

Requerimientos para Equipos de Prueba de Tecnologías x.DSL

**Documentación realizada para la
presentación del
Proyecto de Fin de Carrera
en Ingeniería Eléctrica
Marzo 2006**

Estudiantes de Grado

**Federico Cuitiño
Santiago Avellanal
Marcelo Sosa**

Tutor de Proyecto

Ing. Gabriel Gómez

Departamento de Telecomunicaciones
Instituto de Ingeniería Eléctrica
Facultad de Ingeniería
Universidad de la República Oriental del Uruguay

INDICE

Capítulo 1.	6
Introducción	6
1.1 Antecedentes y motivación	6
1.2 Necesidad de un Simulador de Línea	6
1.3 Necesidad de un Generador de Ruido:	7
1.4 Desventajas de Realizar Medidas en Campo	8
1.5 Alcance y limitaciones del software de simulación SimADSLv1	9
1.6 Objetivos:.....	9
Capítulo 2.	12
Introducción a las tecnologías x.DSL	12
2.1 Introducción.	12
2.2 Que es x.DSL ?	12
2.3 Como trabaja una conexión DSL ?.....	13
2.4 Cuales son sus beneficios?.....	14
2.5 Cuales son las variantes de las DSL ?.....	14
2.5.1 DSL Asimétricos	15
2.5.2 DSL Simétricos	40
2.5.3 Very High bit rate Digital Subscriber Line (VDSL)	42
2.6 Tabla Comparativa de los Servicios DSL y sus Aplicaciones	43
Capítulo 3.	46
Transmisión sobre el par de cobre	46
3.1 Introducción:	46
3.2 Teoría de líneas de transmisión (Par de Cobre):	46
3.2.1 Características físicas de la línea:.....	47
3.2.2 Potencia, Reflexiones y Pérdidas en la línea:.....	56
3.2.3 Casos particulares de líneas de transmisión.....	60
3.2.4 Cálculo de la función de Transferencia de un bucle de abonado	62
3.2.5 Balance entre líneas (Balance Metálico y Longitudinal).....	64
3.3 Ruidos y Señales interferentes, Compatibilidad Espectral	65
3.3.1 Causas del ruido e interferencia entre pares de cobre.....	65
3.3.2 Tipos de ruidos e interferentes existentes	66
3.3.3 Compatibilidad Espectral.....	72
3.3.4 Introducción de ruidos RF, Modelado de ruido AM y ruido de radioaficionados	74
3.3.5 Ruido Impulsivo.....	76
3.4 QAM, Esquema de modulación DMT, Diferencias DMT/CAP	77
3.4.1 Códigos pasabanda.....	77
3.4.2 QAM (Quadrature Amplitude Modulation).....	77
3.4.3 CAP (Carrierless Amplitud/Phase Modulation).....	79
3.4.4 Constelaciones QAM y zonas de decisión.....	80
3.4.5 Interferencia Inter-Simbólica	80
3.4.6 Códigos de línea multicanal.....	81
3.4.7 Modulación DMT (Discrete MultiTone)	83
3.4.8 X.DSL y DMT	84
Capítulo 4.	88
Requerimientos para Equipos de Simulación	88
4.1 Introducción	88
4.2 Esquema Propuesto por los Estándares	88
4.3 Funcionalidades necesarias del Equipo de Simulación	89
4.3.1 Funcionalidades del Simulador de Línea.....	89
4.3.2 Funcionalidades del Generador de Ruido	92
4.4 Manipulación de las señales involucradas en la simulación	93
4.4.1 Requerimientos de los Modelados	93
4.4.2 Dominio de las señales	94
4.4.3 Modelado Global.....	98

4.5	Procesamiento de las señales involucradas en la simulación	99
4.5.1	Conversión ADC y DAC	99
4.5.2	Transformada Discreta de Fourier.....	99
4.5.3	Cálculo Transformada Discreta de Fourier.....	99
4.5.4	Transformada Rápida de Fourier.....	100
4.5.5	Implementaciones de la FFT en Hardware	101
Capítulo 5.	104
Requerimientos impuestos por el Par de Cobre	104
5.1	Introducción	104
5.2	Descripción de los parámetros	104
5.2.1	Característica física de la línea.....	104
5.2.2	Margen aceptado para la variación de la fase y la amplitud	108
5.3	Otros requerimientos	109
5.3.1	Crosstalk	109
5.3.2	AWGN, Ruido Impulsivo y RFI (AM y Radioaficionados).....	109
5.3.3	Requerimientos para la señal ADSL.dmt	109
5.4	Requerimientos generales	109
5.5	Requerimientos para la señal ADSL2+	110
Capítulo 6.	112
Algunas Soluciones Comerciales	112
6.1	Introducción	112
6.2	Tecnologías empleadas en Simuladores de Línea	112
6.2.1	Simulación Activa de la Línea	112
6.2.2	Simulación Pasiva de la Línea	114
6.3	Algunos Fabricantes de Simuladores de Línea y Generadores de Ruido	115
6.3.1	Acterna	116
6.3.2	Sparnex	119
6.3.3	Spirent	122
6.3.4	Telebyte	124
6.4	Conclusiones del Material Recabado.....	128
6.5	Análisis de Costos	129
6.5.1	Cálculos	130
6.5.2	Ejemplo de cálculo precios de Acterna:	132
Capítulo 7.	136
Extensión del Simulador a Full-Rate (G.992.1)	136
7.1	Introducción	136
7.2	Consideraciones previas: ADSL Full vs. ADSL Lite.....	136
7.3	Extensión del Simulador a Full-Rate.....	141
7.3.1	Funcionamiento del Simulador desarrollado en el Convenio (SimADSLv1).....	143
7.3.2	Cambios realizados en SimADSLv1 para obtener a SimADSLv2.....	149
Capítulo 8.	156
Soluciones propuestas para el equipo de simulación	156
8.1	Introducción	156
8.2	Arquitectura Propuesta	156
8.3	Justificación de la Arquitectura elegida.....	157
8.3.1	Adaptación de SimADSLv2 para el Equipo de Simulación	159
8.4	Funciones de cada bloque	159
8.4.1	Conversión ADC y DAC.....	161
8.4.2	Análisis de tiempos para la FFT y el Procesamiento en Frecuencia	161
8.4.3	Resolución de los ADC y DAC	162
8.4.4	Análisis de las funciones a cumplir para ADSL2+	163
8.5	Alcance y limitaciones del prediseño	163
8.6	Prediseños planteados.....	164
8.6.1	Objetivo de un prediseño	164

8.6.2	Alternativas tecnológicas.....	164
8.6.3	Dispositivos analizados y elección final.....	169
8.6.4	Primer prediseño	173
8.6.5	Segundo prediseño	175
8.6.6	Comparación de ambos prediseños	177
Capítulo 9.	182
Conclusiones.	182
9.1	Introducción.....	182
9.2	Extensión del simulador software a Full-Rate (SimADSLv1 a SimADSLv2)	182
9.2.1	Resultados obtenidos.....	183
9.2.2	Dificultades encontradas.....	183
9.2.3	Cumplimiento de lo planificado.....	183
9.2.4	Trabajos a futuro	184
9.3	Estudio de las soluciones comerciales de equipos de simulación hardware.....	184
9.3.1	Resultados obtenidos.....	184
9.3.2	Dificultades encontradas.....	184
9.3.3	Cumplimiento de lo planificado y trabajo a futuro	184
Glosario.	196
Anexo A	208
DSP y FPGA	208
A.1	Introducción.....	208
A.2	FPGA (Field Programmable Gate Arrays).....	208
A.2.1	Diseño básico interno de FPGA's	209
A.3	DSP (Digital Signal Processor).....	212
A.3.1	Diseño básico interno de DSP's.....	213
A.4	Campos de aplicación.....	216
A.5	Diferencias principales	217
Anexo B	220
ILandPS.m	220
B.1	Función MatLab ILandPS.m.....	220
B.2	Ejemplo de Cálculo	222
Anexo C	224
Hojas de Datos	224
C.1	Introducción.....	224
C.2	Prediseño 1.....	224
C.3	Prediseño 2.....	224

Capítulo 1.

Introducción

1.1 Antecedentes y motivación

La motivación de realizar este proyecto surge en un principio por parte de ANTEL, quien estaría muy interesado en poder simular sus líneas no solo a nivel de software sino también a nivel hardware, para realizar pruebas de performance e interoperabilidad de sus equipos DSL (Digital Subscriber Line).

En lo que respecta a los simuladores de software, en el año 2002 se realizó un proyecto de fin de carrera en el marco de un convenio ANTEL-FING [1], en el cual se desarrolló un software para la simulación de pares de cobre basado en la tecnología ADSL G.Lite (Asymmetric Digital Subscriber Line). Cabe destacar que este proyecto fue nuestro punto de partida y de hecho uno de nuestros objetivos fue extender las funcionalidades del mismo para que este pueda ser compatible con la tecnología ADSL G.Dmt.

También existe una amplia gama de equipos hardware, como son los simuladores de línea y generadores de ruido, cuya interacción permiten un mejor acercamiento a la realidad que los simuladores de software.

Estos equipos tienen un alto costo en el mercado, es por ello que ANTEL pensó en la posibilidad de invertir en una posible construcción o implementación de los mismos.

1.2 Necesidad de un Simulador de Línea

Las redes de acceso de las operadoras telefónicas fueron construidas para la transmisión de voz en banda base. El desarrollo de las tecnologías x.DSL sobre estos pares de cobre estará sujeto a diferentes limitantes que no habían sido tenidas en cuenta anteriormente en el diseño de la planta externa. Los pares de cobre tienen ciertas propiedades que causan problemas a la hora de transmitir datos de alta velocidad cuando se llega a altas frecuencias y grandes distancias.

Debido a las grandes longitudes de cableado empleado entre el cliente y los proveedores de servicios, los diseñadores de las tecnologías x.DSL deben enfrentarse con efectos como la atenuación y el retardo de propagación, que varían significativamente con la frecuencia, el largo del cable y su composición. Estos factores, juntos con otros que serán vistos en el desarrollo del presente proyecto como ser el ruido, el crosstalk, bobinas de carga y bridged taps, deben ser estudiados para poder brindar una mejor calidad de servicio y maximizar el desempeño de las tecnologías DSL.

Las tecnologías DSL usan sofisticadas técnicas de ecualización para combatir estos efectos pero muchas veces esto no es suficiente. Con el fin de lograr altas velocidades sobre los largos y complicados pares de cobre se requieren significativos esfuerzos de ingeniería desde el diseño inicial y a lo largo de todo el proceso de producción.

Para el estudio de estos factores, los diseñadores y los proveedores de servicio, deberían realizar pruebas sobre los pares de cobre instalados y ver como afectan estos en el servicio, lo cual sería un trabajo exhaustivamente tedioso, complicado y poco práctico.

Hoy en día hay más de 800 millones de pares de cobre en el mundo [2] que pueden ser usados potencialmente para servicios DSL. Sin embargo, los tipos de cables, aislamiento, peso, diámetros, largos y las diferentes reglas de instalación son distintos para cada país, región o zona. Para simplificar los requerimientos de prueba, la industria DSL con la ayuda de estándares como ANSI, ETSI e ITU han definido conjuntos o configuraciones, llamadas comúnmente “Loops estándares o Loops típicos” en donde se pueden desarrollar y testear estas tecnologías.

Hay cientos de loops diferentes en la literatura x.DSL, estándares, y recomendaciones técnicas, porque, como mencionamos anteriormente, cada tecnología DSL, país, región o zona tiene definido su propio conjunto de loops de prueba. También se especifican niveles de performance mínimas para asegurar una implementación conforme a las especificaciones.

Hay dos opciones para modelar estos loops: una sería usar cables reales conectados de una manera específica y la otra sería usar un simulador de línea.

1.3 Necesidad de un Generador de Ruido:

Los sistemas DSL proveen datos del orden de los Mbps, pero estas velocidades máximas solo pueden ser logradas en condiciones ideales. De hecho, las velocidades alcanzadas dependerán de las condiciones del canal y de las condiciones de ruido presentes en el mismo.

El ruido presente en el canal (para nuestro caso el par trenzado de cobre), puede aparecer de varias formas: diafonía o crosstalk proveniente de los pares en el mismo multipar, ó provenientes de fuentes externas como lo son el ruido impulsivo, interferencia de radio frecuencia, entre otros.

En la red telefónica, varios pares de cobre son organizados en multipares de 10, 25, 50, 100 y 150 pares. Muchos de estos grupos comparten la misma aislación física y eléctrica, pero a pesar de tener una buena aislación en continua, se producen acoplamientos capacitivos e inductivos. Pares adyacentes que transmiten o reciben información en el mismo rango de frecuencias pueden generar significativa diafonía o crosstalk en los pares vecinos.

A medida que se aumenta el ancho de banda de las señales (para los sistemas DSL alcanza los Mhz), aumentan a la vez la diafonía y las pérdidas por inserción, lo que hace que los circuitos sean más susceptibles a la interferencia por diafonía. Es por esto que se hace imprescindible un modelado preciso del acoplamiento entre pares por diafonía, en una estructura de cable típico.

Es por ello que ante cualquier simulación del par que se quiere realizar, tanto el ruido entre pares adyacentes como el ruido externo a los pares deberán ser considerados si se quiere obtener medidas que se asemejen o sean comparables con la realidad. Los estándares también asistieron a los diseñadores de las tecnologías DSL en este aspecto, definiendo las formas clásicas, máscaras de potencia y mínimos valores para los ruidos introducidos en el par de cobre. Para dar un ejemplo de ello, tanto las configuraciones de los loops estándares mencionados con anterioridad como el modelado de los

diferentes tipos de ruidos (que varían con la tecnología implementada) así como los niveles mínimos aceptables pueden encontrarse en la norma ITU-T G.996.1 [3], también conocida como G.Test.

Teniendo esto como base es que surge la idea de un Generador de Ruido. Con el mismo se pueden obtener los modelos de los diferentes tipos de ruidos presentes en los cables e, interactuando con el simulador de línea, permiten crear entornos más realistas, lo cual se traduce en un mejoramiento de las pruebas de performance para las tecnologías DSL.

1.4 Desventajas de Realizar Medidas en Campo

Las opciones encontradas a la hora de simular el par de cobre para la prueba de equipos DSL son básicamente dos: la primera sería empleando cables reales y una segunda empleando un simulador de línea. A continuación describiremos las desventajas de emplear cables reales y por qué es necesario y propicio emplear un simulador de línea.

Al usar cables reales se tienen muchos problemas a la hora de testear la performance de las tecnologías DSL, algunos de ellos y los más relevantes son:

- Un cable real es susceptible al cambio de temperatura y a otras influencias del entorno como el ruido y la interferencia. Esto es muy difícil de manejar debido a los diferentes largos y segmentos requeridos que conforman un loop de prueba.
- La manipulación y el tendido de cables reales para simular la distancia de un abonado a un proveedor es muy costoso y poco flexible.
- Se requeriría de un lugar para realizar las pruebas lo suficientemente grande y extenso para no tener que enrollar el cable bajo prueba, que además introduciría efectos de acoplamiento e interferencia irreales.
- Cambiar las configuraciones de los loops y el tipo de cable propuestos en los estándares así como el agregado de bridge taps es muy complejo haciendo que su automatización sea prácticamente imposible.

Para realizar pruebas de performance, conformidad e interoperabilidad, que son tan importantes a través de un proceso de diseño, es crítico que los resultados puedan ser comparables y repetibles. Con los cables reales no se pueden alcanzar estos requerimientos. Por esta razón y las detalladas anteriormente es que surge la necesidad de tener un elemento hardware (Simulador de Línea) al cual se puedan conectar los dispositivos bajo prueba, y este simule los diferentes pares de cobre o loops especificados en los estándares, para los cuales fue diseñado.

Con los simuladores de línea se pretende resolver los problemas que se obtendría al utilizar cables reales y además obtener las siguientes ventajas:

- Son menos susceptibles a los cambios de temperatura y las influencias del medio ambiente.
- Pueden ser ubicados y controlados dentro de un laboratorio.
- Se obtienen resultados más exactos cuando se comparan con los ideales especificados en los estándares.
- Son portables.
- Cambiar las configuraciones de los cables y su automatización es más simple.
- Se reducen significativamente el costo y el tiempo de prueba.

1.5 Alcance y limitaciones del software de simulación SimADSLv1

Mediante este software se logró obtener un modelo para estimar la velocidad que podría alcanzar un enlace ADSL compatible con la norma ITU-T G.992.2 (G.Lite) [4].

Dentro de las limitaciones principales de emplear SimADSLv1 como dispositivo de simulación, encontramos:

- la tecnología en que fue desarrollado ya no se usa, siendo hoy la más desarrollada ADSL Full rate (ITU-T G.992.1) [5].
- el interés de ANTEL es poder simular sus líneas a nivel hardware.
- no se pueden obtener datos en tiempo real.

