$ , pero no del

número de bits por símbolo. Para el caso de una modulación QAM, y de forma aproximada,

$$\Gamma = \frac{1}{3} \left[ Q^{-1} \left( \frac{P_e}{4} \right) \right]^2, \quad (3.5)$$

donde se ha utilizado la función  $Q$  inversa.

Nótese que si el valor de  $b_i$  es elevado, para transportar un bit más por el subcanal tenemos que duplicar la energía invertida en el proceso. Es decir la transmisión de un bit más por un subcanal exige un aumento de 3 dB en la energía empleada.

Definamos ahora otra función: el incremento de energía. Para un determinado subcanal, el incremento de energía para transportar  $b_i$  bits es la cantidad de energía adicional necesaria para transportar esos  $b_i$  bits, con respecto a la energía necesaria para transportar  $b_i - 1$  bits. Podemos pues, expresar.

$$\Delta \varepsilon_i(b_i) = \varepsilon_i(b_i) - \varepsilon_i(b_i - 1). \quad (3.6)$$

Sustituyendo (3.4) en (3.6),

$$\Delta \varepsilon_i(b_i) = 2 \frac{\Gamma}{g_i} (2^{b_i} - 1) - 2 \frac{\Gamma}{g_i} (2^{b_i-1} - 1) = 2 \frac{\Gamma}{g_i} (2^{b_i} - 2^{b_i-1}) = \frac{\Gamma}{g_i} 2^{b_i}, \quad (3.7)$$

Esto implica además que

$$\Delta \varepsilon_i(b_i) = 2 \Delta \varepsilon_i(b_i - 1). \quad (3.8)$$

En definitiva, los pasos a seguir en el algoritmo de carga óptima son:

1. Una vez que se ha fijado la probabilidad de error deseada, se calcula el “gap” utilizando (3.5).
2. Suponiendo conocidas la función de transferencia del canal así como la potencia de ruido, se obtienen las  $g_i$  de (3.3).

3. Mediante (3.4) y (3.7) se proceden a calcular los incrementos de energía para todos los subcanales y todos los números de bits posibles (en el estándar ADSL el mínimo son 2 salvo que no se transmita nada, y el máximo 16).
4. Si aún se dispone de energía en el transmisor, se acude a las tablas de incrementos de energía, y se busca el subcanal que requiera un menor incremento de energía para transportar un bit más de los que ya transporta. Supongamos que es el subcanal  $n$ .
5. Si el incremento de energía requerido en el subcanal  $n$  es inferior a la energía disponible en el transmisor (parámetro conocido que debe estar fijado de antemano), se asigna un bit más a ese subcanal y se actualiza el valor de la energía disponible en transmisión. Se regresa de nuevo al paso 4.
6. Si, por el contrario, en el transmisor no tenemos energía suficiente para cubrir el incremento necesario, se da por finalizado el proceso de asignación.

Puede suceder que, al resolver el algoritmo, algunos subcanales hayan de ser descartados. Es decir, puede que la relación  $|h_i|/\sigma_i^2$  sea tan baja que no merezca la pena transmitir nada por ellos.

### 3.2.2 Modulación 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, desfasada 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:

$$V(t) = X \cos(\omega t) + Y \sin(\omega t) \quad (3.9)$$

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 sub-portadora transporta, es decir, ni bits resulta en una constelación con  $2^{n_i}$  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 III.6 (b) muestra una constelación QAM de 4 bitestandardizado por la ANSI. Las etiquetas de los puntos de la constelación son la representación en números binarios de los bits que serán mapeados y transmitidos. Los símbolos resultantes de este mapeo son números complejos que pueden representarse como

$$Z_i = C_i + jD_i \quad (3.10)$$

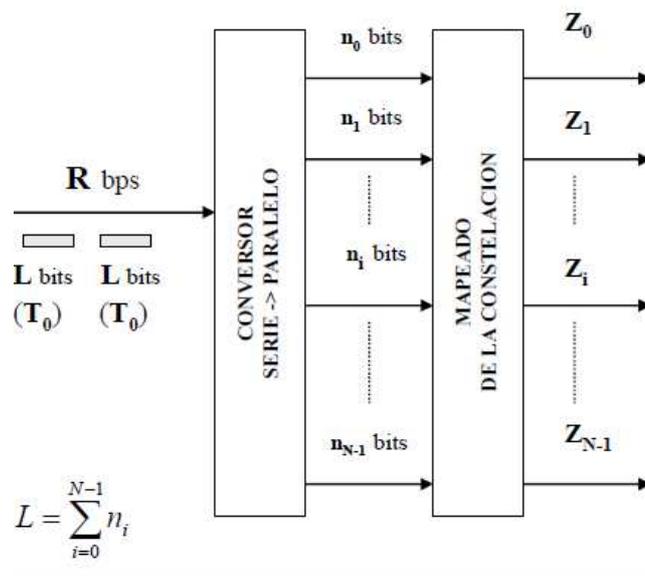


Figura III.6 (a) Información espectral en  $Z_i$

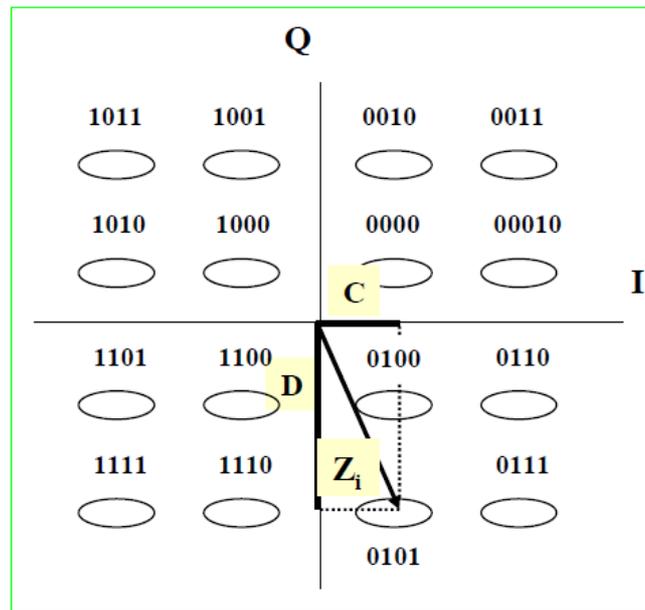


Figura III.6 (b)Constelación QAM de 4 bits

$Z_i = \text{Información ESPECTRAL}$

$IDFT(Z_i) = \text{Información temporal} = x(n)$

$Z_i = C_i + jD_i \rightarrow \text{Amplitud y Fase de una portadora}$

$\rightarrow \text{Información Espectral}$

### 3.2.3 Espejo de Datos

A veces es necesario disponer de una señal OFDM que sea real. Por ejemplo, cuando no se desea obtener una señal OFDM trasladada en frecuencia, como puede ser el caso de transmitir la señal OFDM de banda base directamente. Este es el caso, por ejemplo, de un modem ADSL, donde la señal se transmite en banda base por usarse el par de cobre telefónico como canal.

De las propiedades de simetría de la DFT, se sabe que si  $X[k]$  es simétricamente conjugada, entonces su IDFT  $x[n]$  es real. De esta forma se puede asumir

$$Z_i \ (i = 0, 1, 2, \dots, N-1) \rightarrow \text{s. simétrica} \equiv Z_k \ (k = 0, 1, 2, \dots, 2N-1) \rightarrow x(n) \equiv \text{real}$$

### 3.2.4 Modulación Multiportadora por la IFFT Transformada de Fourier Inversa

La Transformada de Fourier (llamada así por su descubridor, el matemático francés Jean-Baptiste Fourier) es un procedimiento matemático que se emplea para cambiar una función del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia con el fin de obtener en frecuencia información valiosa que no es fácilmente apreciada en el tiempo.

La Transformada de Fourier se aplica sobre funciones continuas, es decir, las funciones que son definidas en todos los valores del tiempo  $t$ . Estas funciones, por ejemplo, podrían representarse señales analógicas de voltaje que continuamente varían y que son producidas por un micrófono u otro tipo de transductor.

Sin embargo, el procesamiento digital de señales involucra señales discretas (señales que son muestreadas en determinados intervalos de tiempo) más que señales continuas. Una modificación de la Transformada de Fourier es la Transformada Discreta de Fourier o DFT (Discrete Fourier Transform) que es usada en señales discretas. Aquí, el espectro de una señal se refiere al modo en que la energía en la señal es distribuida sobre sus varios componentes de frecuencia.

Cuando la DFT es aplicada a una señal discreta, el resultado es un juego de coeficientes seno y coseno. Cuando las ondas seno y coseno de frecuencias apropiadas son multiplicadas por estos coeficientes y luego sumadas, la señal original es reconstruida. Las ondas seno y coseno son componentes de frecuencia de la señal original, en el sentido de que la señal puede ser reconstruida a partir de estos componentes. Los coeficientes determinados por la DFT representan las amplitudes de dichas componentes.

En la práctica, el procedimiento por el cual los coeficientes seno y coseno son calculados requieren mucho cómputo. Para determinar cada coeficiente, cada uno de los valores muestreados de la señal debe ser multiplicado por su correspondiente valor en la onda seno o coseno de su respectiva frecuencia. Luego, estos productos deben ser sumados y el resultado dividido entre el número de muestras involucradas para dar el valor del coeficiente.

Si la señal consiste en un número de muestras  $N$ , la DFT requiere el cálculo de  $N$  coeficientes seno y  $N$  coeficientes coseno. Para determinar cada coeficiente,  $N$  productos de las muestras de la señal y de la respectiva onda seno o coseno deben ser evaluadas y sumadas. El número total de pasos en el cómputo de la DFT es  $N^2$ , cada paso requiere de la evaluación de la función seno y coseno junto con la multiplicación (y no incluye el cálculo de los  $N$  productos para encontrar cada coeficiente). Por ello, la DFT tiene un procedimiento numérico muy extenso.

Aunque la información que proporciona la DFT sobre los componentes de frecuencia de una señal sea sumamente valiosa, el gran esfuerzo computacional involucrado hasta los sesenta hacía que la DFT sea una aplicación poco usada. Dos avances importantes cambiaron la situación completamente. El primero fue el desarrollo del computador digital con su capacidad de realizar cálculos numéricos de forma rápida y exacta. El segundo fue el planteamiento de Cooley y Tukey (originalmente descubierto por Gauss [10]), el cual presenta un algoritmo numérico que permite evaluar la DFT con una reducción significativa en la cantidad de cálculos requeridos. Este algoritmo, llamado Transformada Rápida de Fourier, o FFT, permite que la DFT de una señal muestreada sea obtenida de manera rápida y eficiente.

Por conocimiento general, la implementación de un modulador OFDM cualquiera se resume en un módulo que ejecute la IFFT, lo cual sucede principalmente debido a que la modulación OFDM consiste en colocar a las sub-portadoras en distintos lugares del espectro de frecuencias. Es decir, el procesamiento de la señal se da únicamente en la frecuencia, por lo que luego de procesarla se debe retornar al dominio del tiempo. Analizando el proceso de manera matemática y en el dominio discreto se resume de manera genérica en el algoritmo de la DFT, la cual se define de la siguiente manera:

$$X_p[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x_p[n] e^{-j(2\pi/N)kn} \quad (3.9.)$$

Donde N es la cantidad de bits que definen a la DFT y  $X_p$  es la representación discreta de la señal en el dominio del tiempo. Partiendo de esta ecuación, se puede definir a la DFT inversa o IDFT como:

$$x_p = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_p[k] e^{j(2\pi/N)kn} \quad (3.10)$$

A partir de esta ecuación podemos definir una que nos permita describir el grupo de portadoras ortogonales. Cabe mencionar también que los miembros de un grupo de portadoras ortogonales son linealmente independientes. De esta manera, a partir de una secuencia de datos  $d_n$  ( $d_0, d_1, d_2, \dots, d_{N-1}$ ), en la cual cada dato  $d_n = a_n + j b_n$ , se define: son linealmente independientes.

$$D_k = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-j(2\pi kn/N)} = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-j2\pi f_n t_n} \quad (3.11)$$

donde la frecuencia en el dominio discreto ( $f_n$ ) se define como  $f_n = n/(NDT)$ . Del mismo modo, se define el tiempo en el dominio discreto como  $t_k = kDt$ , donde  $D$  es un símbolo aleatorio de la secuencia de datos  $d_n$ . De este modo, si solamente se toma la parte real de la variable  $D$ , se obtiene:

$$Y_k = \text{Re}\{D_k\} = \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi f_n t_k) + b_n \sin(2\pi f_n t_k)] \quad (3.12)$$

Por lo tanto, se puede definir de manera genérica a una señal OFDM como se indica en

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi f_n t) + b_n \sin(2\pi f_n t)] \Rightarrow 0 \leq t \leq N\Delta t \quad (3.13)$$

En esta última ecuación se puede observar que cualquier señal OFDM se puede describir mediante una suma de senos y cosenos, lo cual es clave para el planteamiento de la arquitectura del modulador.