1.6 Objetivos:

Con la amplia difusión que están teniendo los servicios x.DSL y motivados por los puntos antes mencionados, es que surge como aspiración de este proyecto hacer un estudio de requerimientos para equipos de prueba de las tecnologías x.DSL, concentrándonos particularmente en la tecnología ADSL y una futura adaptabilidad a otras tecnologías innovadoras como lo es ADSL2+.

Durante el desarrollo de este proyecto se identificaron cuatro objetivos principales:

- poder extender las funcionalidades del simulador software desarrollado durante el convenio ANTEL-FING, de ADSL G.Lite a ADSL G.Dmt.
- estudio de las soluciones comerciales existentes de equipos de simulación (Simulador de Línea y Generador de Ruido).
- lograr un prediseño de un simulador de línea y generador de ruido para ADSL y futura adaptabilidad del mismo a la tecnología ADSL2+.
- brindar una recomendación a ANTEL en cuanto a sus intereses.

Referencias Capítulo 1

Bibliografía:

[1]-, “Caracterización de la planta externa para su uso a altas velocidades”,
Convenio ANTEL-FING Septiembre 2002.

Normas y Estándares:

[2]- White paper “ What does a loop simulator do”, Sparnex n.v Q1 2003
www.sparnex.com

[3]-ITU-T G.996.1 Test Procedures for Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers,
Febrero 2001. www.itu.org

[4]-ITU-T G.992.2 Splitterless Asymmetric Digital Subscriber Line (DSL)
Transceivers, Julio 1999. www.itu.org

[5]-ITU-T G.992.1 Asymmetric Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers, Julio
1999. www.itu.org

Capítulo 2.

Introducción a las tecnologías x.DSL

2.1 Introducción.

Antes de realizar cualquier estudio de requerimientos sobre una determinada tecnología, es conveniente una presentación de la misma, así como también de las diferentes alternativas que se encuentran hoy disponibles en el mundo de los servicios de banda ancha.

Este capítulo tiene como objetivo la presentación de las tecnologías x.DSL, haciendo más hincapié en aquellas que son nuestro objetivo de estudio, como ADSL full-rate, basados en la recomendación ITU-T G.992.1, y en ADSL2 y sus variaciones, recomendaciones ITU-T G.992.3/4/5.

El material de este capítulo se obtuvo de: [1],[2],[3],[4],[5],[6],[7] y [8].

2.2 Que es x.DSL ?

La x en xDSL es una simple manera de notación para los diferentes tipos o “sabores” de la línea digital de abonado (DSL). Una línea digital de abonado es un tipo de conexión de banda ancha que toma ventaja de los pares trenzados de cobre existentes para dar servicios de telefonía, permitiendo una transmisión de datos de alta velocidad. Estos servicios son también llamados de “última milla” o “Local loop”. La línea digital de abonado conecta la oficina central de servicios telefónicos con las oficinas remotas o usuarios. Cada “sabor” tiene sus propias limitaciones, capacidades y ofrecen distintas velocidades y fueron diseñadas para satisfacer el amplio rango de requerimiento de los clientes.

x.DSL se trata de una familia de tecnologías de transmisión de datos sobre un par de cobre. Buscan resolver el problema del “cuello de botella” asociado al acceso de la última milla, entre el proveedor de servicios de red y el usuario, debido a la excesiva demanda de más ancho banda y velocidad de conexión. La inversión en el despliegue de una red de banda ancha, basada en líneas de fibra óptica, probó ser demasiado costosa para las operadoras. Es así que creció el interés en el desarrollo de servicios de última milla basado en las tecnologías x.DSL.

En 1970 se comenzaron a instalar los primeros sistemas digitales sobre pares trenzados. La velocidad alcanzada era de 56kbps y necesitaban dos pares acondicionados. Estos sistemas no eran económicamente escalables, por lo que en los 80 se comenzaron a estudiar sistemas con las siguientes características: no necesiten repetidores (costosos y complicados), no necesiten acondicionamiento del par (lento y trabajoso), no necesiten selección del par y que halla compatibilidad con los servicios existentes. Es así que surgen las primeras implementaciones de las tecnologías xDSL, las cuales se basan, como mencionamos anteriormente, en la utilización de los pares trenzados de cobre ya instalados.

2.3 Como trabaja una conexión DSL ?

Los servicios de telefonía tradicional, conocidos también como POTs (Plain Old Telephony) fueron creados para el intercambio de la voz usando una señal analógica. Las computadoras, sin embargo, usan señales digitales para comunicarse, por lo tanto para que la señal viaje sobre la red telefónica, es necesario un modem para que convierta la señal digital a analógica y viceversa.

La telefonía analógica solo utiliza una pequeña porción del ancho de banda de la línea (por debajo de los 4kHz). La máxima cantidad de datos que puede transmitirse a través de los sistemas POTs, es la que se obtiene con un modem de discado, y es de 56kbps. Utilizando este método para la transmisión de datos, el ancho de banda es el “cuello de botella”.

El cableado típico empleado en la telefonía es capaz de soportar un rango de frecuencias mucho mayor (alrededor de 1MHz). Con los modems DSL, las señales digitales no están limitadas a los 4kHz de la banda vocal como tampoco necesitan viajar a través del sistema de conmutación telefónico. Los modems DSL permiten hasta 1Mhz de ancho de banda para ser usado para la transmisión digital (datos) así como señales analógicas (voz) en el mismo cable separando las señales, previniendo que ambas señales interfieran una con otra. La figura 2.1 muestra como se separa la señal analógica y la digital.

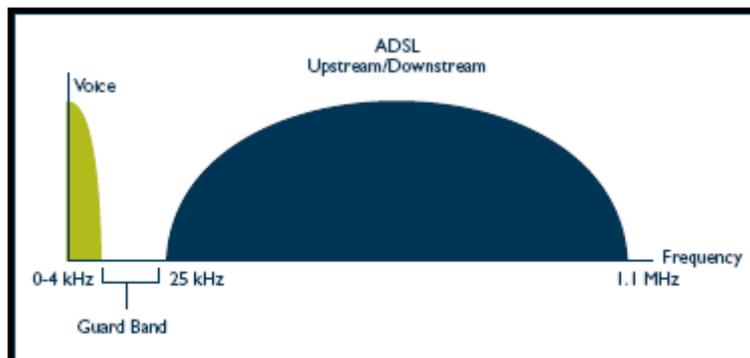


Fig.-2.1: Separación de frecuencias.

Los módems DSL establecen una conexión desde un extremo del cable hasta el otro extremo del cable. La figura 2.2 muestra como se establece esta conexión.

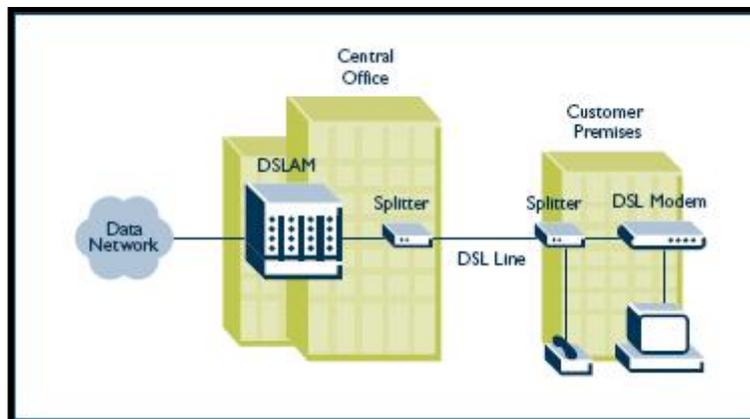


Fig.-2.2: Conexión DSL.

Aunque DSL signifique línea digital de abonado, en realidad cuando hablamos de DSL, nos referimos a los modems que hay en cada extremo de la línea y no a la línea en sí misma. Por lo tanto cuando un cliente compra una conexión DSL en realidad lo que compra es un modem o el uso de un modem en uno de los extremos de la línea. En contraste, los módems de discado establecen un flujo de datos entre dos puntos arbitrarios usando todo el sistema telefónico, desde el transmisor local, atravesando el sistema de conmutación y luego alcanzando el extremo remoto.

2.4 Cuales son sus beneficios?

Los sistemas DSL son la opción de mejor costo efectivo en comparación a otro tipo de conexiones, como líneas dedicadas, conexiones de fibra óptica o satelitales, porque permite reutilizar la existente infraestructura telefónica (red de acceso) tanto para la transmisión de datos como la de voz.

DSL es una conexión dedicada, siempre rápida y confiable. Son conexiones de circuitos dedicados punto a punto que están siempre conectados, y por lo tanto se ahorra el tiempo en el discado.

2.5 Cuales son las variantes de las DSL ?

El amplio rango de variaciones de DSL refleja las diferentes aplicaciones que requieren diferentes velocidades de transmisión de datos. Genéricamente hablando, las distintas tecnologías DSL han sido implementadas para satisfacer las necesidades de los usuarios, como pequeñas y medianas oficinas, hogares, escuelas, colegios y universidades.

Estas tecnologías x.DSL poseen varias diferencias entre sí, como ser, compartir el par con la telefonía convencional o con otros servicios x.DSL (como el caso de ADSL), el código de línea utilizado para la transmisión (bandabase: PAM, pasabanda: CAP o DMT), el uso o no de repetidores, la simetría de los canales de datos de subida (upstream) y de bajada (downstream), así como las distancias permitidas. Estas diferencias que poseen unas con otras son las que las hacen aptas para determinado tipo de aplicaciones como servicios de acceso a Internet, servicios de interconexión de LAN remotas, servicios de video en demanda, transmisión de voz, aplicaciones multimedia interactivas, etc. Todas las distintas tecnologías tienen como denominador común que han sido desarrolladas para convivir dentro de la misma red.

Las variantes de DSL pueden ser ampliamente divididas en tres tipos:

- **Conexiones DSL Asimétrico:** donde la tasa de transmisión de datos en el downstream es más rápida o mayor que la del upstream.
- **Conexiones DSL Simétrico:** donde la tasa transmisión de datos es la misma tanto para el upstream como para el downstream.
- **Conexiones DSL Simétrico y Asimétrico:** se permiten las dos antes mencionadas.

Los tipos DSL más comunes son:

DSL Asimétrico:

- ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line.
- ADSL Lite: Asymmetric Digital Subscriber Line Lite.
- ADSL 2: Asymmetric Digital Subscriber Line 2.
- ADSL 2+: Asymmetric Digital Subscriber Line 2+.
- ADSL 2++ o ADSL 4: Asymmetric Digital Subscriber Line 2++.

DSL Simétrico:

- HDSL: High data rate Digital Subscriber Line.
- HDSL2: High data rate Digital Subscriber Line 2.
- SDSL: Symmetric Digital Subscriber Line.
- SHDSL: Symmetric High bit rate Digital Subscriber Line.

DSL Simétrico y Asimétrico:

- VDSL: Very High bit rate Digital Subscriber Line.

2.5.1 DSL Asimétricos

Estos servicios fueron desarrollados para satisfacer la gran demanda en EE.UU y Europa de servicios residenciales, tales como video en demanda o la navegación en Internet. En estos casos se requiere de una alta tasa de información en la dirección hacia el abonado (downstream), mientras que solo se requiere una baja tasa en el sentido contrario (upstream), principalmente para información de control. El hecho de que se trate de servicios asimétricos, les da la ventaja de tener un mayor alcance frente a los servicios simétricos, comparables en velocidad y sus variantes se describen a continuación.

2.5.1.1 Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL)

ADSL es una de las variantes de la familia de las tecnologías DSL y se ha convertido en la más popular. Con ADSL el mayor ancho de banda es asignado para el envío de datos en el downstream, es decir en el sentido de la CO (Central Office) al usuario o RT (Remote Terminal), y una porción menor es asignado en el sentido del upstream, del usuario a la CO.

Este escenario es el ideal para las aplicaciones de los servicios de Internet, que típicamente involucran mayores flujos de datos en el downstream que en upstream.

La primera implementación que surgió, conocida después como ADSL Full Rate, establece mínimos para las velocidades, que deberán ser soportadas en cada dirección (upstream y downstream). Se fija una tasa de 64kbps a 6144kbps para el downstream y de 32kbps a 640kbps para el upstream. El hecho de alcanzar o no estas velocidades, dependerá de la línea considerada, dejándole libertad al fabricante de implementar mayores velocidades. Una vez más existen estándares que describen dicha tecnología, la norma ANSI T1.413 y la norma ITU-T G.992.1, conocida como G.Dmt.

ADSL provee diversas velocidades de bits dependiendo de la distancia entre la central (ATU-C) y el abonado (ATU-R). Al principio se consideró un mínimo de 1.5Mbps con el fin de poder proveer al menos un canal de video con calidad VHS (el video codificado MPEG consume 1.3Mbps, y 0.2Mbps para audio y control). Hoy en día resulta difícil justificar la transmisión de video por demanda debido a la gran

disponibilidad de redes de TV por cable y TV Satelital, con lo cual se está reenfocando el uso de esta tecnología exclusivamente para el acceso a Internet a alta velocidad. Al tratarse de una aplicación de datos que no requiere una velocidad específica, los modems ADSL han sido desarrollados para lograr la velocidad óptima sobre cada línea del abonado; por esta cualidad se los conoce como de velocidad adaptativa.

Se definió como estándar la codificación DMT (Discrete Multitone). Al tiempo que se tomó esta decisión existían en el mercado, y con gran avance y desarrollo, sistemas ADSL que utilizaban modulación QAM/CAP (en lugar de DMT), por lo que muchos fabricantes están tratando de que se defina a CAP como un segundo estándar para ADSL, de manera de proteger su inversión.

Dentro del estándar también se especifica dos esquemas diferentes para lograr una transmisión full-duplex: el primero el más simple, FDM (Multiplexado por División en Frecuencia), y el segundo más complejo y costoso, por cancelación de Eco (EC). Este último ofrece mejores características en cuanto al alcance del servicio, siempre y cuando no comparta el multiplexado con demasiados servicios similares, donde la diafonía comienza a ser determinante, pudiendo llegar a tener menor alcance que el anterior. En la industria, el método más difundido ha sido el primero, principalmente por los menores costos asociados.

Se define un ancho de banda útil que abarca, en el downstream, desde los 25kHz hasta los 1104MHz, para la versión compatible con el servicio telefónico, y desde los 138kHz hasta los 1104kHz, para la versión compatible con ISDN (2B1Q o 4B3T). En el upstream, los anchos de banda útil en cada caso van, desde los 25kHz hasta los 138kHz, y desde los 138kHz hasta los 276kHz, respectivamente.

2.5.1.1.2 Estructura de una Red ADSL

Una de las ventajas de la Red ADSL es que permite la coexistencia del servicio de voz con el de datos, es decir, el envío de datos digitales y señales analógicas de voz sobre un mismo par de cobre. Para lograr esto se requiere instalar en ambos extremos (ATU-C y ATU-R) un dispositivo llamado “splitter” que separa el camino de voz (0 a 4kHz) y el de datos (25kHz a 1104kHz). La figura 2.12 muestra la estructura de una red ADSL.

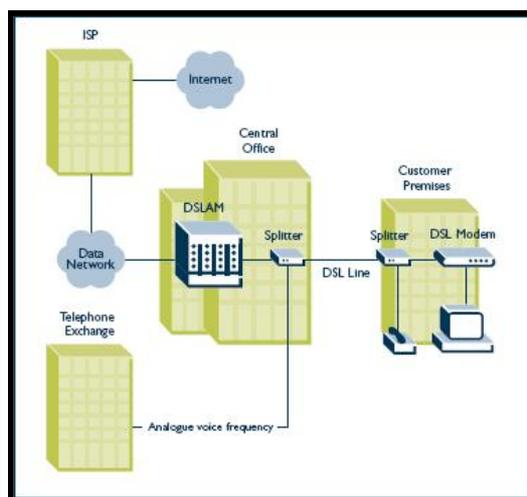


Fig.-2.12: Estructura de una red ADSL.

La señal ADSL enviada desde el equipo del usuario o CPE (Customer Premise Equipment) pasa por el modem y se combina con la señal telefónica de voz en el splitter del usuario. Desde aquí viajan hasta la central, donde el splitter de la central separa las componentes de frecuencia de datos de las componentes de frecuencia de voz. Las frecuencias de voz son enviadas al conmutador telefónico, mientras que las componentes de frecuencias de datos son enviadas al DSLAM (Digital Subscriber Line Access Multiplexor) y posteriormente al ISP (Internet Service Provider). Los datos nunca entrarán a los sistemas de conmutación telefónicos.

El camino de retorno de ambas señales es el inverso al explicado anteriormente.

El DSLAM es el equipo que permite realmente que la tecnología DSL se lleve a cabo. Este maneja numerosos flujos de datos provenientes de los clientes y los agrega en una simple conexión de alta velocidad (ATM o Gigabit Ethernet) hacia los proveedores de Internet y viceversa. Los DSLAM son generalmente muy flexibles y pueden soportar un número de diferentes conexiones DSL así como también diferentes protocolos y técnicas de modulación.