### 3.2.5 PREFIJO CICLICO

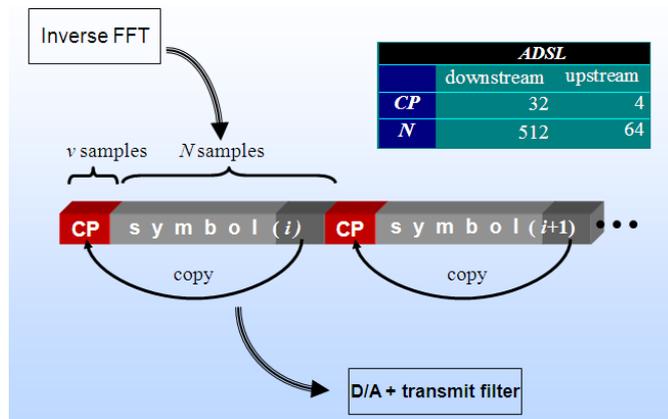


Figura III.7. (a)

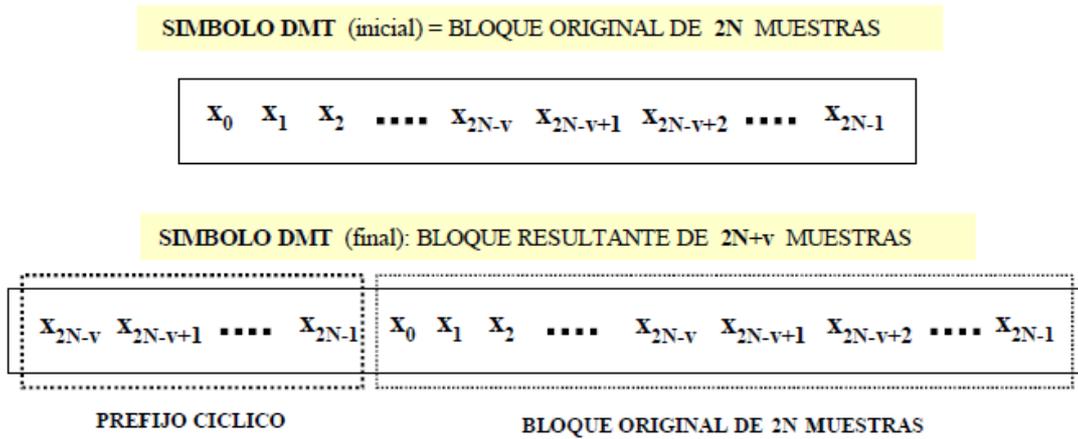


Figura III.7. (a, b) Uso del prefijo cíclico para conservar la ortogonalidad

Cada símbolo tiene un prefijo de longitud 1/16 de símbolo. Sirve para separar en tiempo los símbolos y poder disminuir la interferencia intersimbólica (ISI). Cuando la señal pasa a través de la línea, se convoluciona linealmente con la respuesta impulsional de la misma. Si la respuesta impulsional es más corta que la duración del prefijo cíclico, cada símbolo puede ser procesado por separado, y no habrá interferencia intersimbólica. Esto sirve para que al hacer la FFT en recepción tengamos mayor ortogonalidad entre las portadoras.

Esto hace que la señal transmitida sea periódica, lo cual juega un papel decisivo para evitar la interferencia intersimbólica y entre portadoras. El prefijo cíclico introduce una pérdida en la razón señal-ruido (SNR) que supone el pequeño precio a pagar para mitigar la interferencia. El beneficio del prefijo cíclico es doble: evita la creación de ISI (actuando como espacio de guarda) y de ICI (manteniendo la ortogonalidad de las subportadoras).

Un efecto a tener en cuenta es que la energía transmitida se incrementa con la longitud del prefijo cíclico, mientras que la expresión de la señal muestreada recibidase

mantiene inalterada. La energía transmitida por subportadora es  $\int |\phi_k(t)|^2 dt = T/T_{cp}$ , y la pérdida de SNR, causada al desechar en prefijo cíclico en el receptor, llega a ser

$$SNR_{loss} = -10\log(1 - \gamma) \quad (3.15)$$

donde  $\gamma = T_{cp}/T$  es la longitud relativa del prefijo cíclico. A mayor longitud del prefijo cíclico, mayor es la pérdida en la razón SNR. Normalmente, la longitud relativa del prefijo cíclico es pequeña y la transmisión queda libre de ICI e ISI motivando una pérdida en SNR (menor de 1 dB para  $\gamma < 0.2$ ).

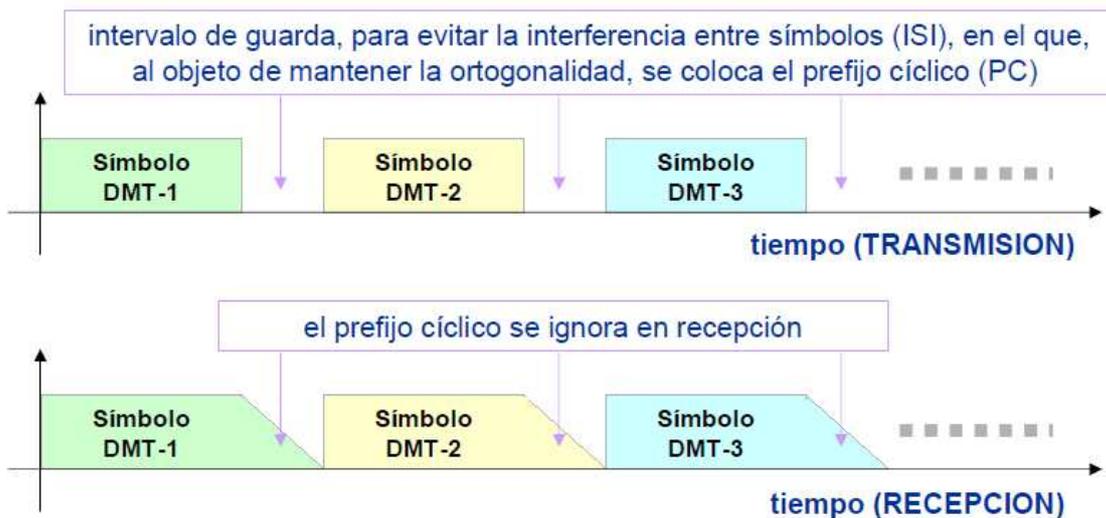


Figura III.8. símbolos DMT con prefijo Cíclico

### 3.2.6 Ecuador de tiempo (TEQ)

En canales telefónicos la transmisión de datos a alta velocidad se ve limitada por la interferencia intersímbolos ISI, esto es debido a que al transmitir las señales a través de un canal de comunicación estas se ven distorsionadas por la respuesta en frecuencia y las características de atenuación del canal. Es por esto, que el uso de ecualizadores es de

importancia en los sistemas de comunicación digitales modernos. Un ecualizador es un dispositivo o algoritmo de procesamiento de señal que es diseñado para compensar las características no ideales del canal de comunicación y combatir la interferencia intersímbolos. El proceso de recuperar la señal convolucionada con la respuesta al impulso del canal de comunicación es conocido como deconvolucion o ecualización.

Es un filtro lineal diseñado para minimizar la interferencia intersimbólica y cocanal. Esto se consigue encogiendo la respuesta impulsional total de la línea hasta la longitud del prefijo cíclico. De esta manera, cada uno de los símbolos dejará de interferir con el siguiente y la ISI quedará eliminada.

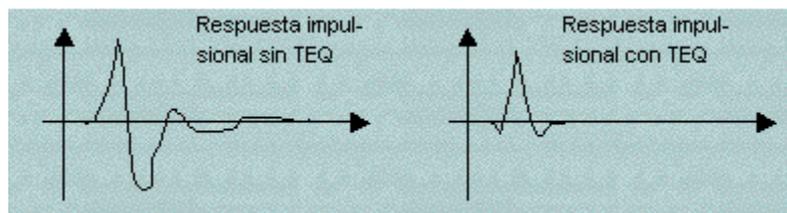


Figura III.9. Respuesta al impulso del canal con/sin TEQ

### 3.2.7 Ecualizador de frecuencia (FEQ)

La línea de cobre distorsiona la amplitud y la fase de la señal, y esta distorsión es diferente para cada una de las portadoras. El ecualizador se encarga de corregir esta atenuación y desplazamiento de fase. El FEQ rota la constelación recibida en cada tono por compensación de fase y incrementa la amplitud recibida para corregir la atenuación del bucle de abonado.

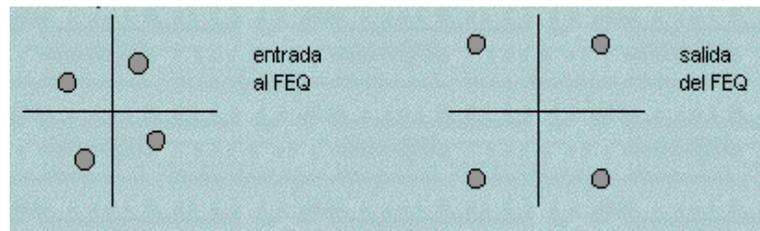


Figura III.10. Entrada y salida del equalizador de frecuencia

### 3.3 Cálculos para un ADSL supuesto de 3 sub-canales

Suponemos un ADSL con sólo 3 subcanales, y siendo en un momento dado el mapeo QAM inicial de los mismos  $(-1+j)$ ,  $(1+3j)$ ,  $(-1-j)$ , el mapeo final será:  $-1$ ,  $(1+3j)$ ,  $(-1-j)$ ,  $1$ ,  $(-1+j)$ ,  $(1-3j)$  una vez aplicado la simetría hermética

1. Asignación de bits a cada canal de acuerdo a su relación SNR

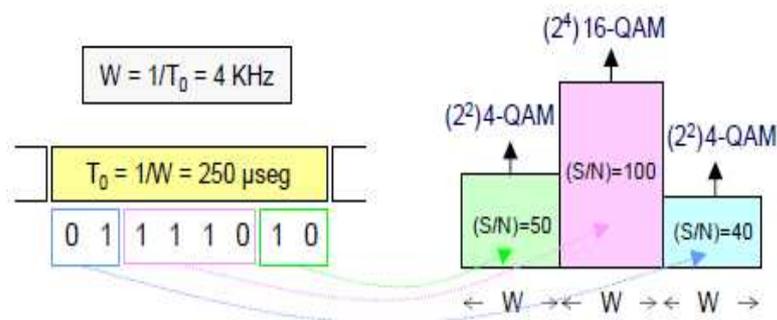


Figura III.11 Asignación de bits a cada canal

2. Mapeo inicial QAM

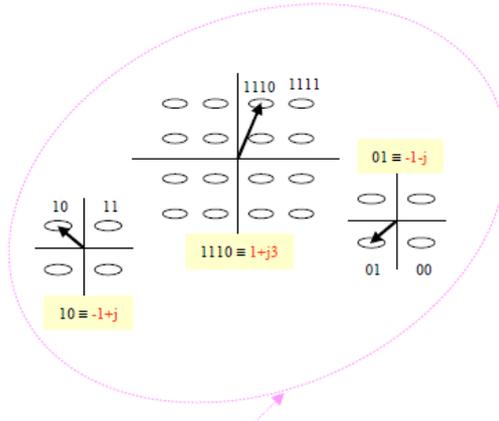
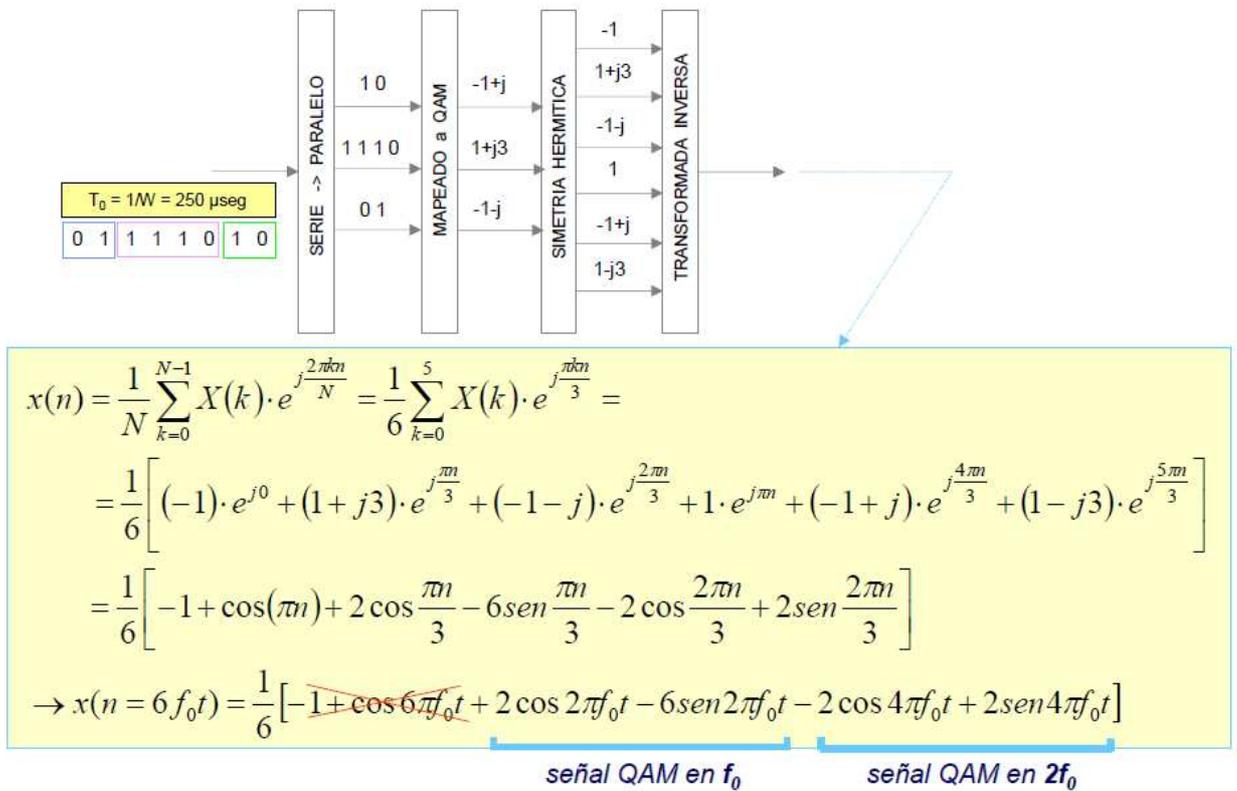