Hoy en día, hay dos tipos de DSLAM: DSLAM IP y DSLAM ATM. Cuando ADSL estaba en sus comienzos, ATM era el principal backbone de transporte de alta velocidad utilizado en redes de telecomunicaciones. Por esta razón los DSLAM con puertos ATM (ATM DSLAM) fueron desarrollados para permitir a los enlaces ADSL conectarse a las redes ATM.

Recientemente, Ethernet a hecho un gran paso en lo que se refiere a capacidades de ancho de banda (hasta 1 Gigabit, y luego 10Gbit) y se están convirtiendo en una opción más barata y popular para el transporte de datos en redes MAN (Metropolitan Area Networks).

En instalaciones en donde los usuarios están empleando conexiones DSL para acceder a una MAN, tiene sentido que el DSLAM tenga puertos Ethernet. Los DSLAM con puertos Ethernet son conocidos como DSLAM IP. El mercado se está volcando rápidamente hacia estos DSLAM por algunas de sus grandes ventajas: son más baratos de implementar, más escalables y de más fácil gestión que los DSLAM ATM.

2.5.1.1.3 Como se obtiene mayor Ancho de Banda de los viejos pares de cobre

Las tecnologías DSL aprovechan el hecho de que las señales telefónicas estén por debajo de los 4kHz y hacen uso del resto del ancho de banda, hasta 1Mhz, que es el que normalmente soportan los típicos pares de cobre. Los modems ADSL dividen este ancho de banda disponible y crean múltiples canales para el envío y recepción de señales usando técnicas especializadas de modulación.

Las Técnicas de Modulación

La modulación es la manera de transformar la información (o las señales) en formas de ondas eléctricas u ópticas, para que puedan ser transportadas sobre el canal de medio físico, en nuestro caso el par de cobre.

Existen dos técnicas de modulación para ADSL, incompatibles y competidoras entre ellas, la primera conocida como DMT (Discrete Multi-Tone Modulation) y la segunda CAP (Carrierless Amplitude Phase Modulation). CAP fue la técnica que originalmente usaban las tecnologías DSL, pero la más usada ahora es DMT.

Carrierless Amplitude Phase Modulation (CAP)

CAP es un método de codificación que divide las señales en dos bandas distintas:

- El canal de datos de subida (upstream: hacia el proveedor de servicios), que ocupa la banda entre: 25kHz hasta 160kHz.
- El canal de datos de bajada (downstream: hacia el usuario), que ocupa la banda que comienza en los 200kHz y continua hasta un punto terminal variable, dependiendo de determinados factores, como el largo de las líneas y el ruido presente en ellas, pero su máximo es hasta los 1.1Mhz.

Estos canales son ampliamente separados con el fin de minimizar la posibilidad de interferencia entre ambos canales. En la figura 2.13 puede apreciarse como se divide el ancho de banda, y los canales anteriormente mencionados.

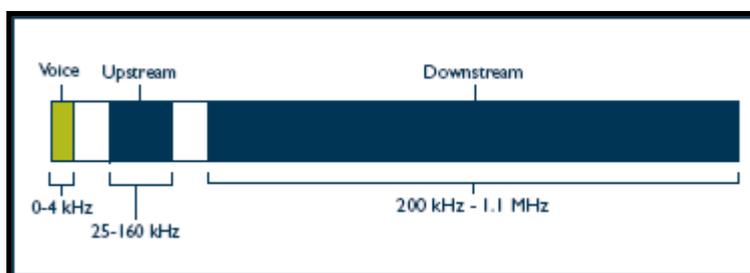


Fig.-2.13: División del espectro en CAP.

Discrete Multi-Tone Modulation (DMT)

DMT es la técnica de modulación más difundida en las tecnologías DSL, es un método de separación de la señal DSL, por lo tanto el rango de frecuencia utilizable es separado en 256 canales espaciados entre ellos una distancia de 4.3125kHz.

El espectro se divide en: 224 canales (o portadoras) para el downstream y 32 canales para el upstream. La señal en cada canal es codificada y se le asigna un número de bits dependiendo de las condiciones de la línea, midiéndose la SNR (Signal to Noise Ratio) en cada frecuencia. La cantidad de bits asignados por portadora varía en un rango de 2 a 15 bits.

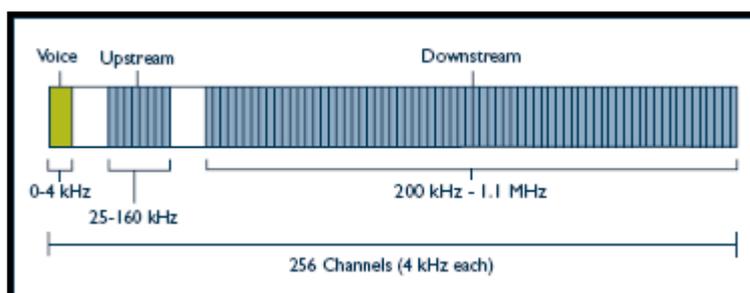


Fig.-2.14: División del espectro en DMT.

Cada uno de los 256 canales es monitoreado separadamente para asegurarse que los datos que están viajando no se deterioren.

DMT está constantemente cambiando las señales entre los diferentes canales para asegurarse que están usándose los mejores canales para la transmisión y recepción. Esta técnica le permite tomar ventaja de todos los tonos disponibles en el espectro y trabajar incluso en aquellas áreas donde la interferencia está presente. Algunos de los canales más bajos pueden ser usados como bi-direccionales para upstream y downstream simultáneamente.

DMT es más compleja que su competidora CAP, pues está supervisando y ordenando la información en los canales bi-direccionales y manteniendo la calidad en los 256 canales. Además esta provee más flexibilidad que CAP en líneas con diferentes condiciones y características.

Por esta última característica, es que a la implementación de ADSL usada actualmente se la denomine de velocidad adaptiva, porque la velocidad de la transmisión puede ser adaptada a las condiciones de la línea.

Ahora bien, si se quiere tener una transmisión en ambos sentidos simultáneamente, se requiere alguna técnica de multiplexado. En ADSL, para DMT existen dos maneras de lograrlo: FDM (Frequency Division Multiplexing) y EC (Echo Cancellation).

2.5.1.1.4 Frequency Division Multiplexing (FDM)

Con FDM, los canales de baja velocidad del upstream están separados de los canales de alta velocidad del downstream. Con el fin de prevenir la interferencia entre bandas de frecuencia, hay un espacio, conocido como banda de guarda (“guardband”), requerida para separar las frecuencias del upstream de las del downstream. Esta técnica es la más usada por los sistemas ADSL por ser sencilla de implementar y poco costosa. La gran desventaja que tiene es que la porción baja del espectro, donde reside el upstream, no es completamente utilizada (en ambas direcciones), por lo que se pierde capacidad de transporte para el downstream.

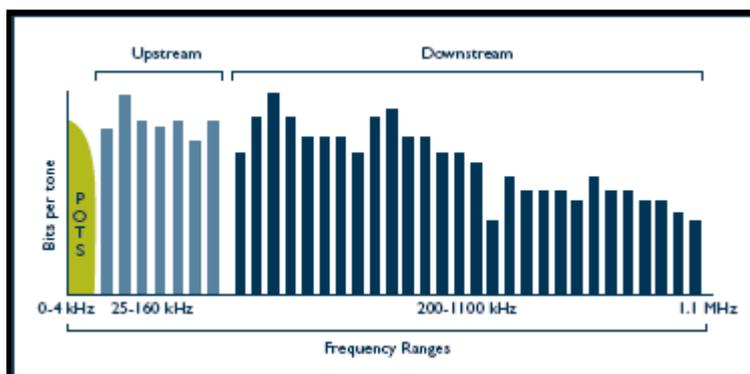


Fig.-2.15: Multiplexado del espectro con FDM.

2.5.1.1.5 Echo Cancellation (EC)

Con EC los canales del downstream se solapan con los canales del upstream, por lo tanto las señales del upstream y downstream son enviadas en las frecuencias bajas. Un eco en la señal de upstream puede causar que se corrompa la señal del downstream, por tanto la cancelación de eco es usada para tener una señal clara y libre de errores, cuando se están enviando simultáneamente flujos de datos por ambos canales.

Para lograr esta cancelación se usan canceladores de eco en los transceptores. Su principio de funcionamiento se basa en que como el ruido está correlacionado con la señal transmitida previamente, se puede usar este conocimiento para anular el eco no deseado en la señal recibida.

El multiplexado del espectro con EC puede apreciarse en la figura 2.16.

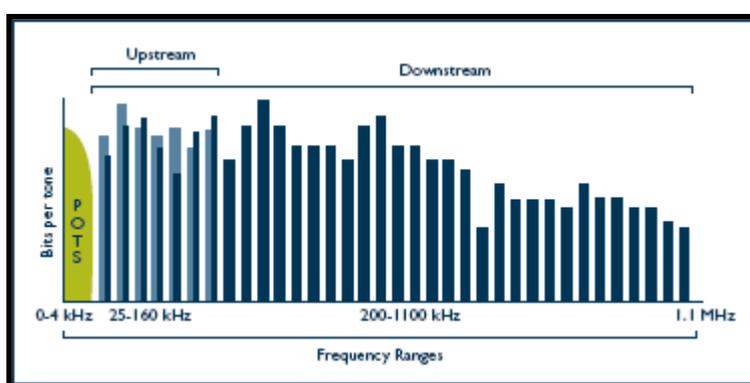


Fig.-2.16: Multiplexado del espectro con EC.

2.5.1.1.6 Asynchronous Transfer Mode (ATM)

Los estándares para ADSL definieron como es la modulación y el entramado en bytes empleados para la transmisión de datos sobre el par de cobre. Sin embargo, no definieron ningún mecanismo para agrupar los bytes en paquetes para que estos puedan navegar a través de la red. Para ello es necesario utilizar un protocolo de capa superior. La elección universal para el protocolo de capa 2 en las tecnologías ADSL es ATM.

ATM es una tecnología que fue desarrollada específicamente para permitir el transporte de múltiples y diferentes servicios con distintos requerimientos, sobre una red, de manera eficaz y eficiente.

ATM transfiere los datos en pequeños paquetes, conocidos como celdas, de tamaño fijo de 53 bytes. Cada celda ATM de 53 bytes está compuesta por 48 bytes de carga útil y 5 bytes de encabezado. El encabezado posee información de canales y caminos para el envío de las celdas a sus respectivos destinos, mientras que los otros 48 bytes contienen los datos. Las celdas ATM son pequeñas en comparación con las unidades empleadas en otras tecnologías, permitiendo al equipo ATM transmitir video, audio y datos sobre la misma red, y asegurándose que los flujos de datos sean eficientemente intercalados entre ellos. Estas redes pueden aprovechar en forma efectiva períodos ociosos en una aplicación y servir a otra aplicación que requiera más atención. Este tratamiento

estadístico según la carga de tráfico presente en la red es conocido como Multiplexado estadístico y es una de las ventajas claves de ATM.

Circuitos y Caminos Virtuales

ATM es un protocolo orientado a la conexión, esto significa que los paquetes son enviados directamente por la red desde un origen hacia un destino en una conexión pre-establecida entre las dos partes involucradas. Esta conexión es conocida como circuito virtual y todos los switches a lo largo del camino de punta a punta conocen cada uno de los circuitos establecidos y a donde enviar los paquetes siguientes.

ATM también usa caminos virtuales, estos son agregaciones convenientes de múltiples circuitos virtuales yendo en una misma dirección. En el corazón o núcleo de la red pueden ser enviados en base a su identificador de camino permitiendo hacer una búsqueda del destino de una forma más rápida y eficiente.

El hecho de ser un protocolo orientado a la conexión le permite que la demanda de la red sea fácilmente monitoreada por los volúmenes esperados y los destinos. También previene a las aplicaciones del uso de la red cuando un tráfico adicional podría afectar adversamente la performance de las aplicaciones existentes. Además, como las conexiones son pre-establecidas, los paquetes solo necesitan ser etiquetados con una identificación de significado local, reduciendo de esta manera la información en los encabezados en cada paquete.

Clases de Tráfico

Las redes ATM reconocen un pequeño número de tipos de servicio o clases de servicio que fueron diseñados para satisfacer los requerimientos de una variedad de aplicaciones. Con cada tipo de servicio hay un amplio rango de parámetros que pueden especificarse. Cuando llega un pedido de conexión, cada extremo acuerda proveer una alta calidad de conexión para satisfacer las necesidades de la aplicación o rechazar el pedido. Si la aplicación excede los parámetros acordados en el establecimiento de la conexión, el servicio brindado se verá degradado.

Las tres tipos de servicios más comunes implementados por ATM son:

- **Constant Bit Rate (CBR):** este provee un ancho de banda fijo con un mínimo de latencia y jitter por lo tanto los datos serán enviados en un flujo estable. CBR es análogo a una línea dedicada y es adecuado para servicios de voz de alta calidad y aplicaciones en tiempo real donde los requerimientos de ancho de banda sean fijos y conocidos.
- **Variable Bit Rate (VBR):** este provee un ancho de banda promedio, pero permite que los datos sean enviados en ráfagas a alta velocidad hasta un máximo especificado. VBR es adecuado para aplicaciones de voz y video conferencia que requieren de una latencia y jitter reducido.
- **Unspecified Bit Rate (UBR):** con este tipo de servicio no se garantiza ningún nivel de throughput. UBR es mejor esfuerzo y es usado para aplicaciones que permitan tolerar retardos, como por ejemplo una transferencia de archivos. La mayoría de los servicios xDSL usan UBR.

ATM Adaptation Layer (AAL)

La capa de adaptación de ATM define el proceso de conversión de la información desde las capas superiores a celdas ATM. Los paquetes de datos que son enviados sobre el medio físico en una red son paquetes IP (encapsulados en PPP Point to Point Protocol o Ethernet) y son de tamaño variable, mientras que en ATM las celdas son de tamaño fijo de 53 bytes, incluyendo la información del encabezado. A menudo los paquetes IP no son múltiplos exactos de 48 bytes (tamaño de la carga útil), por lo que requieren del uso de buffers. Hay varios estándares para fragmentar y guardar en buffers los paquetes IP, pero el estándar para ATM sobre servicios ADSL es AAL5.

Métodos de encapsulación AAL5

La RFC1483 especifica los valores a poner en los encabezados AAL5, que variarán dependiendo del protocolo que esta siendo usado para el transporte. Además describe dos métodos de encapsulación para llevar diferentes tipos de tráfico de redes sobre ATM AAL5, estos son Virtual Channel Multiplexing (VCMux) y LLC/SNAP (Logical Link/Sub Network Access Protocol). Estos dos métodos han sido universalmente aceptados como los métodos de encapsulación de paquetes para el transporte sobre redes ATM.

VCMux permite crear múltiples VCs en el enlace ADSL y enviar diferentes protocolos por debajo de cada VC. De esta manera el receptor conoce todos los paquetes que le llegan de un VC particular perteneciendo a un protocolo particular.

LLC/SNAP permite que diferentes protocolos sean enviados a lo largo de un VC. Este agrega encabezados extras a los paquetes antes de que sean pasados al proceso de AAL5 y transformarse en celdas ATM. El encabezado incluye un campo que especifica el tipo de protocolo a emplear sobre el paquete. Hay dos tipos de encabezados estos son: RFC1483 Routed y RFC1483 Bridged.

Que pasa en las Capa Superiores?

Todavía no se ha llegado a un acuerdo universal sobre el conjunto de paquetes en los que puede emplearse la encapsulación RFC1483, por lo tanto hay una amplia variedad de opciones del stack de protocolos por encima de la capa RFC1483.

El stack de protocolos más común es Point to Point Protocol sobre Ethernet sobre ATM (PPPoEoA). La figura 2.17 demuestra como PPPoEoA permite que los paquetes IP viajen sobre una conexión Ethernet y ATM.

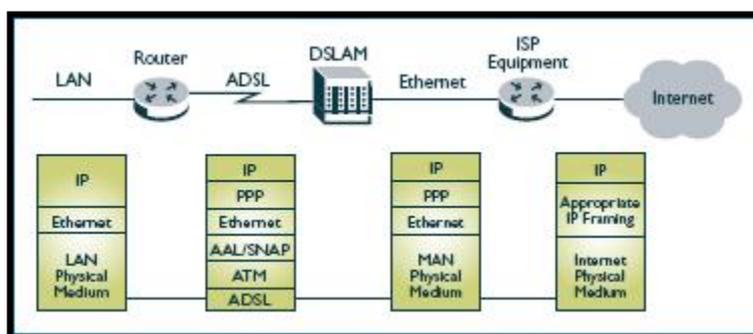


Fig-2.17: Point to Point Protocol over Ethernet over ATM.

Cuando pasamos de una LAN a una conexión ADSL, los paquetes IP son encapsulados en tramas Ethernet y pasan a través del router ADSL; quien le agrega un encabezado PPP a las tramas. Las tramas luego son encapsuladas sobre AAL5 para crear celdas ATM, la cuales serán enviadas a través del enlace ADSL hacia el DSLAM en la Oficina Central Telefónica.