Figura III.12 Mapas de la constelación QAM

3. Aplicamos simetría hermética y posteriormente la IFFT



### 3.4 ESTUDIO DEL MEDIO DE TRANSMISIÓN

El canal de transmisión de un sistema ADSL es la línea telefónica existente entre el usuario y la oficina central. Este cable de cobre puede ser de muchas formas, ya que éstos pueden ser de diferentes longitudes y calibres, y pueden contener algunos inconvenientes mecánicos como puntos de unión y puentes (bridgedtaps). El hilo telefónico presenta diferentes problemas que la tecnología ADSL debe afrontar:

- Crosstalk
- AWGN (*Additive White Gaussian Noise*)
- ancho de banda limitado en las centrales locales

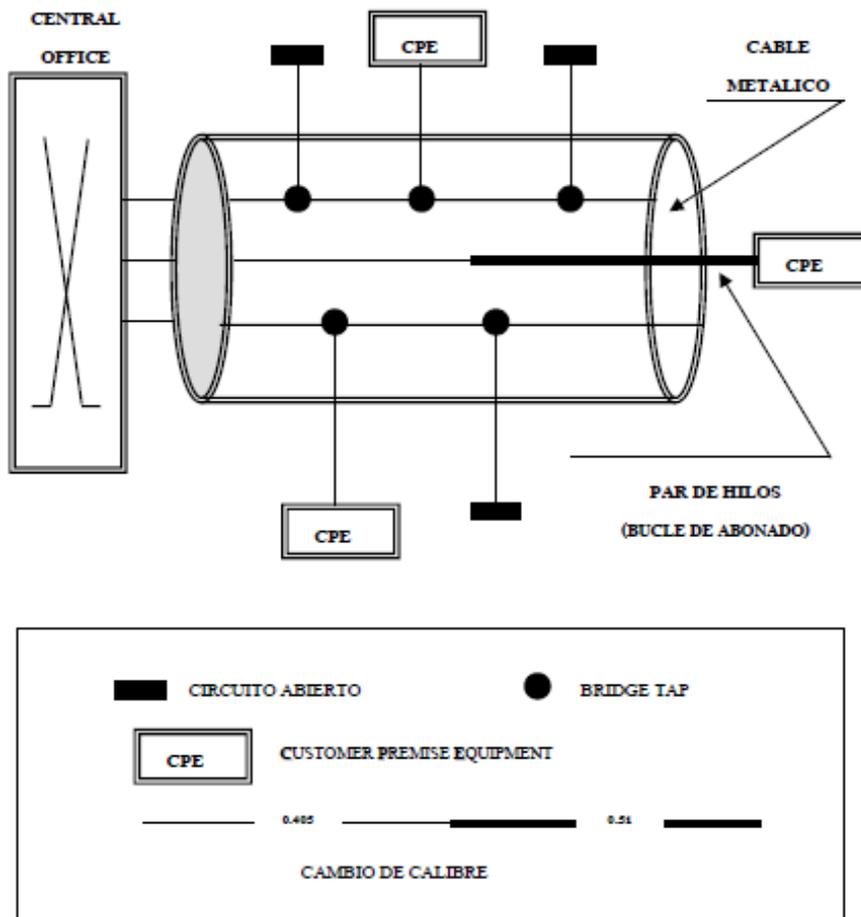


Figura III.13 Características del bucle metálico de abonado

### 3.4.1 Crosstalk o Diafonía

La Diafonía, transferencia indeseada de energía de un/unos pares (interferentes) a un par determinado (interferido), suele ser la perturbación más severa que se registra en el bucle metálico, frente a otras tales como el Ruido Blanco (o AWGN, “Additive White GaussianNoise”), el Ruido Impulsivo (generado por transformadores, electrodomésticos,..).

El crosstalk es de lejos el principal limitador de la capacidad en las comunicaciones DSL. Existen dos tipos muy diferentes de crosstalk en los pares de cobre. En la Figura III.14 se ilustran las dos formas más importantes que adopta la diafonía, la Paradiafonía (o NEXT, “Near\_End Cross Talk”) y la Telediafonía (o FEXT, “Far\_End Cross Talk”). Normalmente, la Paradiafonía suele ser más perjudicial que la Telediafonía.

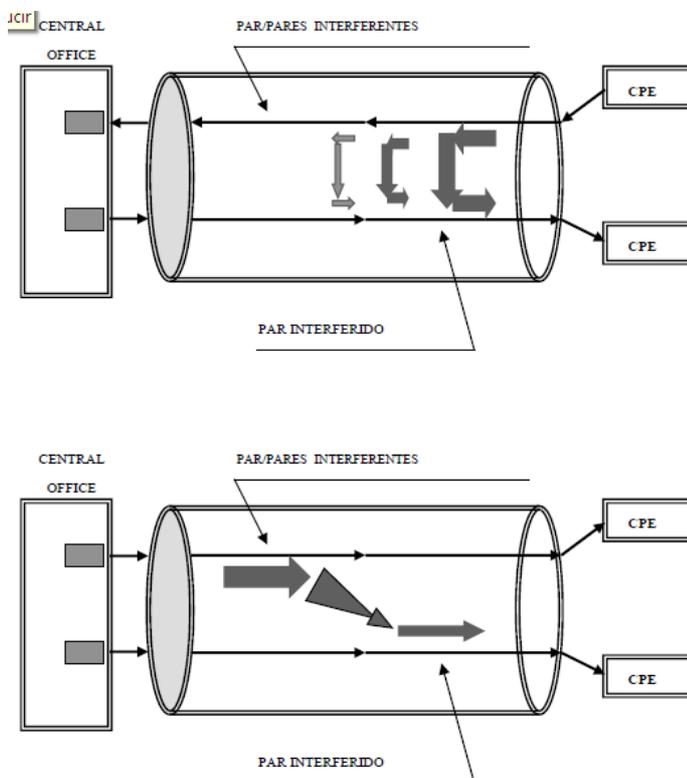


Figura III.14. Ilustración de Paradiafonía (NEXT) y Telediafonía (FEXT)

- NEXT (Near-End-Crosstalk):
  - Interferencia que aparece en otro par al mismo extremo que la fuente de interferencia.
  - El nivel de interferencia es bastante independiente de la longitud del cable.
  - Afecta a aquellos sistemas que transmiten a la vez en los dos sentidos (p.e., sistemas con cancelación de eco).
  - Si aparece, es mucho más importante que el FEXT.
  - la solución es separar los dos sentidos de transmisión en tiempo o en frecuencia
  
- FEXT (Far-endcrosstalk): Interferencia que aparece en otro par al extremo opuesto del cable de donde esta la fuente de interferencia;

### **3.4.2 Canal de Ruido Blanco Gaussiano**

El canal de ruido blanco Gaussiano AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) es un modelo de canal universal para analizar los esquemas de modulación. En este modelo, el canal no hace nada más que agregar un ruido blanco Gaussiano a la señal que pasa a través de él. Esto implica que la magnitud de la respuesta en frecuencia del canal es plana, por lo tanto tiene un ancho de banda ilimitado o infinito y la fase es lineal para todas las frecuencias. Estas consideraciones ideales permiten que la señal modulada pase sin ninguna pérdida de amplitud ni distorsión de fase en sus componentes de frecuencia. En este caso no existe desvanecimiento. La única distorsión es introducida por el canal AWGN. La señal de recepción se simplifica a

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (3.16)$$

Donde  $n(t)$  es el ruido blanco Gaussiano.

### 3.5 Capacidad teórica de cada transmisión

Recordando que para el canal upstream se tienen 25 subcanales cada uno de 4 KHz de ancho. Se puede obtener una aproximación del ancho de banda digital que se maneja en Upstream si se supone que la carga de bits promedio por canal es de 15 bits, es decir, en cada subcanal se cargarán 15 bits, entonces se tendrá:

$$\text{Ancho de banda} = 25 \text{canales} \times 15 \frac{\text{bits}}{\text{canal}} \times 4 \text{KHz} \approx 1.5 \frac{\text{Mbit}}{\text{seg}} \approx 1.5 \text{ Mbit/seg}$$

Para Downstream se tienen 220 subcanales con 4KHz de ancho:

$$\text{Ancho de banda} = 220 \text{canales} \times 15 \frac{\text{bits}}{\text{canal}} \times 4 \text{KHz} \approx 13.2 \frac{\text{Mbit}}{\text{seg}} \approx 13.2 \text{ Mbits/seg}$$

### 3.6 Rendimiento del canal

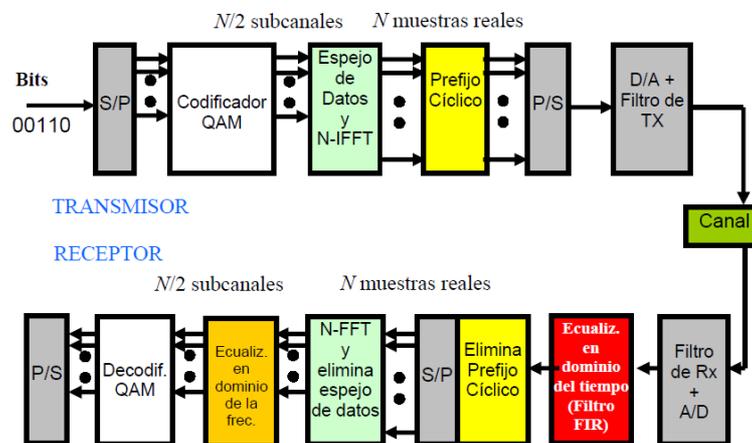
El BER es la forma más común de medir o contar los errores de ejecución en un circuito que transmite datos y se define como la probabilidad de que un bit transmitido sea recibido en error. Este parámetro es de gran importancia para medir el desempeño de un sistema digital de comunicaciones. El BER se puede calcular de la siguiente manera:

$$BER = \frac{\text{Número de errores}}{\text{Número total de bits}}$$

# CAPÍTULO IV

## SIMULACIÓN DE UN ADSL TRANSCEIVER EN LABVIEW

Después de haber estudiado y analizado cada una de las características, ventajas del par de cobre y la tecnología ADSL, en este apartado se procede a su implementación, comenzando por detallar las funciones más importantes utilizadas en Labview. Posteriormente se explica cómo se modelan y programan los diferentes bloques del módem ADSL que ya fueron analizados en el capítulo 3 y cuyo diagrama de muestra en la figura siguiente:



#### **4.1 PRINCIPALES FUNCIONES DE LABVIEW**

LabVIEW incluye muchas librerías con las que se puede utilizar diferentes tipos de programas de acuerdo a las necesidades del usuario. Estas librerías cubren desde operaciones matemáticas básicas hasta funciones avanzadas de procesamiento digital de señales, manejo de arreglos y matrices, etc. Una de las características más importantes y funcionales de este software es su capacidad para aceptar y ejecutar scripts de MATLAB, lo que hace aún más grande el alcance de esta herramienta y es por ello que se decidió realizar esta simulación en LabVIEW.

Toolbox DMTTEQ (DiscreteMultitone Time-domainEqualizer) para MATLAB, este toolbox incluye los ocho modelos de canal y algunas funciones importantes propias de la tecnología ADSL, para agregarlo en MATLAB primero se hace una copia de la carpeta que contiene el toolbox en la siguiente dirección: C:\Program Files\MATLAB\R2008b\toolbox\dmtteq3 y luego cargamos en MATLAB para esto seleccionamos en File\Set Path como lo muestra la grafica.

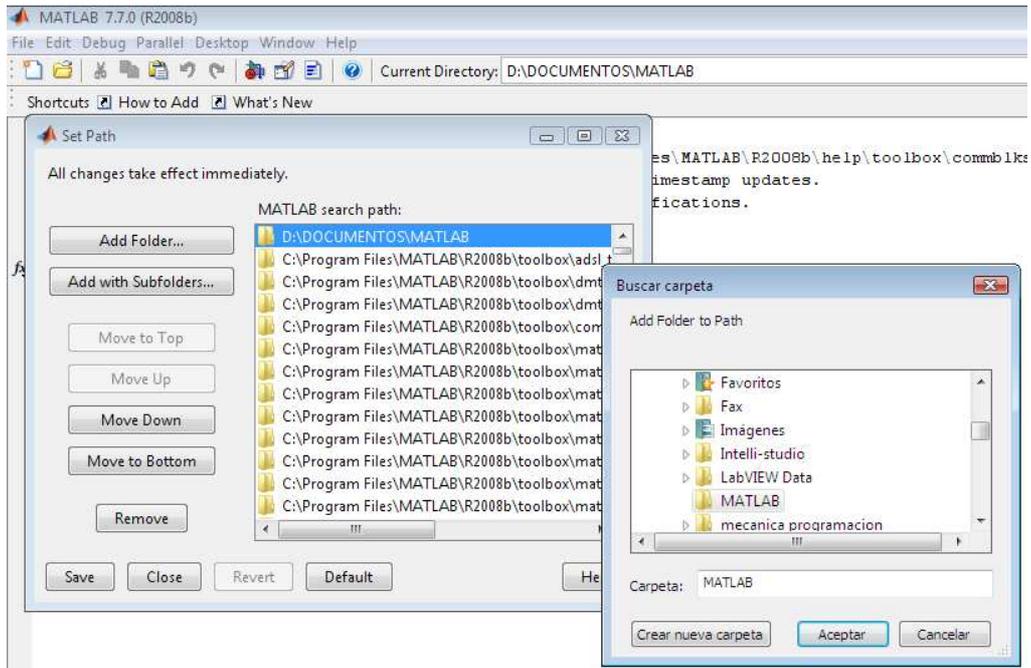


FIGURA IV.1. Carga de Toolbox en MATLAB

El filtrado del canal se realiza con ayuda de las funciones de LABVIEW que se encuentran dentro de signalprocessing/filters/Advanced FIR como se observa en las figuras.