El DSLAM en esta instancia está conectado a la red Ethernet por lo tanto la celdas harán el proceso inverso descrito anteriormente para pasarlas a tramas Ethernet, las cuales serán enviadas al ISP. En el ISP, las tramas Ethernet son removidas para dar lugar a los paquetes IP, quienes serán empaquetados según la red y continuaran su camino.

Otros protocolos incluidos en el stack son:

- **IPoA:** Este fue diseñado para hacer que las subredes IP sean mapeadas directamente sobre redes ATM y en la misma manera que subredes IP son mapeadas sobre las VLANs (Virtual Local Area Network). Por lo tanto se introdujo un protocolo para la resolución de direcciones ATM para permitir al stack IP obtener una dirección ATM de su red ATM local (RFC2225). La estructura de la RFC requerida para este tipo de redes es complicada ya que se trata de hacer que un canal de transporte orientado a la conexión como el de ATM aparezca en un dominio de broadcast.
- **RFC1483 Bridged:** Todas las tramas Ethernet que llegan del router ADSL son encapsuladas en AAL5, usando el formato de “datos puenteados” definido en esta RFC, y son enviadas por la línea ADSL. Los paquetes son reenviados por la red basándose en las direcciones MAC (Medium Access).
- **RFC1483 Routed:** usa el mismo formato que el anterior para el encapsulado de los datos en AAL5. Sin embargo los paquetes son reenviados en las redes basándose en las direcciones IP.

2.5.1.1.7 Principales factores que afectan la Performance de los Sistemas ADSL

Las redes de acceso de las operadoras telefónica fueron construidas para dar servicios de voz a frecuencias por debajo de los 4kHz. El desarrollo de las tecnologías xDSL sobre estos pares de cobre, estará sujeto a diferentes limitantes que no habían sido tomados en cuenta anteriormente en el diseño de la planta externa.

Hay numerosos factores que pueden afectar la performance de los servicios xDSL: los más comunes son: la atenuación, distorsión de fase, bridged taps, bobinas de carga y el crosstalk o interferencia. Otros factores incluidos son: pérdidas por retorno, balance longitudinal de las líneas, ruido, pares de diferentes diámetros y aislaciones, e interrupciones. También las condiciones ambientales adversas pueden afectar las transmisiones de datos sobre estos pares de cobre.

A continuación se describirán los más relevantes o los que más afectan la prestación de un buen servicio.

Atenuación y Distorsión de Fase

En todas las tecnologías xDSL hay un compromiso entre la tasa de transmisión de datos y la distancia del cable, por tanto a medida que la distancia entre el equipo del cliente y la oficina central de telefonía aumenta, la tasa de transmisión en los datos se deteriora traduciéndose en una disminución de la misma.

En las redes de pares de cobre, la degradación de la señal digital o la pérdida de amplitud en la señal eléctrica durante la transmisión es conocida como atenuación.

Esto se debe a la característica no lineal del canal, un canal ideal de banda limitada se caracteriza por una respuesta plana en frecuencia, de módulo unitario en la banda, así como una fase lineal con la frecuencia. Un canal real compuesto por un par trenzado, tiene una atenuación que crece con la frecuencia y una respuesta en fase no lineal.

Por ejemplo, el efecto pelicular del conductor hace aumentar la resistencia por unidad de longitud con la raíz cuadrada de la frecuencia, así como las pérdidas, crecientes a altas frecuencias, en el dieléctrico del material aislante, hacen aumentar la conductancia por unidad de longitud con la frecuencia. Ambos parámetros contribuyen a tener mayores pérdidas en las altas frecuencias, y además, la dependencia de estos parámetros con la frecuencia es no lineal, lo cual se traduce en una respuesta en amplitud y fase no lineales.

El hecho de tener un retardo en la fase no lineal, se traduce en un efecto dispersivo del canal, ya que se experimentan diferentes velocidades de propagación para diferentes componentes de frecuencia. A bajas frecuencias, el fuerte decaimiento de estas velocidades de propagación, produce un comportamiento similar al de un circuito RC. Estos efectos dispersivos, junto con la respuesta en amplitud no plana, son las causas de la interferencia intersimbólica (ISI) en el canal, con la cual deberá convivir todo sistema DSL.

En la siguiente figura, se muestra como al aumentar la distancia, ésta afecta las frecuencias del downstream sufriendo atenuación.

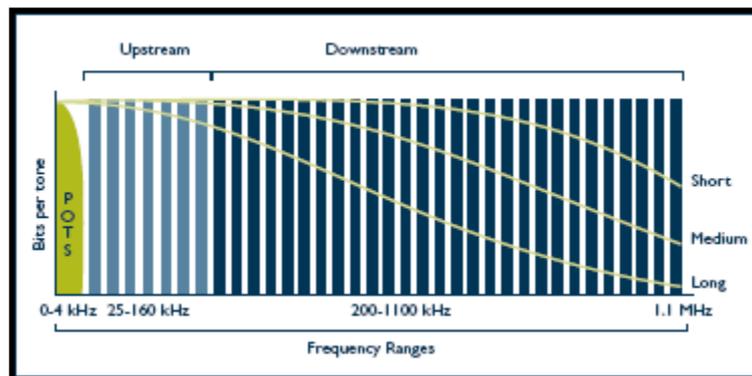


Fig.-2.18: Atenuación en el espectro DMT.

Bridge Taps

Muchas veces los pares que van hacia un suscriptor pueden tener otras secciones extras de cables inutilizados conectados al mismo a lo largo de la línea. El otro extremo de este par inutilizado conectado a él, es dejado en circuito abierto (figura 2.19), y es denominado “bridge tap”.

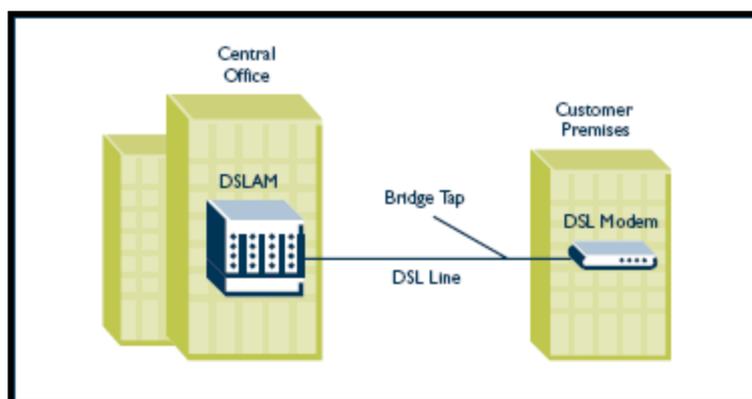


Fig.-2.19: Bridge Tap.

El propósito de un bridge tap es para dejar flexibilidad en la ubicación del suscriptor que está haciendo uso del loop. Esta flexibilidad es necesaria, a priori, cuando los pares trenzados son instalados porque en la mayoría de los casos no se conoce todavía la ubicación del suscriptor (por ej. cuando los cables están siendo tendidos en un vecindario en desarrollo). Un bridge tap causa reflexiones en el extremo donde está abierto y produce caídas en la transferencia del loop al cual está conectado. Esta señal reflejada se mezcla con la señal original y puede confundir al modem, sin embargo, la mayoría de los modems solo escucharán la señal más fuerte e ignorarán a la más débil (la reflejada por el bridge tap).

Si en planta externa existen bridge taps, deberían ser removidos antes de instalar una conexión ADSL con el fin de limpiar la señal y no tener señales espurias. En Uruguay no se realizan instalaciones de este tipo, pero deberá tenerse en cuenta no dejar accidentalmente una línea con estas características.

Bobinas de Carga

Una bobina de carga es un dispositivo que se coloca en los loops locales cuando sus longitudes son mayores a 18000 pies (5.5 km), para aumentar las frecuencias que llevan señales de voz analógicas.

Estas bobinas de carga usualmente se colocan en intervalos de 3000 pies (915 m) desde cualquier terminación y también a 6000 pies (1.8 km). Se colocan para compensar las pérdidas de señal causadas por los bridged taps, pero tienen el inconveniente que causan distorsión a altas frecuencias cuando transportan información de datos digitales. Al igual que los bridged taps, estos deberían ser removidos de los pares trenzados antes de que pueda ser usado para cualquier transmisión digital, como lo son las tecnologías xDSL.

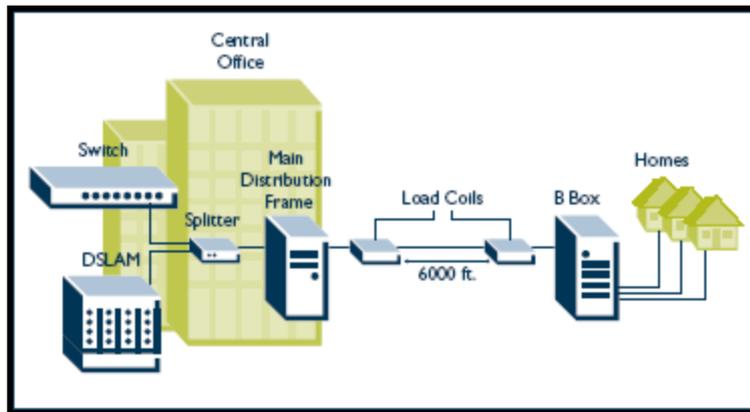


Fig.-2.20: Ubicación de las bobinas de carga.

Diafonía (Crosstalk)

La diafonía o crosstalk es una de las principales limitaciones para la transmisión de datos sobre los pares de cobre. La energía eléctrica transmitida a través de la línea de cobre como una señal modulada, también irradia energía en los pares de cobre de las líneas adyacentes. El término de diafonía se refiere al acoplamiento (inductivo o capacitivo) de una señal entre pares de un mismo multipar, provocando por desbalance en el par, permitiendo que la señal acoplada no se cancele por completo.

El torneado de los cables busca eliminar los efectos de la diafonía, ya que la señal acoplada en uno de los pares, proveniente del hilo-a de uno del par interferente, debería ser compensada por el acoplamiento de igual nivel y polarización opuesta, proveniente del segundo hilo (hilo-b). Muchas veces esta situación no es ideal, y se crea un desbalance en la línea. La cantidad de potencia acoplada depende tanto de la frecuencia como de la ubicación física relativa entre el par interferente y el par interferido. Se pueden catalogar, a estas ubicaciones relativas como: mismo cuadro, cuadro adyacente y otro cuadro del multipar. Los problemas de diafonía suelen ser mayores en cables aéreos, puesto que debido a requerimientos mecánicos poseen menor trenzado, o eventualmente ninguno.

Un criterio, para el diseño de un nuevo servicio, es el de considerar la compatibilidad espectral con los servicios ya instalados, y que conviven en un mismo multipar. Estos servicios, a los cuales se los denomina servicios protegidos, son: la voz, N-ISDN, HDSL, ADSL y VDSL. Se consideran dos situaciones: por un lado, la diafonía de los servicios existentes sobre un nuevo servicio, limitando la SNR alcanzable en el receptor, y por otro lado, la diafonía del sistema nuevo interfiriendo a los servicios existentes, obteniendo así la potencia máxima de transmisión y el alcance final.

Su estudio se puede enfocar de dos maneras, considerando un peor caso en cuanto a cantidad y tipo de interferentes, o considerando una situación típica de interferentes, la cual es menos conservadora, pero para lograr esto, se necesita una buena estimación de las futuras demandas del servicio para elegir la muestra.

De acuerdo a la ubicación de la fuente de señal y del receptor, se distinguen dos tipos: se le llama paradiafonía (NEXT, Near End Crosstalk) cuando se encuentran en el mismo extremo, y telediafonía (FEXT, Far End Crosstalk) cuando se encuentran en extremos opuestos.

Paradiafonía (NEXT)

Como se muestra en la figura 2.21, el Next recibido por el modem superior está compuesto por la suma de las señales acopladas en una de las líneas y propagadas hacia atrás. Cuando ambos sistemas usan la misma tecnología, a esta clase de diafonía se la denomina self-Next. El self-Next puede ser el tipo de diafonía más nocivo, pero a la vez el más fácil de evitar; siempre y cuando se tome un método de duplexado, en el cual, no se transmite y recibe al mismo tiempo y en la misma banda de frecuencias. Estos métodos son básicamente: TDM (Time Division Multiplexing: aplica distintos tiempos) y FDM (Frecuency Division Multiplexing: utiliza distintas bandas de frecuencia). En algunos sistemas, la transmisión y recepción simultanea en la banda, y en la misma frecuencia, es posible mediante el uso de canceladores de eco. Por otro lado, la diafonía Next en el mismo torón, proveniente de otros sistemas, no puede evitarse de ninguna manera.

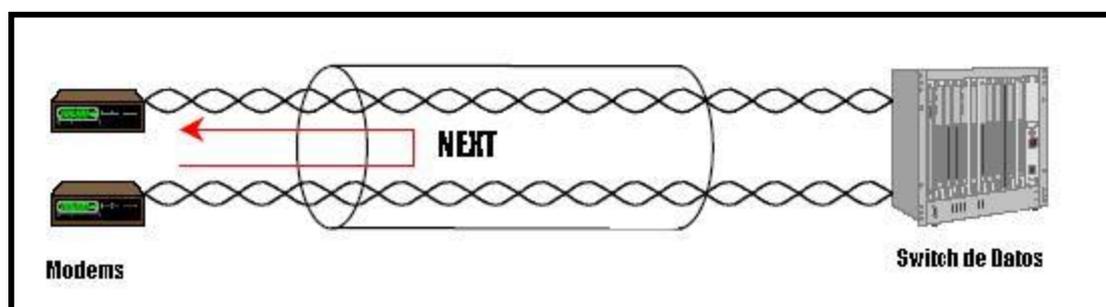


Fig.-2.21: Paradiafonía (NEXT).

El Next no depende del largo de la línea, pero si de la frecuencia (incrementándose unos 15dB por década), de características del cable en particular, así como de la cantidad y tipos de interferentes involucrados, y de la ubicación de estos en el multipar.

La deducción de su ecuación así como los parámetros de los cuales depende serán analizados en el próximo capítulo (Cap.3)

Telediafonía (FEXT)

El Fext es la segunda forma de telediafonía, proveniente del extremo opuesto. Generalmente es más débil que la señal acoplada por el Next, y por lo tanto, es despreciable frente a la presencia de Next. Sin embargo, en algunos casos toman mayor importancia, por ejemplo, cuando se está frente a una línea con un largo por debajo de los 500 metros, o cuando el Next está limitado por utilizar técnicas como FDM o TDM.

Las principales diferencias del Fext respecto al Next, están dadas por la dependencia de la primera, sobre la función de transferencia del canal y sobre su longitud de acoplamiento, ya que la señal acoplada debe viajar sobre la línea para llegar al extremo opuesto (Fig. 2.22).

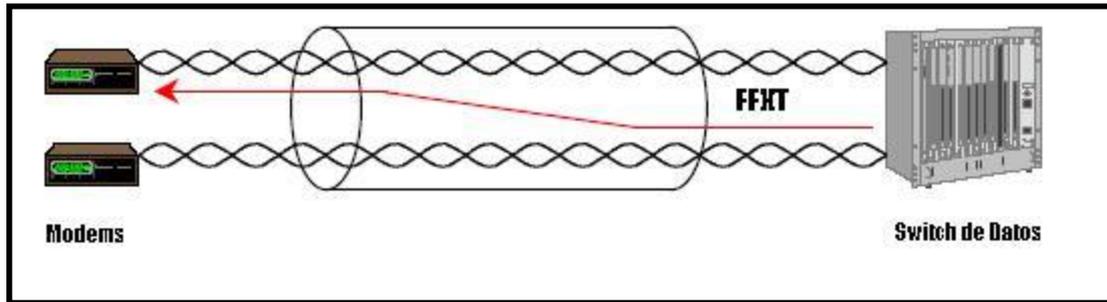


Fig.-2.22: Telediafonía (FEXT).

Al igual que le Next, el Fext depende de las características del cable, de la cantidad y tipos de interferentes involucrados, y de la ubicación de estos en el torón. Una característica relevante frente al Next, es que en muchos casos, los efectos de la interferencia Fext disminuyen con la frecuencia, a partir de cierto límite. Esto se debe a su dependencia de la función de transferencia. El rápido crecimiento de la atenuación del canal a frecuencia alta, es compensado por el efecto también creciente con la frecuencia del acoplamiento. Es por esta razón que el Fext cobra relativa importancia en líneas cortas, donde la atenuación es baja.

Ruido

La potencia total en una línea de transmisión está compuesta por señal y ruido. El ruido está siempre presente pero deberá mantenerse lo más bajo posible en relación con la señal. Se le llama ruido a las señales aleatorias e impredecibles que se generan dentro o fuera del sistema, distorsionando la señal que transporta la información. Dentro de esta calificación, se pueden distinguir cuatro tipos de ruido: ruido de fondo, ruido impulsivo, ruido interferente de radio frecuencia (RFI) y la diafonía analizada en la sección anterior.

Ruido Blanco Gaussiano Aditivo (AWGN)

El AWGN, se caracteriza por tener un espectro plano y una amplitud con distribución de probabilidad Gaussiana. Su origen es el ruido térmico generado por el movimiento arbitrario de los electrones en el conductor. Este ruido dependerá de la temperatura y de los materiales existentes en el circuito eléctrico. Existen otras dos contribuciones, que se las puede tratar como ruido blanco, pero que no son Gaussianas por naturaleza; aún así, es común que se las incluya dentro de esta categoría. Estas son el ruido de cuantificación y el ruido residual de eco, provocado por el cancelador.

El ruido de cuantificación es causado por las limitaciones de los sistemas digitales por no poder representar una señal analógica con exactitud infinita. El error incurrido por la finita exactitud en el proceso de digitalización (cuantificación) lleva a la generación de ruido blanco adicional. El ruido está estrechamente ligado a la cantidad de niveles de la cuantificación de la señal; cuanto mayor sea la cantidad de niveles (mayor cantidad de bits y mayor complejidad del sistema) menor será el ruido de cuantificación y mejor será la representación digital de la señal analógica.

La función del cancelador de eco es la sustraer de la señal recibida la señal transmitida debido al pasaje de cuatro hilos (dos hilos del receptor más dos hilos del transmisor) a

dos hilos de la línea. Las imperfecciones de este circuito generan un ruido residual, el cual se puede considerar blanco y Gaussiano.

Los efectos del AWGN sobre los sistemas dominados por la diafonía del tipo Next pueden llegar a ser despreciables pero aún así, pueden afectar la velocidad alcanzada. Especialmente en las frecuencias, donde los niveles de acoplamiento de señales son bajos, el AWGN fija un piso para la performance del sistema. Ahora bien al aumentar, la frecuencia, la diafonía resulta claramente dominante sobre este piso de ruido. Por otro lado, en escenarios donde no existe interferencia de otros servicios, el modelado de AWGN cobra relativa importancia, ya que será el factor limitante de la velocidad. El valor más usado en ADSL es de 140dBm/Hz aunque en algunas contribuciones de ETSI (European Telecommunication Standard Institute) recomiendan usar 120dBm/Hz, incluyendo un mayor margen en casos de ambientes especiales.

Ruido Impulsivo

El ruido impulsivo en una línea es la clase ruido menos comprendida hasta el momento. El problema principal es la irregularidad e intensidad en su aparición. No existen modelos analíticos fáciles de utilizar para este tipo de ruido, si bien recientemente ha habido esfuerzos en busca de simulaciones realistas, basados en medidas de estos impulsos.

El ruido impulsivo es típicamente originado por la influencia de elementos conmutadores eléctricos. Otra fuente de ruido la constituye la propia red telefónica (switches telefónicos, oxidación de las conexiones en la caja de empalmes, interrupciones, ruido de señalización).

Los parámetros que definen un ruido impulsivo son: el largo del pulso, el tiempo entre apariciones, y la amplitud del pulso. Ahora bien, encontrar un modelo genérico resulta muy difícil, ya que por un lado, la distribución del largo varía según la localidad. Por otro lado, los tiempos de aparición varían mucho según la tasa de llamada, y por ende de la hora. Por último la gran variedad de formas en los pulsos hace imposible un modelo representativo. La probabilidad que tiene un impulso de ocasionar un error depende de su voltaje, de su duración, del nivel de señal recibida (por lo tanto del largo de la línea) y del esquema de modulación utilizado. Como resulta muy difícil de modelar, el diseño en sistemas xDSL se basa generalmente en el uso de un margen de seguridad para contrarrestar sus efectos.

El ruido impulsivo se reconoce por tener una característica de pasabajo. La restricción de la implementación de la tecnología xDSL al uso de frecuencias por encima de los 35kHz disminuye los efectos del ruido impulsivo aproximadamente en 3dB. Este principio es el que usan tanto ADSL como VDSL. Por otro lado existen varios esquemas que buscan combatir el ruido impulsivo, los cuales pueden ser utilizados en combinación (como es el caso de ADSL).

Ruido de Interferencia de Radiofrecuencia (RFI)

Se refiere a la interferencia producida generalmente por emisoras de radiodifusión o equipos de radioaficionados. Su incidencia se ve favorecida por la utilización de cables aéreos sin trenzado y por la cercanía a las estaciones emisoras. En

particular pueden aparecer problemas en el tramo inicial de la acometida. Las bandas en las cuales se pueden presentar, pertenecen a la Onda Media (510kHz a 1600kHz). Estas bandas interfieren en los últimos subcanales del downstream de ADSL Full-Rate (ITU-T G.992.5) y con mayor medida en las tecnologías de ADSL2+ (ITU-T G.992.5).

En aquellos países donde esté licenciado el uso de bandas de Onda Larga (150kHz a 270kHz), también se podrá dar interferencia en los primeros subcanales del downstream.

Estas señales pueden estar moduladas en amplitud (AM), con un ancho de banda cercano a los 4kHz. Ahora bien, el esquema de modulación DMT utilizado por ADSL, es inherentemente robusto a la interferencia con ancho de banda angosto, ya que es capaz de anular la transmisión de datos en determinado subcanal contaminado de ruido, y por lo cual, es de esperarse que sea lo suficientemente inmune a este tipo de ruido.

Desbalance de la Línea

Las señales en los pares de cobre son transmitidas en modo diferencial, por tal motivo se diseñan los conductores y los equipos terminales para minimizar la componente en modo común (longitudinal conversion loss- LCL) que se crea a tierra.

El desbalance respecto a tierra hace que el sistema sea susceptible a interferencias externas, como la diafonía o RFI, las cuales son inyectadas en modo común en el circuito.

Este fenómeno se debe fundamentalmente a la falta de simetría en la composición de cada conductor que conforma el par telefónico. Los sistemas de transmisión deben soportar una determinada relación de señal en modo diferencial sobre modo común, en la banda de utilización. Un par de abonado con un valor de LCL inferior a 60dB no es recomendado para servicios DSL, dado que no presenta una suficiente inmunidad al ruido inducido.

2.5.1.2 Asymmetric Digital Subscriber Line Lite (ADSL Lite)

ADSL Lite, también conocida como Splitterless ADSL o ADSL Universal, buscó implementar una versión menos costosa, tanto para el fabricante como para el operador telefónico. Los menores requerimientos en complejidad, como ser, el transporte solo de datos ATM en lugar de ATM y STM, y menor consumo entre otros, permiten abaratar el costo de fabricación. Por otro lado, los menores requerimientos en velocidad, permiten que la interferencia sobre las líneas sea tolerable sin el uso de splitter en el abonado, reduciendo así, los costos del operador.

Esta implementación es publicada por la ITU-T, la recomendación G.992.2 o más conocida como G.Lite. En dicha recomendación se establecen las velocidades soportadas, de 64kbps a 1544kbps en el downstream, y de 32kbps a 512kbps en el upstream, mientras que los anchos de banda útiles pueden abarcar desde los 138kHz hasta los 552kHz, y desde los 25kHz hasta los 138kHz, respectivamente.

Estos ancho de banda corresponden a la versión FDM de G.Lite, mientras que permite una versión que utilice EC (canceladores de eco) utilizando para el downstream un ancho de banda mayor, desde los 25kHz hasta los 552kHz.

También se ha elegido DMT como el método de codificación para el estándar G.Lite. Básicamente, el código de línea DMT separa el canal de transmisión en subcanales o portadoras, modula en cada uno de ellos una señal QAM, con una cantidad de bits

proporcional a la SNR de dicho subcanal. En la norma la cantidad de bits se establece de 2 a 15 bits, pero los modems comúnmente no llegan a soportar más de 13 o 14 bits por banda.

La recomendación G.Lite permite instalar el ATU-R sobre el cableado doméstico, sin la necesidad del splitter. Para evitar que la alta frecuencia, proveniente de la señal ADSL, distorsione dentro del teléfono o interfiera la señal original de voz, es que se provee de microfiltros pasivos, pasabajos, de fácil instalación en cada aparato telefónico. De esta manera la única señal pasante será la propia señal de voz. Si bien el uso de microfiltros no es obligatorio, podrá solucionar mucho, los problemas en la calidad de la voz.

2.5.1.3 Asymmetric Digital Subscriber Line 2 (ADSL2)

En Julio del 2002, la ITU completó las G.992.3 y G.992.4, conocidas también como G.Dmt bis y G.Lite bis, respectivamente, los dos nuevos estándares de la colectividad de tecnologías ADSL llamadas ADSL2.

Los proveedores de servicios y los usuarios han jugado un rol clave en la terminación de estos nuevos estándares de ADSL2, dando un valioso feedback de trabajo de campo, que la ITU ha incorporado a los estándares en forma de nuevas funcionalidades y mejoras de performance. Como resultado de esto, ADSL2 será más amistoso para los usuarios y para las proveedoras de servicios, y promete continuar con el éxito de las tecnologías ADSL a través del resto de la década.

ADSL2 (ITU G.992.3 y G.992.4) agrega nuevas cualidades y funcionalidades mejorando la performance, la interoperabilidad, soporte para nuevas aplicaciones y para diversos escenarios de desarrollo. Estos cambios se traducen en mejoras en la transmisión de datos y alcances de performance como: cadencia de datos adaptable, diagnósticos y diferentes modos de funcionamiento de stand-by entre otros.

2.5.1.3.1 Mejoras en el Alcance y la Velocidad

ADSL2 ha sido especificado y diseñado para mejorar la velocidad de transmisión del ADSL estándar logrando mejor performance en líneas largas y en presencia de interferencia de banda angosta.

Este logra en el downstream y upstream velocidades de 12Mbps y 1Mbps respectivamente, dependiendo del largo de la línea y de otros factores. También mejora la eficiencia en la modulación, reduciendo el overhead en el entramado, logrando altas ganancias de código. ADSL2 provee además una mejor eficiencia en la modulación usando 4-dimensiones, 16-QAM y códigos de convolución (trellis-codes), logrando altas velocidades de transmisión en líneas largas donde la relación señal a ruido (SNR) es baja.

A diferencia de la primera generación de estándares de ADSL que por trama útil de datos tiene un número mínimo de bits de encabezado (overhead) de 32Kbps, en esta nueva generación de ADSL (ADSL2) los bits de encabezados pueden ser programables consumiendo desde 4Kbps hasta 32Kbps.

En líneas largas donde la transmisión de datos es baja, ADSL2 logra una ganancia de código alta utilizando códigos RS (Reed-Solomon). Esto es posible debido a la forma de entramado utilizada por esta nueva generación que mejora la flexibilidad y la programación en la construcción de las palabras de código RS.

Adicionalmente, tiene numerosas mejoras en el estado de inicialización que permiten aumentar las velocidades de transmisión. Por ejemplo incluye:

- Capacidades de reducción o recortar la potencia en ambos extremos de la línea para reducir el eco near-end y superar los niveles de crosstalk en las juntas o uniones de las líneas.
- Determinar la ubicación del tono piloto por el receptor y las portadoras utilizadas en los mensajes de inicialización por el transmisor y receptor para evitar canales nulos de los bridged-taps o interferencia de los radioaficionados (interferentes de banda angosta AM).
- Control de la duración del estado inicial tanto por el receptor como en el transmisor para permitir un óptimo entrenamiento en sus funcionalidades de procesamiento de señales.
- Determinar las portadoras usadas en los mensajes de inicialización por el receptor y para evitar canales nulos provenientes de los bridged-taps o interferencia de las emisoras de AM.
- Mejoras en la identificación del canal durante las fases de descubrimiento del canal e inicio de transmisión en la etapa de inicialización.
- Tonos deshabilitadores para facilitar el bloqueo de radio interferente (RFI).

En la figura 2.3, se muestra la velocidad y el alcance de los sistemas ADSL2 comparado con los estándares de la primera generación.

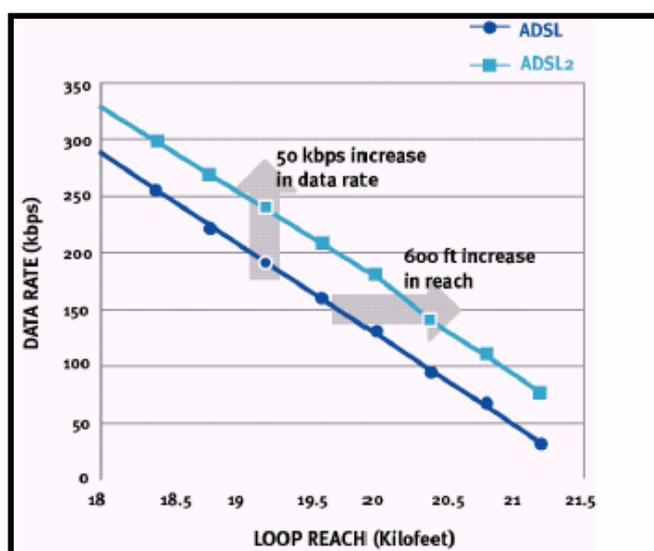


Fig.-2.3: Los sistemas ADSL2 dan una mejora en alcance de unos 600 pies(183m).

Como se puede apreciar en el gráfico los sistemas ADSL2 en líneas largas proveen un aumento de 50Kbps para el downstream y upstream un aumento muy significativo para todos los clientes o usuarios. Este aumento en la tasa de transmisión resulta en un aumento del alcance de unos 600 pies (183m), que se traducen en un aumento del área de cobertura en un 6%.

2.5.1.3.2 Diagnósticos

Determinar las causas de los problemas de los consumidores de servicios de ADSL ha sido un desafiante obstáculo durante los tiempos de desarrollo de esta tecnología. Para evadir este problema, los transceptores ADSL2 han sido dotados con extensas capacidades de diagnóstico.

Estas capacidades de diagnóstico proveen herramientas para la resolución de problemas durante y después de la instalación y monitorear su performance mientras está en servicio. Para el diagnóstico y la resolución de problemas estos trancptores permiten por ejemplo: medir el ruido de la línea, la atenuación del bucle y la SNR en ambos extremos de la línea. Estas medidas pueden ser colectadas u obtenidas usando un modo especial de diagnóstico aún cuando la calidad de la línea es muy pobre para completar la conexión ADSL.

Adicionalmente, ADSL2 incluye capacidades de monitoreo de la performance en tiempo real, que provee información sobre las condiciones de calidad y ruido de las líneas en ambos extremos. Esta información es interpretada por software y es usada por los proveedores del servicio para determinar la calidad del servicio y prevenir futuros fracasos del servicio. También puede ser usado para determinar si se le puede ofrecer a un cliente servicios de velocidades más altas en transmisión.

2.5.1.3.3 Prestaciones en la Potencia:

La primera generación de transceptores ADSL operan en modo de plena potencia día y noche, aún cuando el servicio no esta en uso. Con millones de modems funcionando a plena potencia, un gran monto de energía puede ser ahorrado si estos funcionaran en un modo stand-by como lo hacen las computadoras. Esto también salvaría la potencia utilizada por aquellos transceptores que operan en pequeñas unidades remotas y cabinas DLC (digital loop carrier) que operan bajo estrictos requerimientos de disipación de calor.

Para abordar esta problemática, los estándares de ADSL2 traen dos modos de funcionamiento para administrar la potencia que ayudan a reducir o evitar el consumo excesivo de potencia mientras se esta haciendo uso de la conexión, dependiendo de las acciones del usuario. Ver figura 2.4.

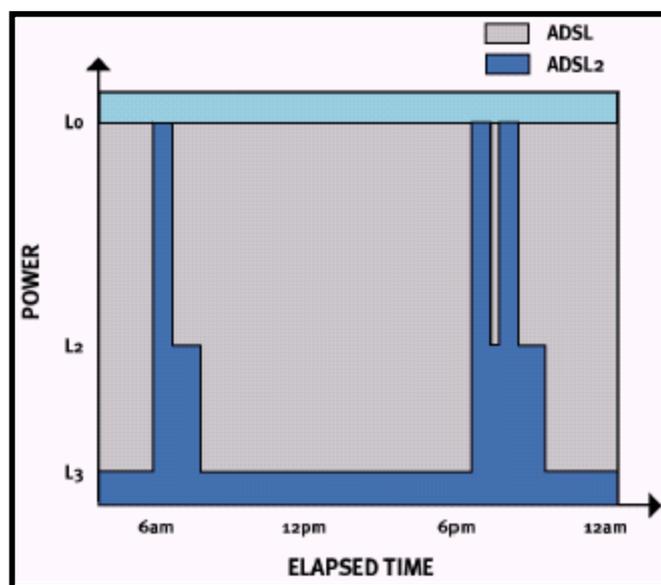


Fig.-2.4: El modo L2 de potencia le permite a un modem ADSL2 moverse rápidamente desde el modo operación L2 al L0 y volver sin errores de bits.