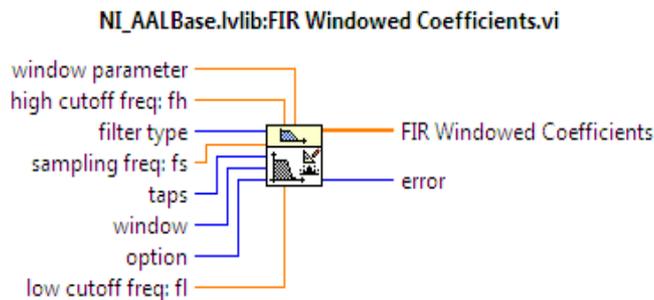


Figura IV.2.(a) Genera coeficientes FIR

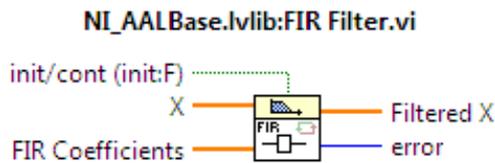


Figura IV.2. (b) filtra señal X aplicando coeficiente FIR

## 4.2 SIMULACIÓN DEL TRANSMISOR DMT

Para la simulación de la forma en que se transmiten los datos a través de cada uno de los bloques que conforman el módem o transceiver ADSL se decidió no realizar los bloques de conversión análoga digital y viceversa para simplificar el modelado y la simulación misma.

La simulación del módem ADSL se realiza en LabVIEW 8.5 Professional con la ayuda de MATLAB 7.7.0. Se necesitaría manipular el vector de entrada de acuerdo a la tabla de asignación de bits para crear  $N$  ( $N=25$  si es upstream,  $N=224$  si es downstream) posiciones diferentes para cada sub-canal o tono DMT, para posteriormente alimentar el banco de codificadores QAM en forma paralela, la generación aleatoria de bits de entrada se realiza independientemente para cada sub-canal dentro del banco QAM, de acuerdo con la tabla de asignación de bits.

La tabla de asignación de bits se realiza de manera aleatoria basándonos en la tabla de referencia que se muestra en la Tabla IV.1. esto debido a que en este trabajo no se implementa el período de inicialización y prueba descrito en el capítulo 3, que es necesario para calcular la relación señal a ruido (SNR) que se utiliza para determinar el número de bits que puede transportar cada sub-canal. El instrumento virtual resultante se muestra en la Figura IV.3, donde se incluye el panel frontal y su correspondiente diagrama a bloques.

Tabla IV.1 SNR de referencia

Tabla SNR de Referencia	
BITS	SNR <sub>ref</sub>
2	14
3	19
4	21
5	24
6	27
7	30
8	33
9	36
10	39
11	42
12	45
13	48
14	51
15	54

Fuente; Forum ADSL

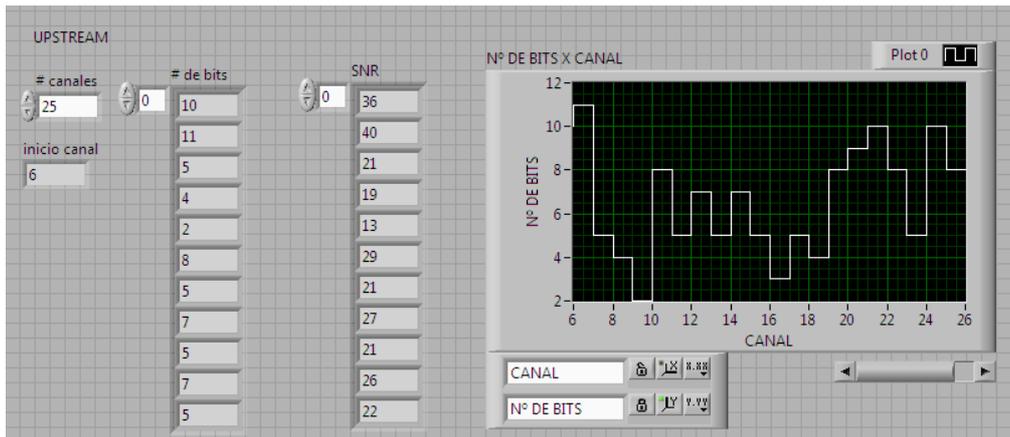


Figura IV.3.(a) Panel Frontal para Asignación bits de canales UPSTREAM

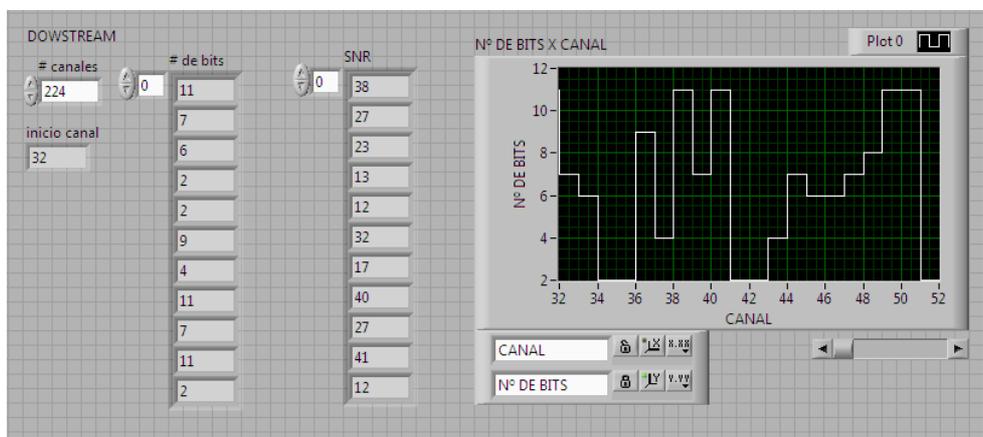


Figura IV.3 (b) Panel frontal para Asignación de bits de canales DOWSTREAM

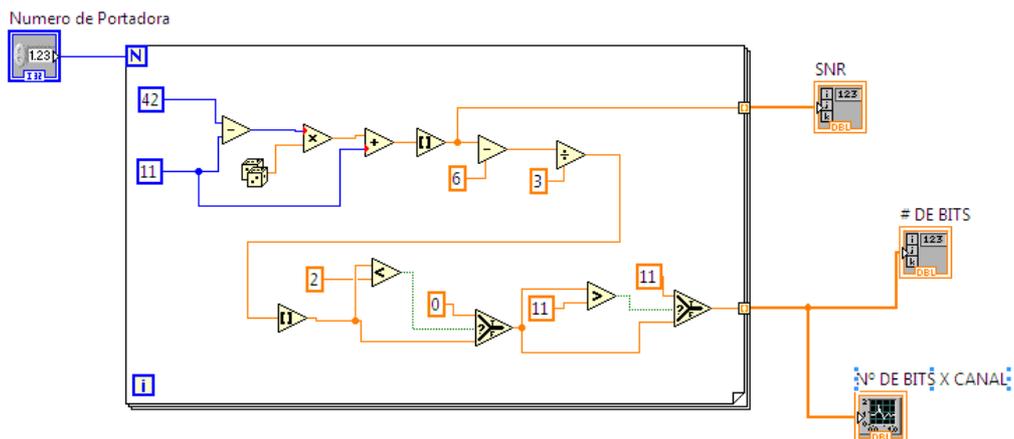


Figura IV.4. Instrumento Virtual de la Tabla de asignación de bits

El banco de codificadores QAM se desarrolló haciendo uso de la capacidad que tiene LabVIEW para aceptar y ejecutar scripts de MATLAB. Se utilizó la función qammod del Toolbox de

Comunicaciones que incluye la versión 7.7.0 de MATLAB. Este banco QAM también puede implementarse con la librería de modulación de NationalInstrument para LabVIEW, sin embargo no se implementó con esta librería porque no se tuvo acceso a ella.

La función qammod acepta dos argumentos, uno es la serie de b bits correspondiente a cada sub-canal convertida a número decimal y el otro es el tamaño de la constelación ( $M = 2^b$ ). La forma como se implementó el banco de N codificadores QAM fue a través de un lazo for.

En la Figura IV.5 se observa el algoritmo desarrollado en MATLAB para el banco de codificadores QAM, donde k es el número de bits para cada sub-canal, M es el tamaño de la constelación, x es la serie de bits generados aleatoriamente para cada sub-canal, xsym es x representada en número decimal y la variable de salida es un vector de números complejos de tamaño N

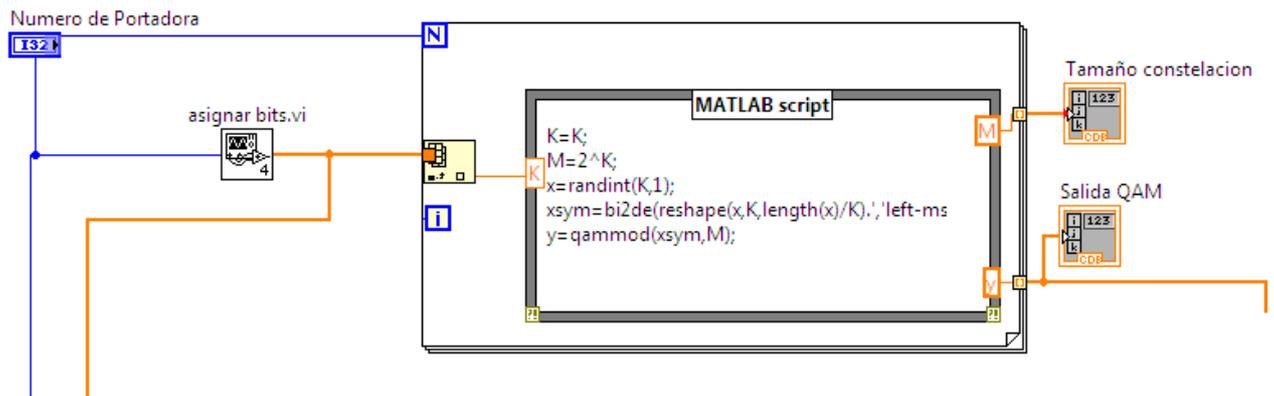


Figura IV.5. Instrumento Virtual para el banco de codificadores QAM

El siguiente bloque correspondiente al espejo de datos como se muestra en la Figura IV.6. cuya principal tarea es obtener el complejo conjugado de las N muestras del banco QAM para formar un bloque de 2N muestras. El instrumento virtual que se muestra realiza la siguiente función:

$$X_i = \begin{cases} X_i & i = 1, \dots, N-1 \\ \text{Re}(X_N) & i = 0 \\ \text{Im}(X_N) & i = N \\ X_{2N-i}^* & i = N+1, \dots, 2N-1 \end{cases} \quad (4.1.)$$

donde  $X_i$  es el vector con N sub-símbolos QAM.

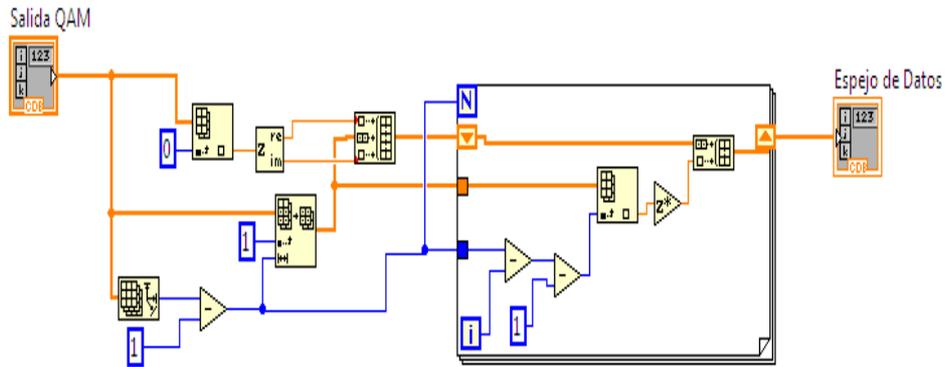


Figura IV.6 Instrumento virtual del espejo de datos

La Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT) está incluida en las librerías de LabVIEW, La función de este bloque es realizar un mapeo de los sub-símbolos QAM a las sub-portadoras, es decir, a las diferentes frecuencias disponibles y de esta forma producir un símbolo DMT de  $2N$  muestras en el dominio del tiempo.

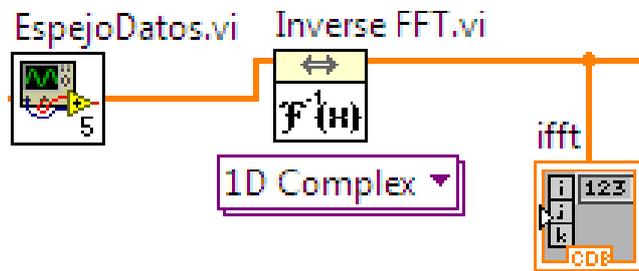


Figura IV.7. Instrumento virtual de IFFT

Para la adición del prefijo cíclico se tomaron las últimas  $v$  muestras del bloque IFFT. Para ello basta obtener un sub-arreglo de tamaño  $v$  del arreglo principal de  $2N$  muestras y agregarlo al inicio de arreglo. En LabVIEW estas operaciones vienen incluidas en la librería de arreglos. En ADSL el estándar considera el tamaño  $v=4$  y  $v=32$  para UPSTREAM Y DOWSTREAM respectivamente, por lo tanto el bloque de salida tendrá  $2N+v$  muestras que es igual a  $2(25)+4=54$  muestras en UPSTREAM. La Figura IV.7 muestra este programa o instrumento virtual.