Modo de Baja Potencia L2:

Este modo permite minimizar el consumo potencia estática en la unidad transceptora en la oficina central o ATU-C entrando y saliendo del este modo, basándose en el estado del tráfico de la red (Internet) en la conexión.

El modo L2 es una de las innovaciones más importantes del estándar ADSL2. Como se mencionó anteriormente estos pueden entrar y salir de este modo basándose en el tráfico en la Internet durante la conexión. Cuando se bajan grandes archivos, ADSL2 opera a plena potencia (llamado modo plena potencia L0) de manera de maximizar la velocidad de transferencia o de bajada. Cuando el tráfico en Internet baja, como por ejemplo cuando un usuario está leyendo un texto largo en una página, ADSL2 pasa a funcionar en modo de baja potencia L2, en el cual la tasa de transmisión de datos es significativamente decreciente y el consumo de potencia es reducido.

Mientras se está en el modo L2, los sistemas ADSL2 pueden instantáneamente pasar a funcionar en modo L0 e incrementar a la máxima velocidad de transmisión tan pronto como el usuario inicie una bajada de archivos. Los mecanismos de entrada/salida y las adaptaciones en las tasas de datos son transparentes al usuario sin interrumpir el servicio ni generar errores en la transmisión.

Modo de Baja Potencia L3:

Este modo permite evitar excesos en el consumo de potencia en el ATU-C y en el ATU-R entrando en un modo stand-by o sleep cuando la conexión no esta siendo utilizada por extensos períodos de tiempo.

El modo L3 es un modo de stand-by o sleep, donde no hay tráfico en la conexión ADSL cuando el usuario no está en línea. Cuando el usuario retorna en la línea o hace uso de la misma al sistema ADSL le toma tan solo tres segundos “re- inicializarse” o entrar en servicio nuevamente.

2.5.1.3.4 Tasas de Datos Adaptiva

Las líneas telefónicas están agrupadas en un multipar, conteniendo 25 o más pares. Al estar dispuestos de esta manera aparecen varios fenómenos entre los pares adyacentes como diafonías por acoplamiento capacitivo y ruido interferente de origen electromagnético (figura 2.5).

Este fenómeno es conocido como “crosstalk” y ocasiona que la performance en la tasa de transmisión de datos baje considerablemente. Como resultado de esto, si los niveles de crosstalk aumentan puede llegar a ocasionar la pérdida de conexión. El crosstalk es solo uno de los efectos que pueden llegar a hacer que se pierda la conexión, otros son las emisoras de AM, cambios de temperatura, etc.

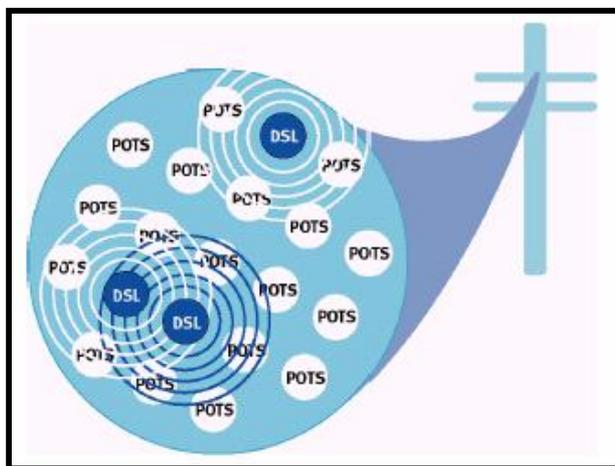


Fig.-2.5: Cuando varios pares son agrupados juntos pueden causar crosstalk, forzando potencialmente a que los sistemas ADSL pierdan la conexión.

ADSL2 para solucionar este problema adapta la tasa de datos en tiempo real. Esta innovación es llamada SRA (Seamless Rate Adaptation), la cual permite a los sistemas ADSL2 cambiar la tasa de datos en la conexión mientras está en operación, sin interrupción del servicio y sin errores de bits.

ADSL2 simplemente detecta los cambios en el canal, por ejemplo, cuando una emisora AM apaga su estación transmisora por la noche, el sistema adapta entonces la tasa de datos ya que detecta una mejora en la condición del canal (no hay interferencia), y lo hace de manera totalmente transparente para el usuario. SRA esta basado en el desapareo de la capa de modulación y la capa de entramado de los sistemas ADSL2. Este desapareo le permite a la capa de modulación cambiar los parámetros de transmisión sin modificar los parámetros de la capa de entramado quienes podrían causar que los modems pierdan sincronización resultando en la pérdida de sincronización de trama y en errores de bits incorregibles o el reinicio del sistema. SRA usa sofisticados procedimientos de reconfiguración en línea (OLR) para cambiar la tasa de transmisión de datos de la conexión.

El protocolo usado por SRA funciona como sigue:

1. El receptor monitorea la SNR del canal y determina el cambio en la tasa de datos necesaria para compensar los cambios en las condiciones del canal.
2. El receptor envía un mensaje al transmisor para iniciar un cambio en la tasa de transmisión de datos. Este mensaje contiene todos los parámetros de transmisión necesarios para transmitir a la nueva tasa. Estos parámetros incluyen el número de bits modulados y la potencia de transmisión utilizada en cada subcanal.
3. El transmisor envía una señal de 'sync-flag' (bandera de sincronización), la cual es usada como marca para designar el tiempo exacto en el cual serán usados los nuevos parámetros y la nueva tasa de transmisión.
4. La bandera es detectada por el receptor y ambos transmisor y receptor se adecuan a los nuevos requerimientos de manera transparente.

2.5.1.3.5 Garantía de Altas Velocidades

Un requerimiento común entre las portadoras es la habilidad de proveer diferentes acuerdos en niveles de servicios (SLAs) a los diferentes clientes.

Las tasas de transmisión para los hogares y negocios pueden ser aumentadas significativamente agrupando múltiples líneas telefónicas. Para lograr este agrupamiento, los sistemas estandarizados de ADSL2 soportan el multiplexado inverso de ATM (IMA) desarrollado por la tradicional arquitectura de ATM. A través de IMA los sistemas ADSL2 pueden unir dos o más cables de cobre en un enlace ADSL.

Lo que se logra como resultado es obtener una mayor flexibilidad con la transmisión de datos en el downstream (figura 2.6).

El estándar IMA especifica una nueva subcapa que reside entre la capa física de ADSL (PHY) y la capa ATM. Del lado del transmisor, esta subcapa, llamada subcapa IMA, toma una corriente de datos ATM de la capa de ATM y distribuye esta corriente en las múltiples capas ADSL o ADSL PHYs. Del lado del receptor, la capa IMA toma las celdas ATM de las múltiples capas ADSL PHYs y reconstruye la corriente de datos ATM original.

La subcapa IMA especifica un entramado IMA, protocolos y funciones de administración y gerenciamiento que son usadas para llevar a cabo estas operaciones cuando las capas PHY están con errores, desincronizadas o con diferentes retardos. Para trabajar sobre estas condiciones, los estándares IMA también requieren de modificaciones de las funciones de los estándares ADSL PHY como descartar las celdas retrasadas o con errores en el receptor. Los sistemas ADSL2 incluyen un modo de operación en IMA para proveer las modificaciones necesarias a las PHYs para trabajar en forma conjunta con ADSL.

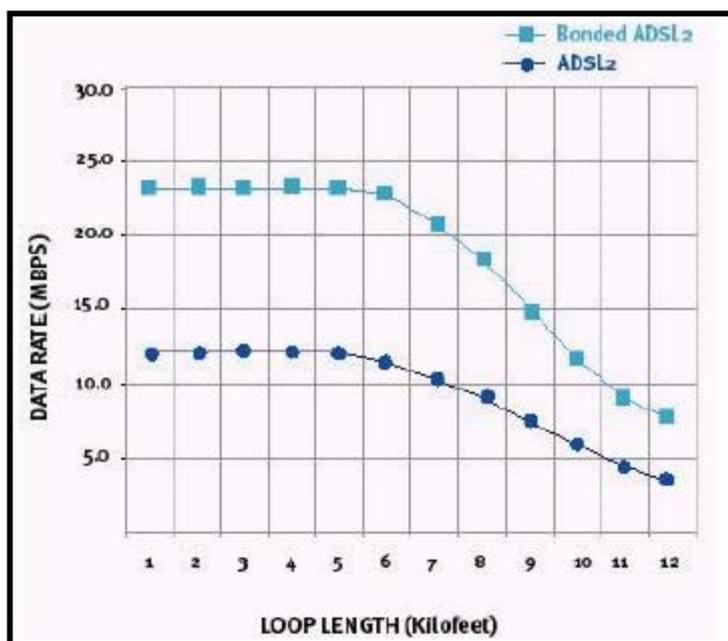


Fig.-2.6: Varias líneas telefónicas pueden ser agrupadas para multiplicar la tasa de datos.

2.5.1.3.6 Canalización y Voz Canalizada sobre DSL (CvoDSL)

ADSL2 provee la habilidad de partir o dividir el ancho de banda disponible en diferentes canales con diferentes características de enlace para diferentes aplicaciones. Por ejemplo, ADSL2 permite simultáneamente soporte para aplicaciones de voz, que tendría una baja latencia pero requerimientos altos en cuanto a errores, y aplicación de datos, que tendrían una alta latencia pero bajos requerimientos en lo que a errores se refiere.

La capacidad de canalización también provee soporte para la canalización de la voz sobre la conexión DSL (CvoDSL), un método para transportar de forma transparente líneas derivadas de tráfico de voz en TDM sobre bandas DSL. CvoDSL reserva canales de 64 Kbps del ancho de banda DSL (figura 2.7) para enviar PCM DS0 desde el modem DSL hasta la oficina central remota. El equipo de acceso luego transmite la voz (DS0) directamente al switch o conmutador vía PCM.

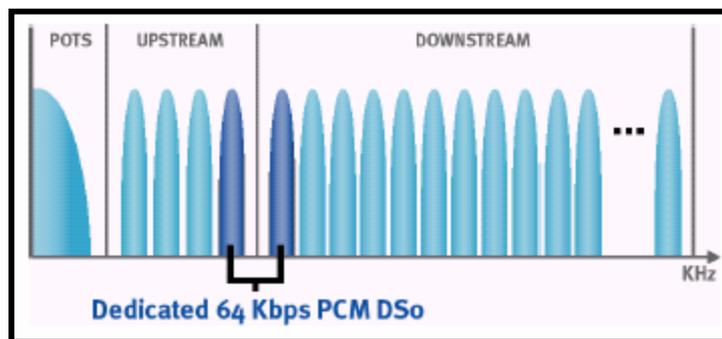


Fig.-2.7: Ancho de banda de los canales dedicados (CvoDSL) para el transporte de voz TDM.

2.5.1.3.7 Algunos Beneficios Adicionales

Los sistemas ADSL2 proveen otras habilidades importantes que son muy beneficiosas como:

- Mejora la interoperabilidad: aclaraciones y adiciones al estado inicial mejoran la interoperabilidad y proveen una mejor performance cuando se conectan transmisores ADSL a diferentes equipos proveedores.
- Comienzo Rápido: ADSL2 provee un modo de operación inicial rápida que reduce el tiempo de inicialización desde los 10 segundos (como es requerido por ADSL) a los 3 segundos.
- Modo Digital: ADSL2 posee un modo opcional que permite la transmisión de datos ADSL en el ancho de banda vocal, agregando 256Kbps a la velocidad de subida o upstream. Esto es un gran atractivo para los negocios que tienen los servicios de voz y datos en diferentes líneas telefónicas, y valoran un extra en el ancho de banda de subida.
- Soporte de Servicios de Paquetes: ADSL2 incluye un modo de operación de transmisión en paquetes, esto permite por ejemplo que servicios de paquetes como Ethernet, puedan ser transportados sobre una conexión ADSL2.

2.5.1.4 Asymmetric Digital Subscriber Line 2+ (ADSL2+)

En enero del 2003 [6], como los usuarios del ADSL estándar basados en la primera generación pasaron los 30 millones de usuarios, la G.992.5 se unió a la familia de ADSL2 como ADSL2+.

Este agregó muchas cualidades y mejoras en forma de anexos a sus antecesores mencionados en la sección anterior.

Este nuevo estándar duplica el ancho de banda para la transmisión de datos en el downstream logrando tasas de 20Mbps en líneas telefónicas de hasta 5000 pies. Las soluciones de ADSL2+ serán comúnmente multimodo interoperando con ADSL y ADSL2. Permitirá que las redes de los proveedores de servicios evolucionen para soportar servicios avanzados como video en una forma muy flexible, ofreciendo soluciones tanto para líneas cortas como para líneas largas.

Mientras los dos primeros estándares de la familia ADSL2 especifican un ancho de banda de bajada que va hasta 1.1MHz y 552 KHz. respectivamente, ADSL2+ especifica las frecuencias para el downstream hasta los 2.2MHz (Ver Figura 2.9).

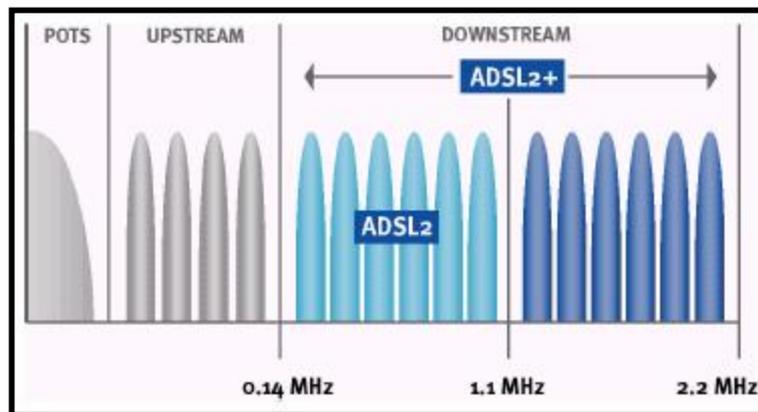


Fig.-2.9: ADSL2+ duplica el ancho de banda usado en el Downstream.

Este resultado se traduce en un significativo aumento en la velocidad de transmisión de bajada en líneas cortas (figura 2.10). En lo que respecta a la velocidad de subida o upstream este llega a los 1Mbps dependiendo e las condiciones de los bucles.

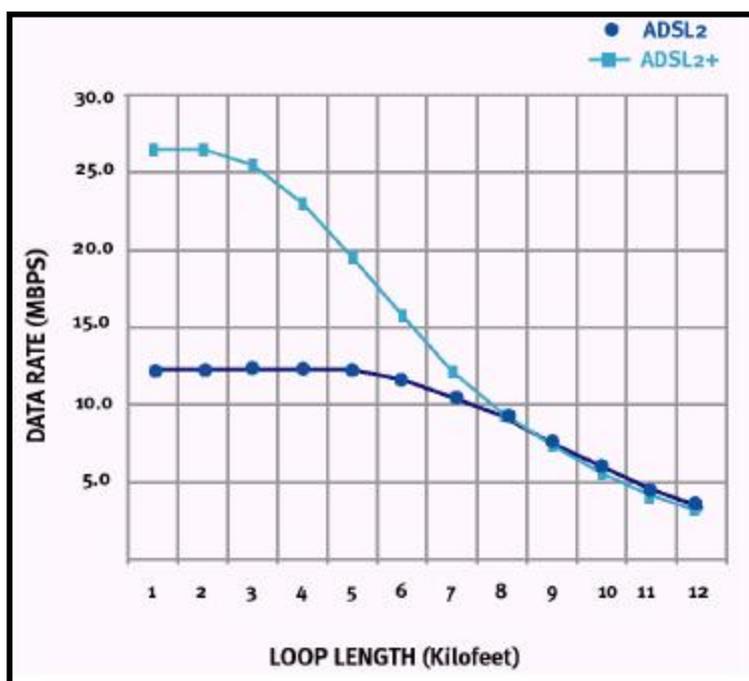


Fig.-2.10: ADSL2+ duplica la tasa máxima de transmisión de datos en el Downstream.

ADSL2+ también puede ser usado para reducir el crosstalk, este provee la capacidad de usar solamente tonos entre 1.1MHz y 2.2MHz enmascarando las frecuencias del downstream por debajo de los 1.1MHz. Esto es particularmente útil cuando los servicios ADSL de ambos, la oficina central (CO) y la terminal remota (RT), están presentes en la misma unión cuando se aproximan a la casa de los clientes (figura 2.11).