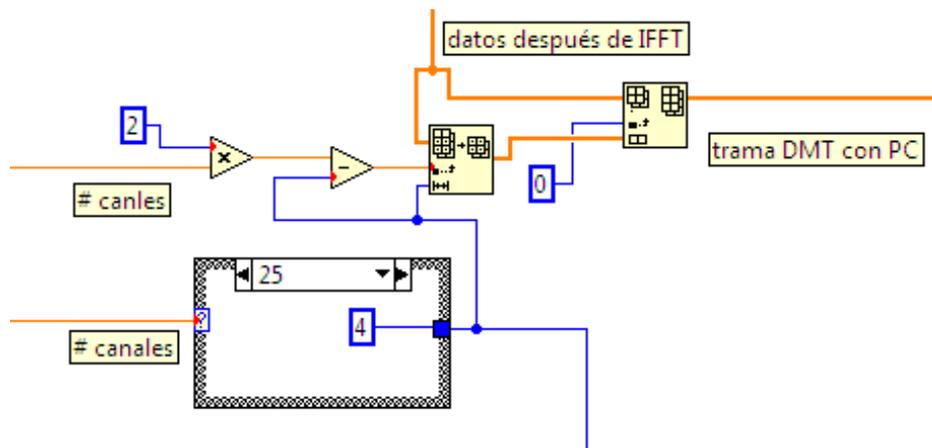


Figura IV.8. Instrumento virtual de adición de prefijo cíclico

### 4.3 SIMULACIÓN DEL CANAL DE TRANSMISIÓN

La línea telefónica o lazo de abonado puede modelarse de muchas maneras de acuerdo a las condiciones particulares de cada línea. Sin embargo, existen modelos de canal estandarizados que se utilizan para realizar pruebas y simulaciones a los sistemas ADSL. Estos modelos se conocen como CSA Loops (CarrierServiceAreaLoops) y tienen varias configuraciones de puentes, calibres y longitudes como indica la Figura IV.9

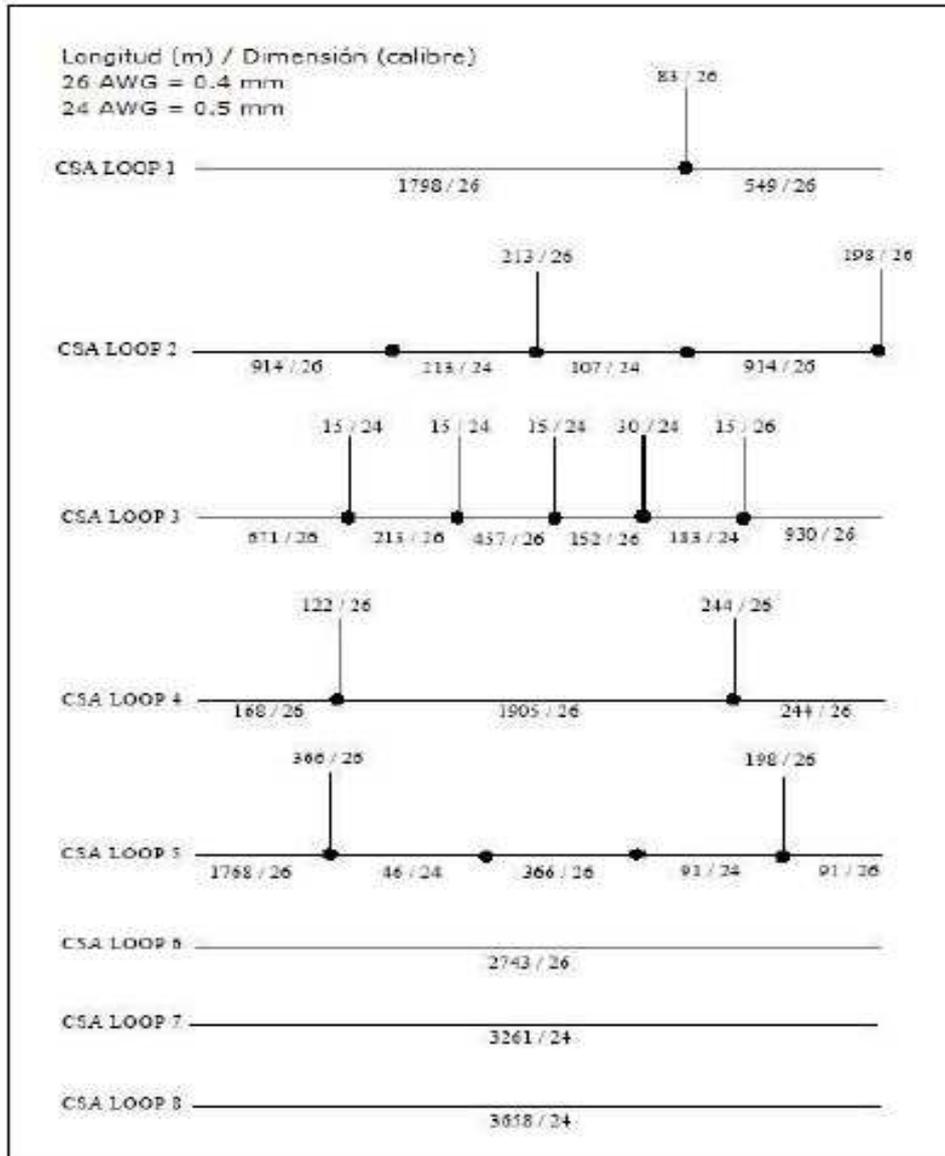


Figura IV.9. Canales estandarizados para pruebas

Cada una de estas configuraciones de CSA tiene respuesta al impulso diferente, es decir, cada una de las respuestas al impulso consiste de 512 muestras diferentes. Es por esto que cada uno de los modelos del canal de transmisión puede implementarse con un filtro de Respuesta al Impulso Finita (FIR) de 512 taps (longitud). La ecuación (4.2) representa la convolución en tiempo discreto que se realiza para obtener la salida de un filtro digital FIR

$$y[k] = \sum_{m=0}^{N-1} h[m] \cdot x[k - m] = h[n] * x[n] \tag{4.2}$$

donde  $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ,  $h[n]$  es la respuesta al impulso del canal,  $x[n]$  es la secuencia de entrada,  $y[k]$  es la secuencia de salida y  $n$  es el número de taps o coeficientes en el filtro.

En la Figura IV.10 se muestra un diagrama a bloques de un filtro FIR con N taps.

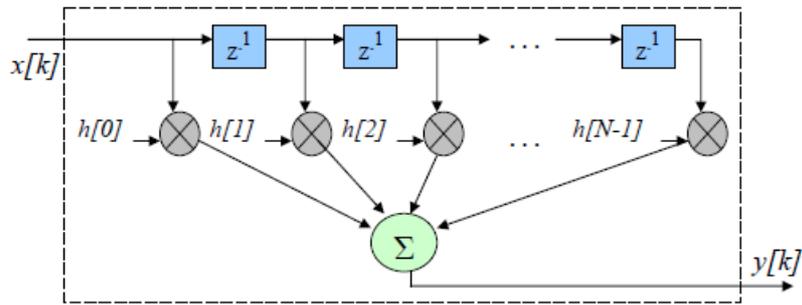


Figura IV.10 Filtro FIR con N taps

Los 512 coeficientes para este filtro FIR se obtuvieron del toolbox DMTTEQ para MATLAB y mediante un scripts en LABVIEW ejecuta una función que calcula los coeficientes necesarios para realizar el filtro FIR este instrumento virtual regresa los valores de los coeficientes. La Figura IV.11 muestra el diagrama a bloques de esta etapa.

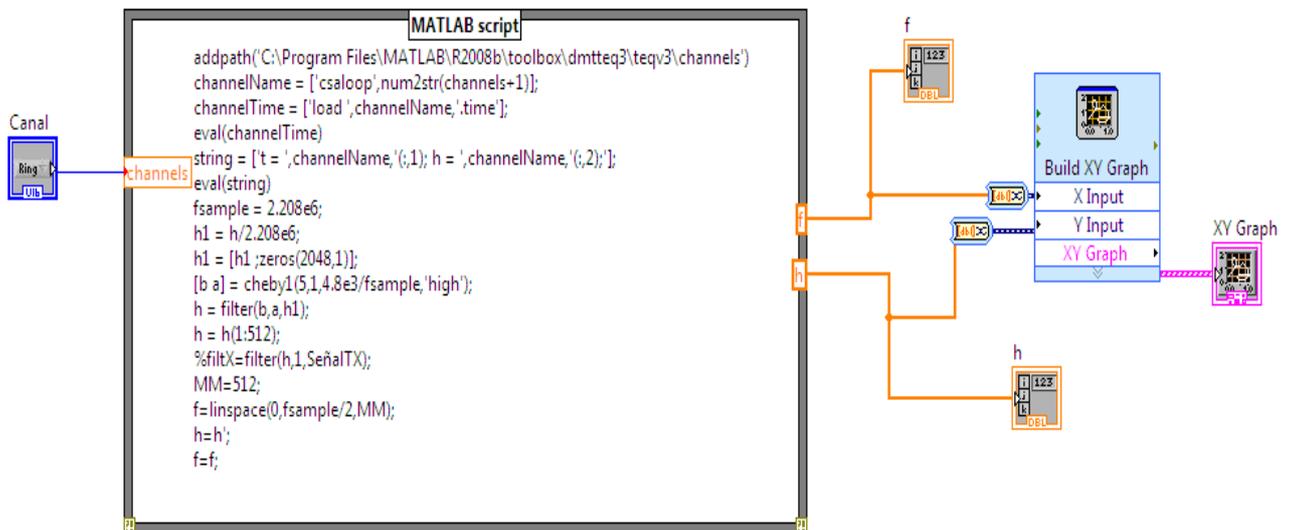


Figura IV.11. Instrumento virtual para la obtención de los coeficientes de los filtros FIR

### 4.3.1 Ruido en el canal

En el capítulo 3 se explicaron las diferentes fuentes de ruido que afectan el canal de transmisión en un sistema ADSL. El proceso de modelar el ruido resulta complejo, por lo tanto, se tomó un modelo de ruido existente en LABVIEW, la función Gaussian White Noise.vi genera un vector ruido que se suma al vector símbolo DMT.

La Figura IV.12 muestra la programación de este modelo en LabVIEW.

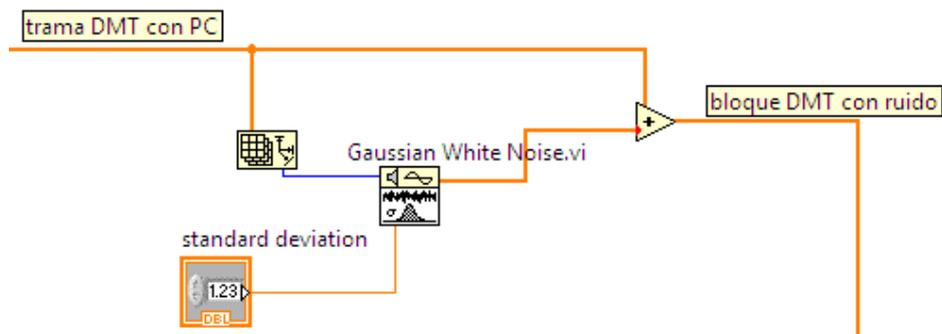


Figura IV.12. Instrumento virtual para la adición de ruido AWGN al símbolo

## 4.4 SIMULACIÓN DEL RECEPTOR DMT

La bloque más importante del receptor es la ecualización en el dominio del tiempo (TEQ), cuyo tarea principal es la de reducir la duración de la respuesta al impulso del canal de transmisión a los niveles de duración del prefijo cíclico. El toolbox DMTTEQ de MATLAB es una colección de funciones que permite probar diferente métodos de diseño de TEQ, Sin embargo al no poder acceder a estas funciones se presenta una solución para el problema del ruido en el canal, la ecualización por tonos es un método cuyo objetivo es hacer un tratamiento algo más personalizado para cada sub-portadora o tono, de tal manera que el efecto del filtro o

tapaplicado a la portadora  $k$  no afecte a la portadora  $k - 1$  o a la portadora  $k + 1$  de la misma manera como lo hacía el método TEQ.

Este bloque aplica un filtro FIR para cada canal por lo que se ha escogido un tipo de filtro pasa banda para especificar las frecuencias de cada canal donde la frecuencia baja del canal  $i$  sería  $(f_{ci}-2\text{kHz})$  y la frecuencia alta sería  $(f_{ci}+2\text{kHz})$ , por lo que el ancho de banda de cada canal es de 4kHz. En la figura IV.13 se pueden apreciar mejor.

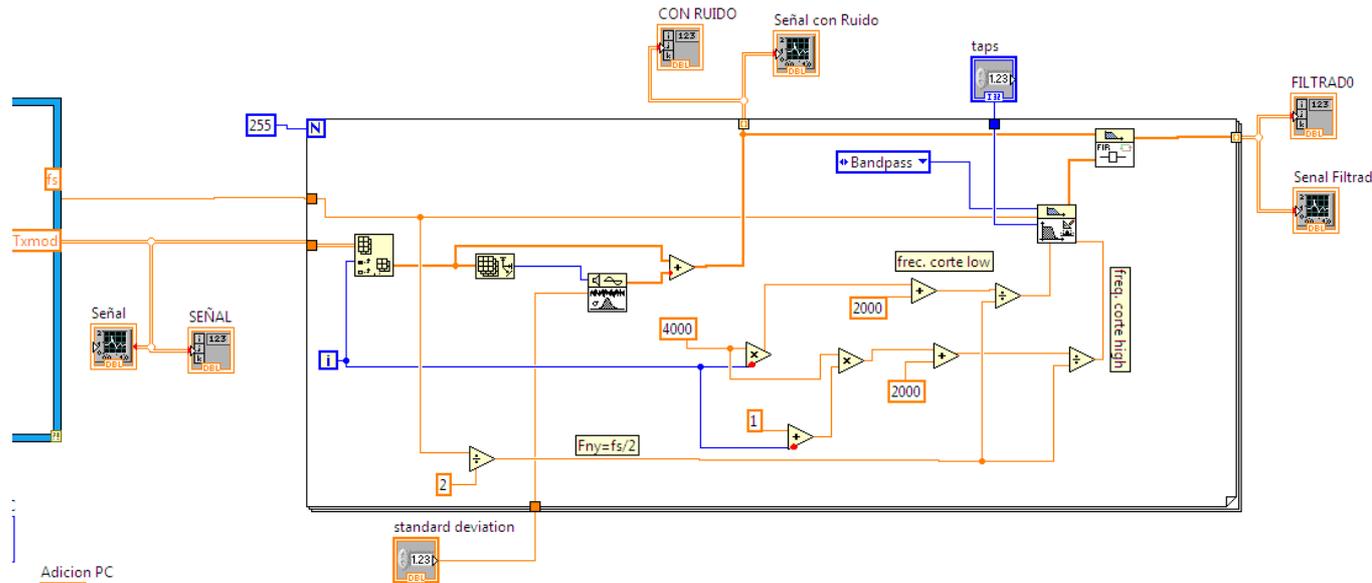


Figura IV.13. Instrumento virtual del filtro FIR para cada canal.

Los bloques restantes del receptor realizan el proceso inverso al descrito en el transmisor, por lo tanto los algoritmos son básicamente los procesos inversos. Las Figuras IV.14, IV.15 y IV.16 muestran los instrumentos virtuales para el eliminador de prefijo cíclico, la FFT y el eliminador de espejo de datos, respectivamente.

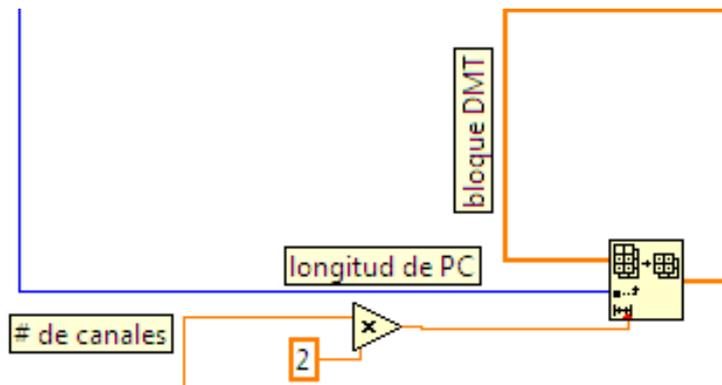


Figura IV.14. Instrumento virtual de eliminador de prefijo cíclico



Figura IV.15. Instrumento Virtual de FFT

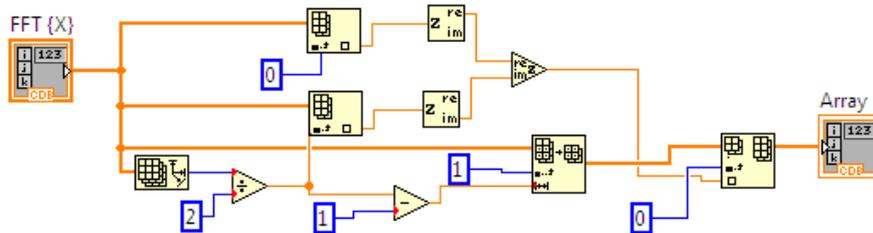


Figura IV.16. Instrumento virtual de eliminador de espejo de datos

El banco de decodificadores QAM se desarrolló con la función `qamdemod` de MATLAB y de manera similar al banco de codificadores QAM, las iteraciones de un lazo `for` son equivalentes a los  $N$  decodificadores. La Figura IV.17 muestra la programación de este bloque de salida.

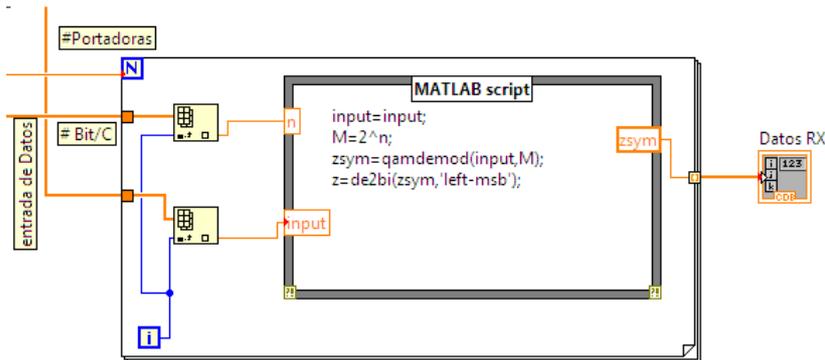


Figura IV.17. Instrumento virtual del banco de decodificadores QAM

# **CAPÍTULO V**

## **PRUEBAS Y RESULTADOS**

En este capítulo se describen las pruebas que se realizan y se exponen los resultados obtenidos de la simulación de la transmisión de datos en un ADSL transceiver. Se incluyen gráficas y tablas de resultados así como sus correspondientes interpretaciones.

### **5.1 DESCRIPCIÓN DE LAS PRUEBAS**

Las pruebas se realizan en dos fases diferentes con el objetivo de evaluar diferentes etapas de la simulación de un modem ADSL basado en modulación DMT. Estas fases son las siguientes:

- Pruebas individuales de funcionalidad para cada bloque de la arquitectura típica.
- Pruebas de funcionalidad de bloques en conjunto para transmisor, canal de transmisión y receptor.

Las pruebas individuales de funcionalidad para cada bloque de la arquitectura de capa físicaes fundamental para asegurar que los bloques funcione perfectamente de manera individual antes de realizar la integración de los mismos, debido a que es mucho más sencillo corregir y realizar pruebas de manera individual para asegurarnos de que un bloque funciona correctamente pues un bloque subsiguiente necesita datos anteriores.

Una vez que todos los bloques son probados de manera individual se realiza la integración de los mismos en dos grandes bloques: El transmisor DMT y el receptor DMT. Además de estos dos grandes bloques, existe otro instrumento virtual desarrollado para la simulación del canal de transmisión. Esto permite generar algunas gráficas y resultados que se detallan más adelante.

## 5.2 PRUEBAS AL TRANSMISOR

El objetivo final del transmisor es generar la trama o el símbolos DMT, teniendo en cuenta que la comunicación se realiza en sentido Red-Usuario (downstream) y/o Usuario-Red (upstream) cada uno de los cuales contiene  $2*N+v$  muestras en el dominio del tiempo. En las Figuras V.1 y V.2 se muestran el diagrama a bloques y el panel frontal del transmisor DMT respectivamente. En el panel frontal, se pueden observar los parámetros de entrada que se utilizan en estas pruebas, que es la dirección de la comunicación en sentido descendente o ascendente el mismo que sirve de información para el número de sub-canales y la longitud del prefijo cíclico.

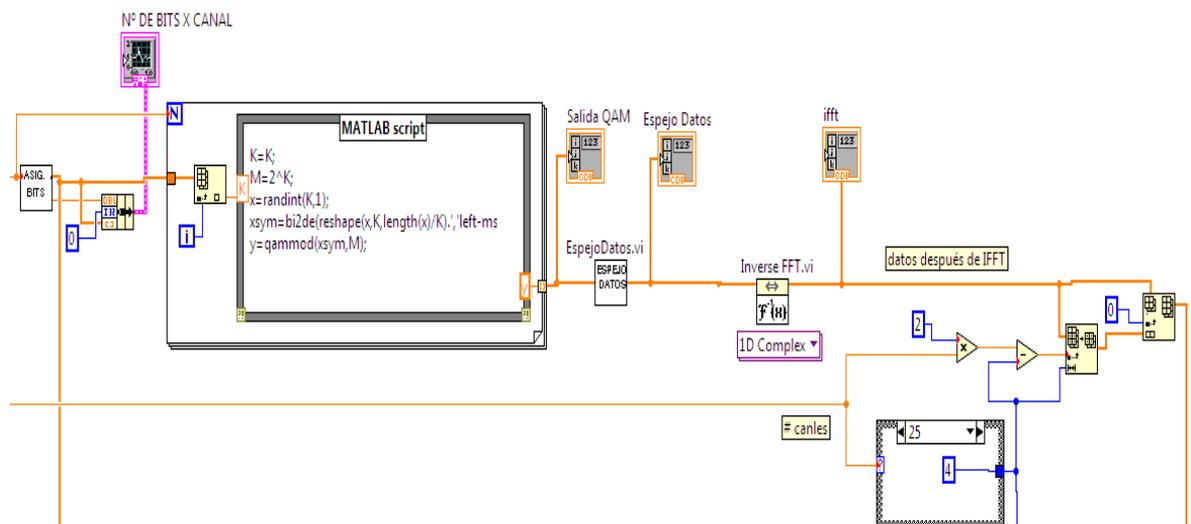


Figura V.1 Transmisor DMT (Diagramas de Bloques)

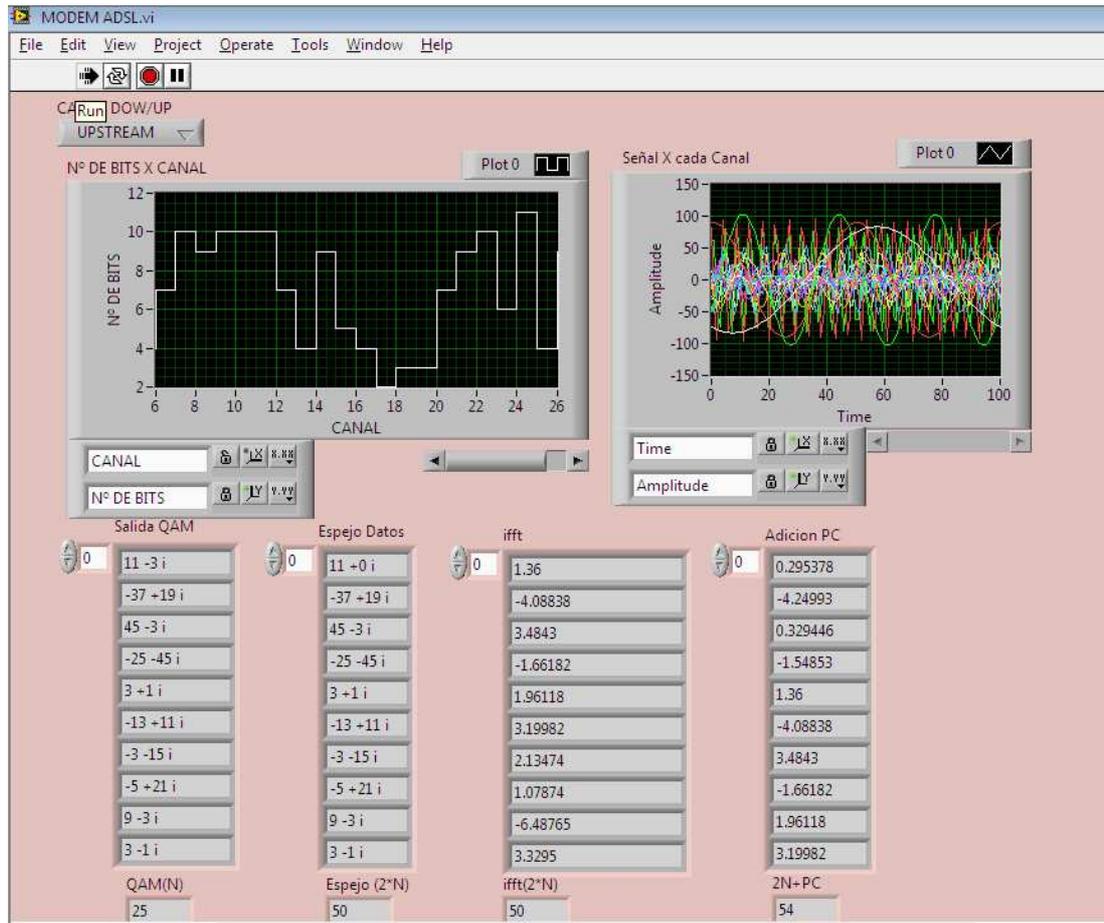


Figura V.2 Transmisor DMT UPSTREAM (Panel Frontal)

En la figura V.3 se observa que la asignación de bits se realiza desde el canal 32 lo que corresponde a una comunicación DOWSTREAM