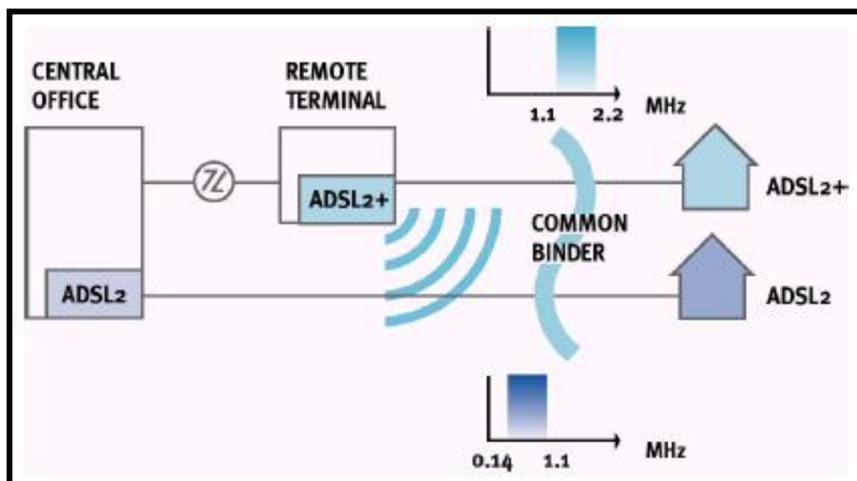


Fig.-2.11: ADSL2+ puede usarse para reducir el crosstalk.

La interferencia o crosstalk de los servicios ADSL desde las terminales remotas en las líneas de la oficina central, puede empeorar significativamente la velocidad de transmisión de datos. Este problema se pueden corregir usando frecuencias por debajo de los 1.1MHz de la Oficina Central hasta la terminal remota, y frecuencias entre los 1.1MHz y 2.2MHz de la terminal remota hasta el cliente. Esto eliminará la mayoría del crosstalk entre los servicios y preservará la velocidad de transmisión en la línea de la oficina central.

2.5.1.5 Asymmetric Digital Subscriber Line 2++(ADSL2++)

ADSL2++, todavía está en vías de estandarización, su propósito es incrementar la tasa de transmisión de datos en el downstream hasta los 53Mbps extendiendo la máxima frecuencia utilizada por el downstream hasta los 3.75Mhz.

2.5.2 DSL Simétricos

El tráfico en Internet es mayoritariamente asimétrico ya que los usuarios bajan más información (downstream), de la que suben (upstream). Pero existen otras aplicaciones para las cuales es más eficiente tener un enlace simétrico, como lo son: VoDSL (Voice over DSL), Servidor Web, video conferencia, VPN (Virtual Private Networks), acceso remoto a LANs, servicios peer to peer, entre otros. A continuación haremos una breve descripción de los servicios DSL simétricos más conocidos o difundidos, presentando sus características más relevantes:

2.5.2.1 High data rate Digital Subscriber Line (HDSL)

HDSL es una tecnología que provee tasas de datos simétricas y fue creado como una alternativa de los servicios E1 y T1. Típicamente los modems HDSL fueron diseñados para trabajar a velocidades fijas, algunas velocidades comunes de operación son 784kbps, 1544Mbps y 2048Mbps. Las dos últimas corresponden a los valores de las líneas T1 y E1 respectivamente.

Es entonces, con el objetivo de proveer enlaces T1/E1 sin la necesidad de repetidores, se implementó esta técnica que consiste en repartir la tasa de información requerida por el servicio, en dos o tres pares. Al hacer esta división, e incrementar la cantidad de bits por símbolo, la tasa de señalización y por ende el ancho de banda necesario, pudo ser reducido permitiendo alcances de líneas mayores. Se recuerda que los servicios T1/E1 utilizaban una codificación AMI y HDB3 respectivamente con una eficiencia espectral de 1 bit/Hz, los cuales consumen un mayor ancho de banda y requieren de repetidores para líneas largas. Cuando HDSL fue especificada en 1992, se optó por 2B1Q como código de línea, aprobándose posteriormente CAP como alternativa. Así como en ISDN, se implementa cancelación de eco para soportar una transmisión en modo full duplex. Las normas que describen la interfaz física de este servicio corresponden a la recomendación ITU-T G.991.1, y a la recomendación ETSI ETR-152.

HDSL usa modulación 2B1Q, transmite pulsos con cuatro niveles posibles, donde cada símbolo se representa con dos bits. Debido a que se trata de una codificación bandabase, no es capaz de coexistir con el servicio de voz. Los tranceptores pueden utilizar dos o tres pares. Las primeras implementaciones de HDSL E1 basadas en 2B1Q, dividían el servicio en tres pares, para poder lograr las distancias requeridas. A medida que la tecnología avanzó se migró a una implementación sobre dos pares, como la implementada para T1.

2.5.2.2 High data rate digital Subscriber Line (HDSL2)

Con el avance en la fabricación de integrados, surgió un gran interés en implementar lo que se dio a llamar HDSL2, que consiste en HDSL sobre un solo par. Este avance, fue lo que posible con el agregado de complejidad computacional en los transceptores, tanto en la codificación como en la ecualización.

Las recomendaciones americanas se inclinaron por una modulación en bandabase (TC-PAM), mientras que las recomendaciones europeas propusieron un esquema de modulación pasabanda (DMT o CAP/QAM).

Este último esquema tiene la ventaja de permitir la transmisión por el mismo par de cobre, el canal analógico de voz, lo cual lo hacia interesante.

En principio el cambio de dos pares a un solo par significa un beneficio cuyo costo es el alcance máximo de la línea. Al dividir la información a transmitir en dos pares, los sistemas HDSL operan a menores frecuencias, resultando en un alcance mayor que los sistemas HDSL2.

2.5.2.3 Symmetric Digital Subscriber Line (SDSL)

Tanto HDSL como HDSL2 emplean velocidades de transmisión fijas, por lo que no permiten extender la cobertura a costo de una disminución en la velocidad. De esta forma surge SDSL como una continuación del esfuerzo de investigación en HDSL2, permitiendo mayores alcances dado que soporta múltiples velocidades. Dado la falta de una convención formal de nombres en la industria, el término SDSL se ha vuelto más genérico, y está siendo utilizado para referirse a servicios simétricos sobre un único par, y a una variedad distinta de velocidades, que van desde 128kbps hasta 2.3Mbps. Actualmente no existe un estándar aprobado para SDSL, pero en general, sus implementaciones más difundidas se basan en un esquema 2B1Q para la codificación, si bien, existen otras implementaciones que utilizan otros códigos de línea, como ser PAM-16, PAM-8 o incluso CAP.

2.5.2.4 Symmetric High bit rate Digital Subscriber Line (SHDSL)

SHDSL, también conocido como G.SHDSL, fue la primera de las conexiones DSL muti-rate en ser estandarizada. En Diciembre del 2003, la ITU-T creó la recomendación G.991.2 referida a transceptores de línea de abonado digital de alta velocidad de un solo par.

SHDSL logra, para un solo par de hilos, velocidades de transporte de datos útiles entre 192kbps y 2.312Mbps. Existen ampliaciones opcionales que aumentan estos valores hasta 5696kbps. Esto obviamente depende de la distancia de la conexión. Se pueden alcanzar los 2312kbps en conexiones de hasta 3km y 192kbps en conexiones de hasta 6 km. Existe la opción de utilizar esta recomendación hasta con 4 pares de hilos, con ello se lograría una velocidad de transmisión de hasta 9632kbps.

Debido a la necesidad de transmisión de datos a grandes distancias, se pueden colocar hasta 8 repetidores por par de cobre para lograr conexión en lugares remotos. Para poder aumentar la distancia se transmite SHDSL en banda base lo que interfiere con la banda vocal usada en POTS.

Ofrece una performance superior que la que ofrecen otros servicios simétricos como son: SDSL, HDSL, HDSL-2, como así también una interoperabilidad abierta y capacidad de multiservicios que pueden ser suministrados a través de un solo par de cobre. Fue implementado para operar en un rango de frecuencias, permitiendo simultaneidad de interacción con el resto de los servicios DSL sin interferir entre ellos. Es un estándar de capa física que tiene la versatilidad de soportar TDM, ATM, Frame Relay y otros protocolos de capa de red.

2.5.3 Very High bit rate Digital Subscriber Line (VDSL)

VDSL es capaz de proveer las tasas de transmisión más alta de las tecnologías xDSL, soportando velocidades de transmisión asimétricas en el downstream, de hasta 52Mbps y de 6.4Mbps para el upstream, sobre distancias cortas (unos 300mts). Este puede brindar servicios asimétricos como simétricos. La tasa de datos para servicios simétricos es de 13Mbps en cada dirección.

Su banda de transmisión comprende desde los 300kHz hasta los 11.04MHz, con un espectro de potencia de -60dBm/Hz, fuera del espectro de frecuencias de las emisoras de AM y radioaficionados, no pudiendo superar los -80dBm/Hz. Su potencia máxima de transmisión está definida en los 11.5dBm. Como el espectro utilizado comienza a partir de los 300kHz, esto permite soportar en la misma línea VDSL, el servicio de voz tradicional así como el servicio ISDN. Otra ventaja de fijar este valor para el límite inferior de la banda, es que minimiza los efectos de la diafonía provenientes de otros servicios como los HSDL, ya que caen rápidamente a esa frecuencia, y además se hacen más robustos al ruido impulsivo al no usar las bajas frecuencias.

Esta tecnología fue pensada, para brindar servicios de televisión digital al usuario final, así como otros servicios de banda ancha. Debido a las cortas distancias consideradas, ya no será posible proveer este servicio simplemente desde la oficina central (CO), y será necesaria una infraestructura híbrida, en el cual se extienda el acceso de fibra óptica hasta la caja de distribución. Desde sus comienzos, su implementación depende de que sea utilizada en conjunto con el tendido de fibra óptica hasta el vecindario (FTTC Fiber to the Curb), punto desde el cual serían tendidos o reutilizados, los pares de cobre existentes. Debido al lento desarrollo de los proyectos de FTTC, por los costos involucrados, la investigación en VDSL también se ha demorado, y aún hoy se trata de una tecnología en prueba y en vías de estandarización. Hasta el momento hay presentes cinco organizaciones o foros estándares, trabajando en VDSL: ANSI group T1.E14, ETSI, DAVIC, ATM Forum y el ADSL Forum.

No se podrá emplear un código de línea bandabase dado que se debe mantener la compatibilidad con los servicios de voz e ISDN. Actualmente los códigos de línea propuestos son: CAP, DMT, DWMT (Discrete Wavelet Multitone Modulation) y SLC (Simple Line Code).

2.6 Tabla Comparativa de los Servicios DSL y sus Aplicaciones

<i>Tipo de DSL</i>	<i>Máxima tasa en el Downstream</i>	<i>Máxima tasa en el Upstream</i>	<i>Máxima largo del cable (aprox)</i>	<i>Aplicaciones del cliente</i>
Servicios Asimétricos				
ADSL Asymmetric Digital Subscriber Line	Hasta 10Mbps	Hasta 1Mbps	5.5km (18000ft).	Hogares y pequeñas oficinas que requieren de rápidas velocidades de bajada para VoD, acceso a Internet, compras desde el hogar, acceso a Lan remotas, acceso multimedia, etc.
ADSL Lite Asymmetric Digital Subscriber Line Lite	Hasta 1.5Mbps	Hasta 384kbps	5.5km (18000ft).	Usuarios residenciales y pequeñas oficinas requiriendo aplicacione plug & play.
ADSL2 Asymmetric Digital Subscriber Line 2	12Mbps	Hasta 1Mbps	5.5km (18000ft).	Usuarios requiriendo grandes anchos de banda, como para servicios de video de alta definición.
ADSL2+ Asymmetric Digital Subscriber Line 2+	20Mbps en cortas distancias.	Hasta 1Mbps	5.5km (18000ft).	Usuarios requiriendo grandes anchos de banda y que estén relativamente cerca de la CO.
ADSL2++ Asymmetric Digital Subscriber Line 2 ++	52Mbbs en cortas distancias			Usuarios requiriendo grandes anchos de banda como para servicios de televisión digital, pero que estén relativamente cerca de la CO.
Servicios Simétricos				
HDSL High data rate Digital Subscriber Line	1544 Mbps (T1) 2048 Mbps (E1)	1544 Mbps (T1) 2048 Mbps (E1)	3.7km (12000 pies) con dos líneas para T1 y tres para E1.	Para datos. No permite conexión telefónica en la misma línea.
SDSL Symmetric Digital Subscriber Line	<i>2.3 Mbps</i>	<i>2.3 Mbps</i>	<i>3km (10000 ft)</i>	Predios de usuarios individuales con una línea telefónica simple.
SHDSL Symmetric High bit rate Subscriber Line	2.3Mbps (1 par)	2.3Mbps (1 par)	3km (9800 ft) a 2.3Mbps.	Aplicaciones de empresas requiriendo un gran ancho de banda.
	4.6Mbps (2 pares)	4.6Mbps (2 pares)	5km (16400ft) a 2.3Mbps.	
Servicios Simétricos y Asimétricos				
VDSL Very High bit rate Digital Subscriber Line	Simétrico 10Mbps	10 Mbps	1.3km (4200ft)	Para grades campus o universidades o grandes compañías a cortas distancia del gabinete de fibra. Aplicaciones en VPNs, video en demanda, telemedicina, video conferencia, broadcast televisivo,etc.
	Asimétrico hasta 52Mbbs en cortas distancias	1.5Mbps	0.3km (1000ft)	

Referencias Capítulo 2

Bibliografía:

- [1]-“ADSL/VDSL Principles”, Dr. Dennis J. Rauschmayer. Macmillan Technology Series, ISBN 1-57870-015-9. Copyright 1999.
- [2]- “ADSL, VDSL and Multicarrier Modulation”, J. Bingham, Wiley Inter-Science, ISBN 0-471-29099-8, Mayo 2000.
- [3]-“Understanding Digital Subscriber Line Technology”, Thomas Starr, John M. Cioffi, Peter J. Silverman.
- [4]-“Caracterización de la planta externa para su uso a altas velocidades”, Convenio ANTEL-FING, Septiembre 2002.

Normas y Estándares:

- [8]-“ATM over ADSL Recommendation”, TR-017, DSL Forum. Mayo 1999.
www.dslforum.org/techwork/tr/TR-017.pdf

Páginas Web:

- [5]-“ADSL Tutorial”, Mathew J.Longlais, University of New Hampshire Interoperability Laboratory. Mayo 2002.
www.iol.unh.edu/consortiums/adsl/groupptest/mar_14_2005gtp/logistics.v1.4.pdf
- [6]-“Signal Processing in Communications I: xDSL”, Samuel Sheng, Phd.D Data Path Systems, Inc. Agosto 1999.
www.hotchips.org/archives/hc11/1_Sun/hc99.t1s2.sheng.pdf
- [7]- “DSL White Papers”, Allied Telesyn International Ltd, New Zeland. Agosto 2004.
www.alliedtelesyn.com/corporate/media/whitepapers/dsl_wp_a.pdf

Capítulo 3.

Transmisión sobre el par de cobre

3.1 Introducción:

En éste capítulo veremos la teoría de líneas de transmisión sin detenernos en los cálculos detallados, ya que estos se pueden consultar en la bibliografía del proyecto o en el convenio de ANTEL-FING [1], con la intención de mostrar las características más notables de una línea de transmisión desde un punto de vista teórico.

Luego veremos los ruidos y señales interferentes que afectan los servicios x.DSL sobre el par de cobre, estudiando brevemente el acoplamiento entre pares y diferenciando entre las interferencias del mismo tipo de servicio y de otro tipo de servicio. Por último se verán las técnicas de modulación presentes en los sistemas x.DSL (CAP y DMT) pero haciendo mayor énfasis sobre DMT (Dual Multi Tone) que es la técnica por excelencia utilizada en los sistemas x.DSL.

El material de este capítulo se obtuvo de: [1],[2],[3],[4],[5] y [6]

3.2 Teoría de líneas de transmisión (Par de Cobre):

Para realizar el objetivo final de prediseñar un simulador de línea, obviamente debemos tener una forma de analizar las líneas que éste simulará para estudiar luego los parámetros que a nuestro entender parezcan los más relevantes. Dado que no se poseen líneas reales para su análisis, y que sería imposible efectuar un relevamiento de todos los escenarios existentes, debemos tener un modelo que represente la realidad. Para ello presentamos la teoría de línea de transmisión que nos permitirá obtener un modelo de una línea real basado en un modelo de cuadripolo equivalente.

Para la cuantificación de las líneas de abonados, existen modelos aproximados de las características de transmisión del cable en función de la frecuencia. Es aquí que introducimos la teoría de líneas de transmisión. Para analizar diferentes configuraciones de pares de abonados que se pueden presentar en la red de acceso, por ejemplo pares con bridged taps que luego definiremos, o pares conformados por tramos con distintas características físicas o eléctricas (empalmes entre pares de diferentes fabricantes, calibres, aislaciones, etc), se modela el par de abonado a partir de la teoría de línea de transmisión y a partir de ella se logra estudiar sus características eléctricas (constantes primarias) y los principales parámetros de transmisión que la caracterizan (constantes secundarias).