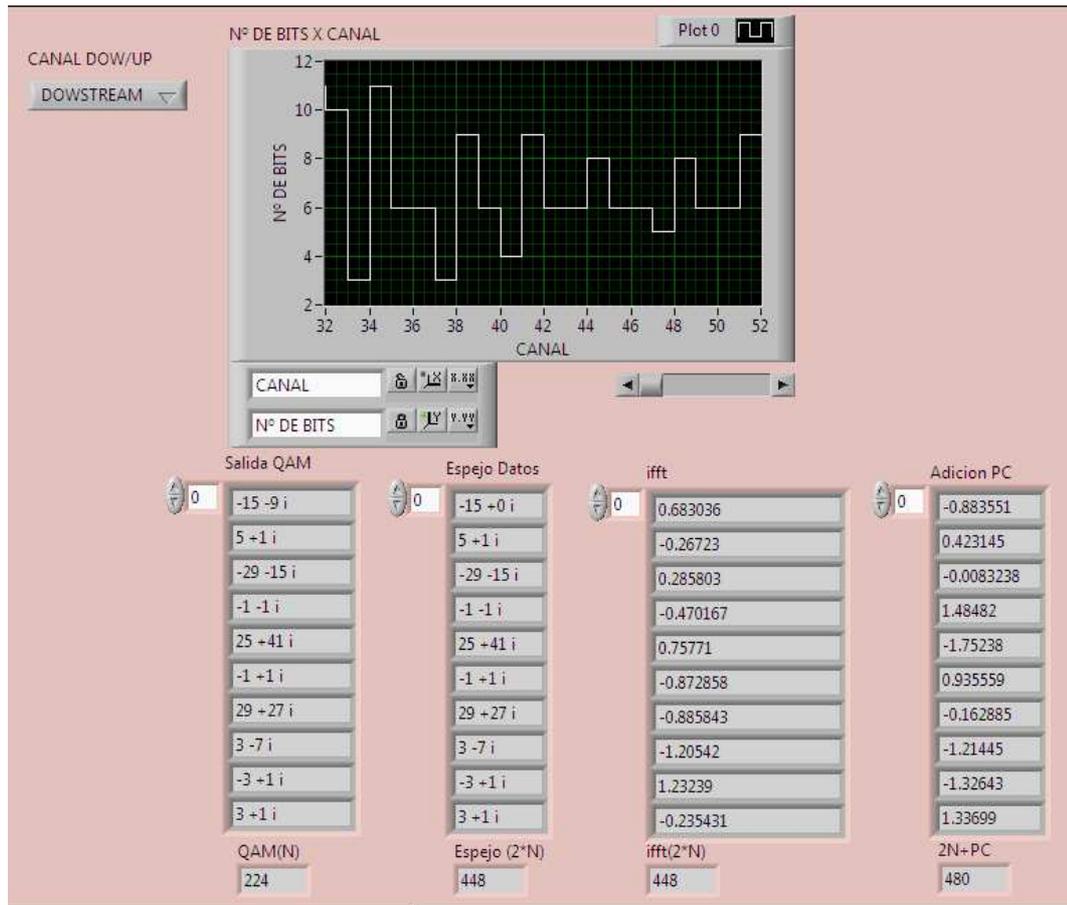


Figura V.3 Transmisor DMT DOWSTREAM (Panel Frontal)

Los resultados que se muestran en columnas de la figura V.3 son las salidas de cada uno de los bloques, lo que permite comprobar el correcto funcionamiento. Las etiquetas ubicadas debajo de estas columnas indican el tamaño del vector, es decir, con lo que se puede verificar que los resultados coinciden con lo esperado.

Como era de esperar, si se tiene un número de sub-canales  $N=224$ , la salida del banco de moduladores QAM es de 224 sub-símbolos complejos a los cuales se les aplican un espejo de datos (complejo conjugado) para generar  $2N$  sub-símbolos. Estos  $2N$  sub-símbolos entran a un bloque de IFFT de  $2N$  para transformarlos al dominio del tiempo, es decir, en valores reales. El prefijo cíclico es de 32 muestras, por lo tanto en número de total de muestras es  $2N+PC=(2*224)+32=480$ . Este total de muestras forman un símbolo DMT. Algunos de los resultados interesantes en el transmisor, además del

tamaño de la secuencia que se transmite, son la tabla de bits para su asignación a los sub-canales que se genera aleatoriamente y la constelación de los símbolos DMT que se transmiten.

En la Figura V.4 se muestra una gráfica de distribución de la tabla de bits, en la cual el eje horizontal representa el número de sub-canal y el eje vertical el número de bits que se asignan a un sub-canal en particular. Esta gráfica representa sólo un intervalo ya que el total de sub-canales es 256.

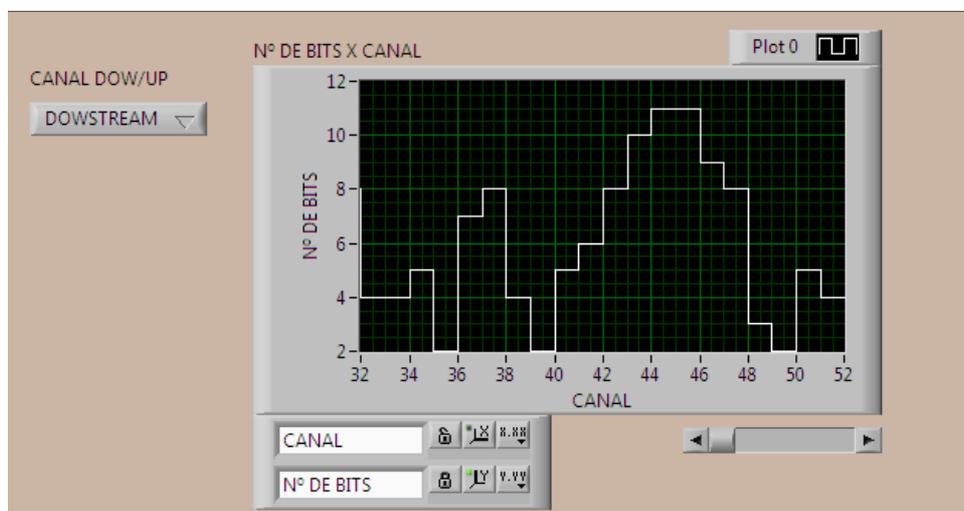


Figura V.4 Tabla de asignación de Bits

### 5.3 PRUEBAS AL RECEPTOR

La Figura V.5 muestra el diagrama de bloques del receptor DMT, constituido por el eliminador de prefijo cíclico, un bloque FFT de  $2N$  puntos, un eliminador de espejo de datos y el banco de decodificadores QAM. En estas pruebas no se incluye el ecualizador por tono ni la respuesta a los canales para ADSL debido a que las pruebas que se realizan al receptor son para comprobar la funcionalidad de los bloques cuyos procesos son inversos a los del transmisor. Realizaremos una simulación de transmisor y receptor, para generar y comprobar los resultados en ambos lados, los cuales deben



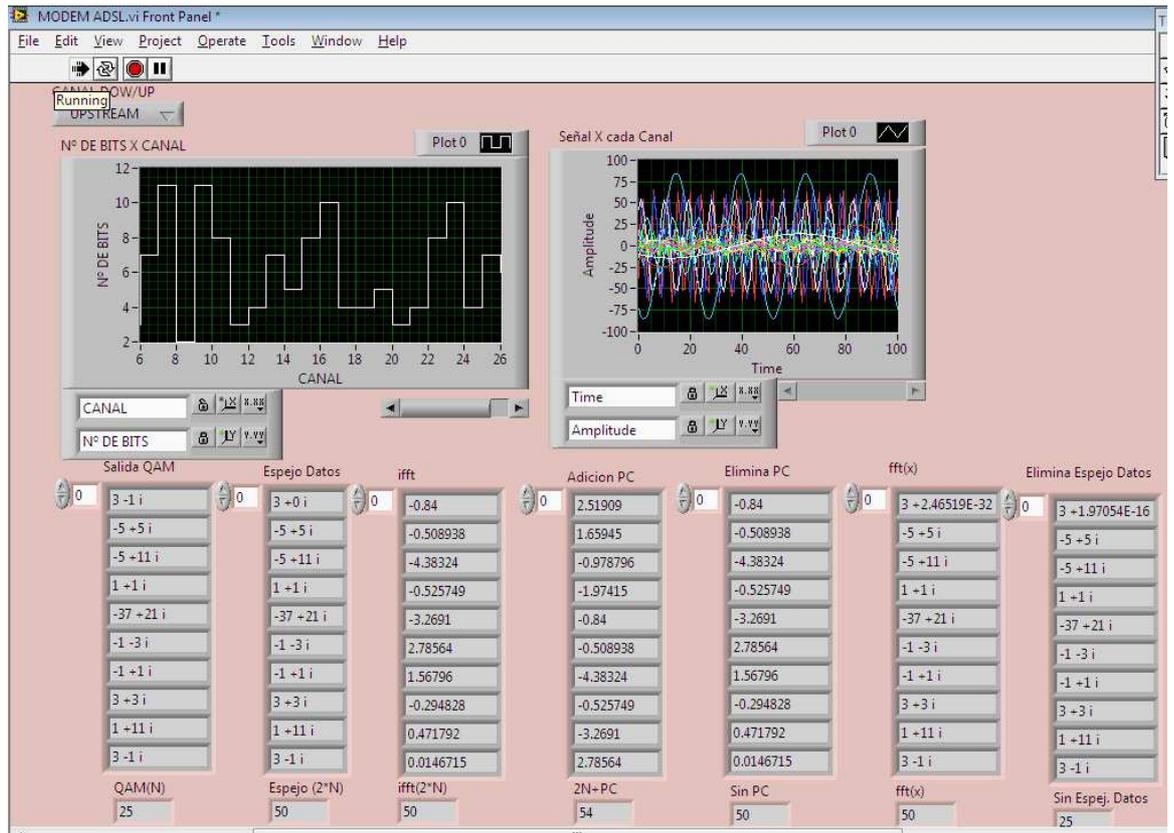


Figura V.6 Panel frontal del receptor DMT

La Figura V.6 muestra los resultados obtenidos de la generación de una trama DMT, los datos coinciden con aquéllos generados en el transmisor, por lo tanto se puede comprobar que los bloques realizan su tarea de procesamiento adecuadamente.

Cada símbolo DMT entra a un bloque FFT de  $2*N$  puntos para transformar las muestras en el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia (valores reales a valores complejos). Posteriormente se elimina el espejo de datos para obtener solo los  $N$  subsímbolos que transportan la información. El banco de decodificadores, al igual que en el transmisor, recibe el tamaño de la constelación que corresponde a cada sub-canal y el vector que sale del eliminador de espejo de datos. A la salida del banco de decodificadores se tienen  $N$  valores decimales que corresponden a los bits generados en el transmisor.

## 5.4 PRUEBAS AL CANAL DE TRANSMISIÓN

Las pruebas al canal de transmisión se realizan con la adición de Ruido Blanco Gausseano el cual se ve afectado por un estándar de desviación.

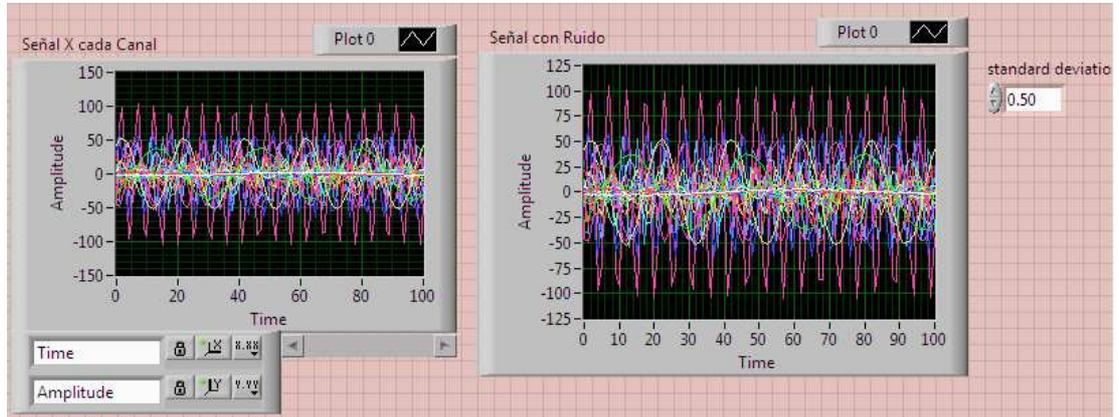


Figura V.7 Señal con ruido aplicado una desviación de 0.5

Para corregir estos errores se aplico un filtro FIR de tap10 como lo muestra la figura V.8. para una mejor visualización aplicaremos el filtro suponiendo 10 canales.

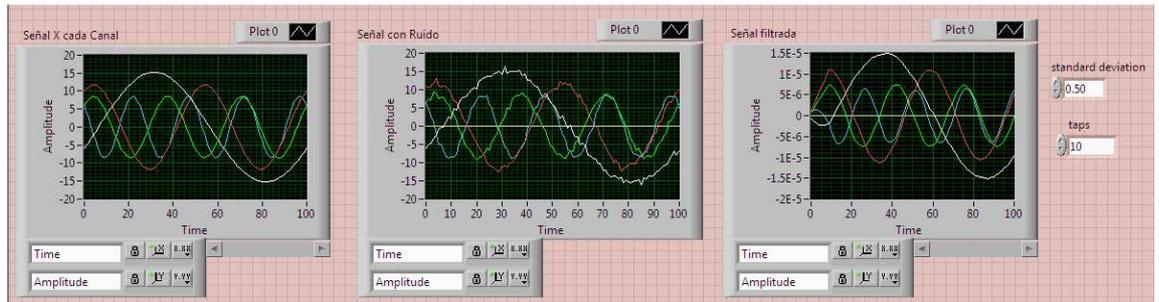


Figura V.8 Aplicando filtro FIR con un tap de 10

En la figura V.9 Se observa que a medida que aumento el orden del filtro se produce retardos en la señal. El resultado de la grafica es un filtro de orden 50.



Figura V.9 Aplicando filtro FIR con un tap de 50

Con la ayuda del toolbox DMTTEQ de MATLAB se puede observar como varía la respuesta al impulso del canal de transmisión, de acuerdo a la elección de un estándar de los canales ADSL (CSAloop1 – CSAloop8).

La Figura V.10 muestra el diagrama a bloques del instrumento virtual que se desarrolló para obtener los coeficientes del filtro que modela el canal de transmisión.

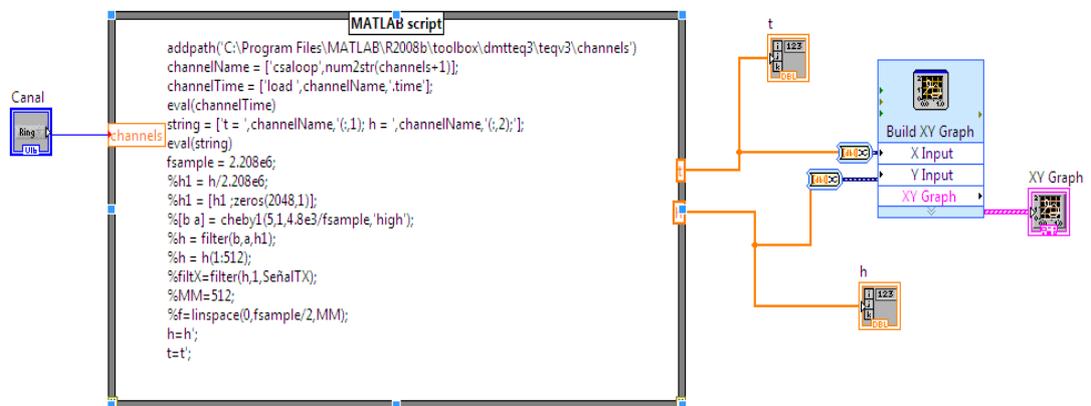


Figura V.10 Instrumento virtual para calcular obtener la respuesta al impulso del canal

En la Figura V.11 se muestran los resultados para el canal 1 o CSALoop 1. Como podemos observar, la duración de la respuesta al impulso del canal es larga, y debe acortarse mediante la ecualización TEQ que no se ha implementado en esta simulación, cabe aclarar que este es un instrumento virtual es independiente del modelado del ADSL. Mas bien sirve como una guía para visualizar la respuesta al impulso del canal de los 8 estándares de canales que presenta el fórum de ADSL.

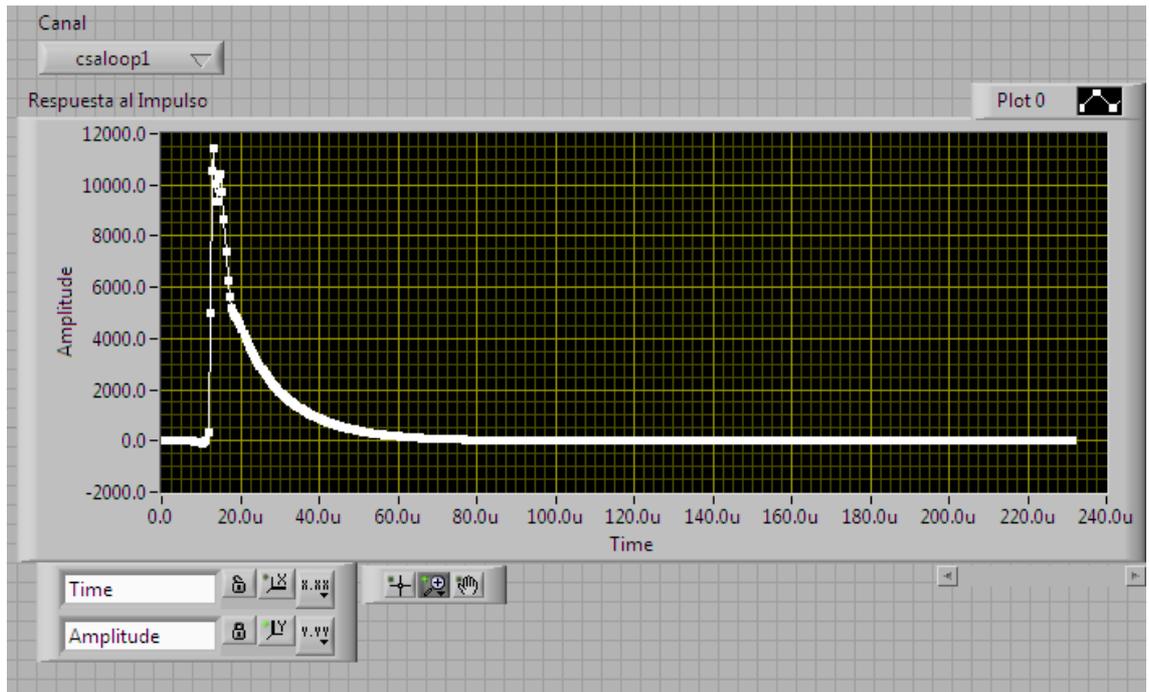


Figura V.11. Respuesta al impulso del canal CCSAloop1

## CONCLUSIONES

1. La tecnología ADSL utiliza un tipo de modulación multiportadora que se conoce como Modulación de Multitono Discreta (DMT), la cual divide el ancho de banda del canal de transmisión en  $N$  sub-canales ortogonales e independientes. Este tipo de modulación aporta un esquema de eficiencia en el ancho de banda, ya que cada sub-canal puede transmitir información independientemente de los otros sub-canales y al mismo tiempo.
2. La tecnología ADSL ha logrado superar las velocidades de los módems v.30 v.90 porque aprovecha todo el ancho de banda que ofrece el par de cobre que es de 1.104 MHz y se basa en modulación Multiportadora
3. Al estudiar esta tecnología se puede dar cuenta de una gran ventaja que aprovechan los ADSL como lo es la asignación óptima de bits, la cual calcula la SRN durante la inicialización de la conexión, para permitir un óptimo uso de la capacidad del canal.
4. Al Añadir el prefijo cíclico se eliminan las interferencias entre símbolos, sin embargo, el colocar  $v$  datos en nuestra trama DMT hace que se desperdicie la capacidad de bits en la trama, pero éste se compensa con el incremento de velocidad global al transmitir simultáneamente por varias subportadoras, con respecto al uso de otras técnicas de transmisión de una sola portadora o single carrier.

5. Mediante la simulación en la etapa de ecualización en el dominio del tiempo se aplicó un filtro FIR de orden 10, el cual permitió eliminar el ruido AWGN a medida que se aumenta el orden del filtro existe mayor retardo en la señal.

## RECOMENDACIONES

1. Para tratar de mejorar el banco de codificadores QAM en relación al tiempo de procesamiento. En esta simulación, el hecho de utilizar MATLAB para realizar el banco no es muy práctico y por tanto, se sugiere utilizar la librería de modulación de LabVIEW.
2. Para hacer más eficiente la modulación DMT y disminuir el BER, se recomienda hacer uso de códigos de corrección de errores como el Reed-Solomon que pueden aplicarse a los sistemas basados en modulación DMT con es el caso de ADSL.
3. Como estudios a futuro se puede realizar la carga de bits de acuerdo a las características de relación señal a ruido del canal de transmisión debido a que es un tema muy extenso se lo realizó de acuerdo a una tabla de asignación de bits propuesta por el Forum de ADSL.

## RESUMEN

El objetivo de esta de tesis es realizar el análisis y simulación de transmisión de datos bajo tecnología ADSL utilizando LabVIEW, con la finalidad de contribuir con el estudio de un modem de Línea de Abonado Digital Asimétrico (ADSL) que permita a los diseñadores y estudiantes de la escuela de Ingeniería Electrónica realizar simulaciones para optimizar su rendimiento y mejorar sus características.

Se realizó la simulación por medio de dos módem especiales llamados unidad de transmisión ADSL para la central telefónica (ATU-C) y unidad de transmisión ADSL para el abonado (ATU-R), ubicados a ambos lados de cada línea telefónica, esta línea telefónica es el par de cobre que presenta diferentes problemas que la tecnología ADSL debe afrontar, como atenuaciones, diafonías y la presencia de ruido externo, provocando la reducción de la relación Señal/Ruido que a su vez provoca una reducción del caudal de datos con la que trabaja cada una de las subportadoras, para la simulación se utilizó un ambiente de programación gráfico como LabVIEW 8.5 y script de Matlab 7.7

Como resultado se aplicó filtros digitales FIR para solucionar los problemas encontrados en la etapa de diseño del canal de transmisión, y se evidencia su correcto funcionamiento mediante simulaciones aisladas de cada bloque del transmisor y receptor, mostrando finalmente la simulación de toda la arquitectura que asegura el éxito en la etapa de diseño mediante la disminución del Bit Error Rate (BER) mejora el rendimiento de la tecnología ADSL.

Se recomienda hacer uso de códigos de corrección de errores como el Reed-Solomon que mejora la eficiencia de la transmisión de datos y pueden aplicarse a los sistemas de ADSL.

## SUMMARY

The objective of this thesis is to perform the analysis and simulation of data under LabVIEW using ADSL technology, with the aim of contributing to the study of a modem Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) that allows designers and students School of Electronic Engineering simulations to optimize performance and improve its characteristics.

Simulation was carried out by two special modem called ADSL transmission unit to the telephone exchange (ATU-C) and ADSL transmission unit to the subscriber (ATU-R), located on both sides of each telephone line, this phone line is the copper pair that presents different problems facing ADSL technology, such as attenuation, crosstalk and the presence of external noise, causing the reduction of S / N ratio which in turn causes a decreased flow of data with which work each of the subcarriers for the simulation was used as a graphical programming environment LabVIEW 8.5 and 7.7 Matlab script

As a result FIR digital filters are applied to solve the problems encountered in the design stage of the transmission channel, and demonstrates its functionality through remote simulations of each block of the transmitter and receiver, finally showing the simulation of the whole architecture that ensures success in the design stage by reducing the Bit Error Rate (BER) improves the performance of ADSL technology.

It is recommended to use error correction codes such as Reed-Solomon improving the efficiency of data transmission and can be applied to DSL systems.

## **BIBLIOGRAFÍA**

- 1.- COUCH P., y LEON W. Comunicación digital y Analógico 7a ed. Pearson Universitari. s.L. 2007. Pp. 15-100.
- 2.- OPPENHEIM A.V., y SCHAFER R.W. y otros. Tratamiento de señales en tiempo discreto. 2da ed. Prentice Hall Iberia. Madrid 2000. pp 440-775

## DIRECCIONES DE INTERNET

- 1.- Contribución a la Gestión Dinámica del espectro en escenarios DSL  
[www.New Approach to Dynamic Spectrum Management for DSL Environm  
ents 2010 thesis 1271064614](http://www.New_Approach_to_Dynamic_Spectrum_Management_for_DSL_Environm_ents_2010_thesis_1271064614)  
2010/04/07
  
- 2.- Capacidad del bucle metálico  
[www.gatv.ssr.upm.es/stelradio/STEL/adjuntos/material\\_consulta/3\\_apuntes siste  
mas xdsl y xpon.pdf](http://www.gatv.ssr.upm.es/stelradio/STEL/adjuntos/material_consulta/3_apuntes_siste_mas_xdsl_y_xpon.pdf)  
2010/06/30
  
- 3.- Sistemas de Acceso metálico (xDSL)  
[www.gatv.ssr.upm.es/stelradio/STEL/adjuntos/apuntes/3\\_sistemas acceso metali  
cos xdsl.pdf](http://www.gatv.ssr.upm.es/stelradio/STEL/adjuntos/apuntes/3_sistemas_acceso_metali_cos_xdsl.pdf)  
2010/07/01
  
- 4.- Comunicación digital Multiportadora  
[www.redalyc.uaemex.mx/pdf/750/75050907.pdf](http://www.redalyc.uaemex.mx/pdf/750/75050907.pdf)  
2010/03/08
  
- 5.- Diseño de una Red de Acceso a Internet Utilizando Tecnología ADSL  
[www.biblioteca.usac.edu.gt/tesis/08/08\\_7164.pdf](http://www.biblioteca.usac.edu.gt/tesis/08/08_7164.pdf)  
2010/05/24
  
- 6.- Manual de usuarios de National Instrument  
[www.ni.com/pdf/manuals/320999e.pdf](http://www.ni.com/pdf/manuals/320999e.pdf)  
2010/02/24

7. Características de la tecnología ADSL

[www.coit.es/publicac/publbit/bit107/quees.htm](http://www.coit.es/publicac/publbit/bit107/quees.htm)

2009/05/18

8. Evolución de la tecnología de Acceso a Internet

[www.tdr.cesca.es/TESIS\\_URL/AVAILABLE/TDX-1104104-101718//Tavb07de23.pdf](http://www.tdr.cesca.es/TESIS_URL/AVAILABLE/TDX-1104104-101718//Tavb07de23.pdf)

2009/05/23

9. Ecuación por tonos

[www.dspace.espol.edu.ec/bitstream/123456789/10810/1/Tesina.pdf](http://www.dspace.espol.edu.ec/bitstream/123456789/10810/1/Tesina.pdf)

2010/07/20

10. Diseño de Filtros digitales FIR

[www.tecnun.es/asignaturas/tratamiento%20digital/tds5.html](http://www.tecnun.es/asignaturas/tratamiento%20digital/tds5.html)

2009/08/25

7.-