3.2.1 Características físicas de la línea:

3.2.1.1 Parámetros primarios (RLCG)

Los pares de línea existentes en la red de acceso hoy en día pueden ser modelados correctamente dentro del rango de frecuencias que van desde DC hasta 30 MHz mediante el uso del modelado por cuadripolo equivalente a partir de los parámetros primarios (RLCG) o de los parámetros secundarios (ABCD). Para comenzar presentaremos el modelado mediante los parámetros primarios de la línea. Este es un modelo de línea distribuido o sea a partir de parámetros distribuidos de la línea que dependen del largo de la línea.

En la figura 3.1 se puede ver que una línea de transmisión se puede modelar por su cuadripolo equivalente a partir de la resistencia por unidad de longitud, la autoinductancia por unidad de longitud, la capacidad por unidad de longitud y la admitancia por unidad de longitud. Para ello “partimos” la línea en secciones de longitud dx desde el punto x hasta el punto $x + dx$. Con lo cual un segmento de línea puede ser visto como una serie de secciones de longitud infinitesimal.

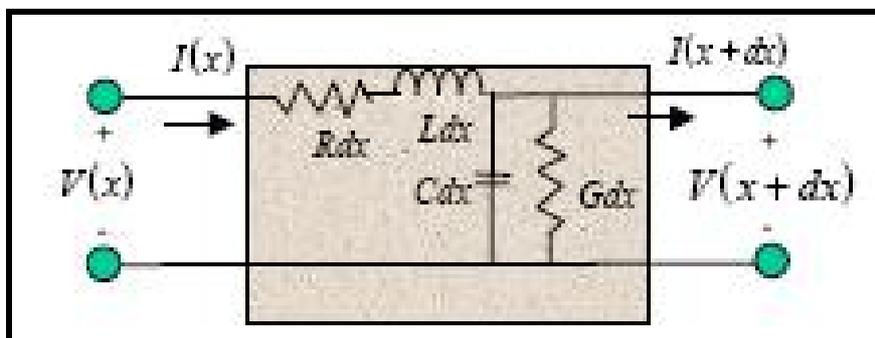


Figura 3.1 – Modelado de una línea de transmisión (Parámetros primarios RLCG)

En el punto x de la sección, el voltaje y la intensidad de corriente en el extremo secundario del cuadripolo, esta dado por las siguientes ecuaciones diferenciales:

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

Ec. - 3.1.1 donde **R, L, C y G** son los **parámetros primarios**

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

Estas ecuaciones relacionan la velocidad de cambio del voltaje de entrada y la intensidad de corriente de entrada del cuadripolo equivalente con el mismo voltaje e intensidad de corriente. Además relaciona los **parámetros primarios** (o sea los parámetros distribuidos de la sección de línea), los cuales son independientes de la longitud cuando la sección de línea es de largo dx .

Ambas ecuaciones dependen de la frecuencia $\omega = 2\pi f$. V e I son fasores o sea vectores que dependen del tiempo y sus amplitudes representan el valor pico de una senoide a la frecuencia f (la amplitud de la exponencial compleja que representa al fador $e^{j2\pi ft}$).

Como mencionamos anteriormente estos parámetros dependen de la frecuencia y de la longitud de la línea. Pero, para un largo definido d de la sección de línea se considera que R , L , C y G son constantes en toda la sección con respecto a la longitud. Por lo tanto en el análisis que sigue se trabajará con los parámetros dependiendo solamente de la frecuencia.

3.2.1.2 Constante de propagación g

Para realizar el análisis debemos derivar las ecuaciones anteriores en función de la distancia. Para ello derivamos en función de la longitud variable x con lo cual obtenemos el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = g^2 \cdot V(x) \quad \text{Ec. - 3.1.2}$$

$$\frac{d^2I(x)}{dx^2} = g^2 I(x)$$

donde el factor proporcional g depende de los parámetros primarios, por lo tanto depende de la frecuencia. A este valor se le denomina **constante de propagación** de la línea y caracteriza a una línea de transmisión dentro del rango de frecuencias que definimos anteriormente y que son las de nuestro interés.

El valor de g es el siguiente:

$$g = a + jb = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \sqrt{Z \cdot Y} \quad \text{Ec. - 3.1.3}$$

donde Z es la impedancia por unidad de longitud e Y la admitancia por unidad de longitud, o sea:

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L \\ Y &= G + j\omega C \end{aligned} \quad \text{Ec. - 3.1.4}$$

Resolviendo las ecuaciones diferenciales, la solución que obtenemos es una suma de exponenciales complejas, que representan ondas que viajan y varían su posición como $e^{\pm gx}$, donde el signo de la función exponencial compleja depende de la dirección en la que viaja la onda, positivo si la onda viaja de derecha a izquierda y negativo si la onda viaja de izquierda a derecha.

Si analizamos la constante de propagación que obtuvimos en el análisis anterior podemos ver que la misma es un número complejo, en donde la parte real se denomina **constante de atenuación** y se denota como a y en donde la parte imaginaria se denomina **constante de fase** y se denota como b . Analizando la constante de atenuación a podemos ver que cuando ésta es nula entonces la línea es lo que se denomina una línea sin pérdidas ($R = G = 0$). La constante de atenuación es un factor muy importante a la hora de simular cualquier sistema x.DSL ya que depende de éste factor el comportamiento a través de la línea de la señal que se transmite del modem cliente (CPE) a modem central (CO) y viceversa.

Otro parámetro importante que nombramos anteriormente es la constante de fase que está relacionada con la velocidad de propagación que tiene la señal que viaja a través del par trenzado. Para cada frecuencia $w = 2\pi f$, una senoide que se propaga en la línea de cobre tiene una fase dada por:

$$q(w, x) = wt - bx \quad \text{Ec. - 3.1.5}$$

La senoide se ve afectada por una envolvente de amplitud e^{-ax} que atenúa a la señal en función de la distancia recorrida por la onda viajera. La **longitud de onda** de la onda viajera sobre el par de cobre trenzado depende de la constante de fase de forma inversamente proporcional, entonces, para diferentes frecuencias, tendremos diferentes longitudes de onda. La onda sinusoidal a la frecuencia angular w se propaga a lo largo del par trenzado a la **velocidad de fase** dada por:

$$n_p = \frac{w}{b} \quad \text{Ec. - 3.1.6}$$

Otro parámetro no menos importante que se desprende de la velocidad de fase es el retardo de fase por unidad de longitud a la misma frecuencia, que se relaciona con la velocidad de propagación de la siguiente forma:

$$t_p = \frac{1}{n_p} = \frac{b}{w} \quad \text{Ec. - 3.1.7}$$

Ahora bien, cuando β es lineal con la frecuencia se dice que el canal es de fase lineal y por lo tanto la velocidad de fase y el retardo de fase son constantes para todas las frecuencias. Esto significa que para todas las frecuencias la onda se desplaza por el par de cobre a la misma velocidad de propagación.

En la práctica, esta situación nunca ocurre, ya que la velocidad de propagación se ve afectada por una constante de fase β no lineal con la frecuencia. Esto es debido a dos factores importantes como son las pérdidas por inserción de línea y el desplazamiento de fase que de alguna forma cuantifican la no idealidad de la línea. El hecho de que la fase tenga un comportamiento no lineal hace que para diferentes frecuencias la onda viaje a diferentes velocidades sobre el par de cobre trenzado. Esto conduce a una dispersión en la energía distribuida en el rango de frecuencias, provocando el fenómeno denominado interferencia intersimbólica (ISI).

Para una línea de transmisión dispersiva es interesante entonces calcular la velocidad de grupo a la cual el conjunto de sinusoides de diferentes frecuencias centradas en w se propaga. Para comprender el concepto de **velocidad de grupo** se investigan diferentes velocidades de dos frecuencias $w \pm \Delta w$, donde el offset Δw es pequeño, y el valor correspondiente de constantes de fase es $b \pm \Delta b$.

Si sumamos ambas ondas obtenemos la siguiente onda resultante:

$$A \cos[(w + \Delta w)t - (b + \Delta b)x] + A \cos[(w - \Delta w)t - (b - \Delta b)x] = 2A \cos[\Delta w.t - \Delta b.x].\cos[wt - bx]$$

Ec. - 3.1.8

Se puede ver de la ecuación anterior que el término de la derecha representa una senoide modulada por una envolvente. Cuando la velocidad de fase es constante y esta no tiene dispersión, la velocidad de fase del primer término del lado derecho de la ecuación es la misma que la del segundo término del lado derecho, además de que la velocidad de grupo es igual a la velocidad de fase.

Sin embargo, cuando la velocidad de fase no es constante, el primer término se mueve a una velocidad diferente, que a menudo es mucho más lenta, y esta dada por $\frac{\Delta w}{\Delta b}$. Ésta velocidad más lenta es la velocidad de grupo y generalmente se calcula como el inverso del retardo de grupo, con lo cual:

$$t_g = \frac{db}{dw} \quad \text{o} \quad n_g = \frac{1}{t_g} = \frac{dw}{db} \quad \text{Ec. - 3.1.9}$$

El retardo de grupo mide la separación del retardo entre la mayor frecuencia y la menor frecuencia en la vecindad de w . Con lo cual se puede concluir que el mayor retardo de grupo es el mayor grado de dispersión de la línea de transmisión.

Continuando ahora con el conjunto de ecuaciones diferenciales (3.1.2), la solución de éstas ecuaciones se puede obtener mediante la siguientes expresiones para V e I como la suma de exponenciales complejas que representan ondas viajeras en sentidos contrarios:

$$\begin{aligned} V(x) &= V_0^+ .e^{-gx} + V_0^- .e^{gx} \\ I(x) &= I_0^+ .e^{-gx} + I_0^- .e^{gx} \end{aligned} \quad \text{Ec. - 3.1.10}$$

Si sustituimos convenientemente una de las soluciones (3.1.10) dentro de una de las ecuaciones diferenciales de primer orden (3.1.1) y luego realizamos el cociente entre la señal de voltaje que viaja en sentido positivo y la intensidad de corriente de igual sentido de viaje, que es igual también al cociente entre los respectivos voltajes y corrientes viajando en sentido negativo (a menos de un signo), obtendremos una constante que se denomina impedancia característica de la línea de transmisión:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{V_0^-}{I_0^-} = \sqrt{\frac{R + jwL}{G + jwC}} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \quad \text{Ec. - 3.1.11}$$

A partir de la ecuación (3.1.3) y de la ecuación (3.1.11) se puede verificar que los parámetros primarios R, L, C y G se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} R &= \Re\{g.Z_0\} \\ L &= \frac{1}{w} \Im\{g.Z_0\} \\ C &= \frac{1}{w} \Im\left\{\frac{g}{Z_0}\right\} \quad \text{Ec. - 3.1.12} \\ G &= \Re\left\{\frac{g}{Z_0}\right\} \end{aligned}$$

Entonces vemos que los parámetros primarios son dependientes de la frecuencia y se determinan a partir de medidas sobre el rango de frecuencias de interés de los sistemas x.DSL.

3.2.1.3 Parámetros secundarios (ABCD)

Ahora bien, consideremos un segmento de línea de transmisión de longitud d que tiene como voltaje $V_L = V(d)$ en el extremo del segmento ($x = d$) e intensidad de corriente saliendo también desde el mismo punto $I_L = I(d)$ definidas por las siguientes expresiones obtenidas a partir del análisis anterior:

$$\begin{aligned} V_L = V(d) &= V_0^+ .e^{-gd} + V_0^- .e^{gd} \\ I_L = I(d) &= I_0^+ .e^{-gd} + I_0^- .e^{gd} \end{aligned} \quad \text{Ec. - 3.1.13}$$

Nos conviene calcular ahora como dependen los voltajes viajando en ambos sentidos, ya que es útil analizar como es la dependencia de éstos con el voltaje en los extremos, lo que nos permitirá luego caracterizar la línea por su modelo de cuadripolo equivalente. Para ello tomamos en cuenta que los voltajes se relacionan con las corrientes a través de la impedancia característica Z_0 y haciendo uso de la ecuación (3.1.11) obtenemos luego de operar:

$$\begin{aligned} V_0^+ &= \frac{1}{2}(V_L + I_L.Z_0).e^{gd} \\ V_0^- &= \frac{1}{2}(V_L - I_L.Z_0).e^{-gd} \end{aligned} \quad \text{Ec. - 3.1.14}$$

Mediante la sustitución de estas expresiones dentro de la solución general para el voltaje y la corriente de la línea de transmisión y evaluando para el voltaje y corriente en $x = 0$ en función del voltaje y corriente en $x = d$ obtenemos la representación de cuadripolo equivalente para la línea de transmisión:

$$\begin{pmatrix} V(0) \\ I(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(gd) & Z_0 \cdot \sinh(gd) \\ \frac{1}{Z_0} \cdot \sinh(gd) & \cosh(gd) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V(d) \\ I(d) \end{pmatrix} \quad \text{Ec. - 3.1.15}$$

Se puede ver que se obtiene una representación matricial del voltaje y la corriente de entrada al cuadripolo equivalente de la sección de línea de transmisión en función del voltaje y la corriente de salida del mismo cuadripolo. Denotando la matriz de parámetros secundarios Φ , y como a_{11} , a_{12} , a_{21} , a_{22} a sus elementos, tenemos que:

$$\begin{aligned} A &= a_{11} = \cosh(gd) \\ B &= a_{12} = Z_0 \cdot \sinh(gd) \\ C &= a_{21} = \frac{1}{Z_0} \cdot \sinh(gd) \\ D &= a_{22} = \cosh(gd) \end{aligned} \quad \text{Ec. - 3.1.16}$$

Estos parámetros que obtuvimos mediante el análisis anterior de la matriz Φ son los denominados **parámetros secundarios (ABCD)**. Estos parámetros nos permiten caracterizar la línea de transmisión en función de la constante de propagación y de la impedancia característica de la línea de transmisión.

3.2.1.4 Impedancia de entrada y función de transferencia de la línea sin fuente

A partir del análisis anterior podemos obtener la impedancia de entrada de la línea, vista desde los terminales del cuadripolo equivalente. Esto nos permite luego realizar cálculos de una manera más simple a la hora de averiguar la transferencia, para analizar el escenario frente al que estamos o sea el bucle del abonado, en cuyos extremos tenemos un modem (CO) y un modem (CPE), donde éste último se representa mediante una carga Z_L .

A partir de la impedancia de salida se puede calcular el cociente $\frac{V(d)}{V(0)}$, que no es más que la función de transferencia de la línea sin presencia de la fuente. Este cociente se puede calcular a partir de las ecuaciones (3.1.13) y (3.1.14), con lo cual obtenemos la siguiente expresión para la función de transferencia de la línea sin fuente (tomando en cuenta el escenario de la figura 3.1):

$$T = \frac{1}{\cosh(gd) + \left(\frac{Z_0}{Z_L}\right) \sinh(gd)} \quad \text{Ec. - 3.1.17}$$

De igual forma, operando ahora con el cociente $\frac{V(0)}{I(0)}$ y utilizando las ecuaciones (3.1.13) y (3.1.14) tenemos que la impedancia de entrada se puede obtener a partir de la siguiente expresión:

$$Z_1 = Z_0 \cdot \frac{Z_L + Z_0 \cdot \tanh(gd)}{Z_0 + Z_L \cdot \tanh(gd)} = \frac{Z_L + Z_0 \cdot \tanh(gd)}{1 + \frac{Z_0}{Z_L} \tanh(gd)} \quad \text{Ec. - 3.1.18}$$

Cuando una línea de transmisión es infinita (d muy grande) entonces $Z_1 = Z_0$, con lo cual $\tanh(gd) \rightarrow 1$.

3.2.1.5 Función de Transferencia de la línea de transmisión

Para un circuito lineal es muy útil a la hora de realizar cualquier análisis del comportamiento de las señales que pasan a través de él, calcular la función de transferencia del circuito global (fuente + línea de transmisión + carga). En nuestro caso la función de transferencia de éste circuito es la de la figura 3.1.1 que se puede escribir de la siguiente forma:

$$H = \frac{V_L}{V_1} \quad \text{Ec. - 3.1.19}$$

Éste cociente puede ser escrito de la siguiente forma:

$$\frac{V_s}{V_1} = \frac{V_s}{V_L} \cdot \frac{V_L}{V_1} \quad \text{Ec. - 3.1.20}$$

El segundo término a la derecha de la ecuación (3.1.20) es la impedancia que calculamos en la ecuación (3.1.17) y que definimos como T . El primer término del mismo lado de la ecuación representa la transferencia de la línea en presencia de la fuente, con lo cual:

$$\frac{V_s}{V_L} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_s}$$

Por último, operando tenemos que la función de transferencia de la línea puede ser representada mediante la siguiente expresión:

$$H = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_s} T = \frac{Z_0 \cdot \text{sech}(gd)}{Z_s \cdot \left[\frac{Z_0}{Z_L} + \tanh(gd) \right] + Z_0 \cdot \left[1 + \frac{Z_0}{Z_L} \cdot \tanh(gd) \right]} \quad \text{Ec. - 3.1.21}$$

Podemos deducir a partir de aquí que éste modelo se puede aplicar a una red de cuadripolos en cascada, con lo cual podemos llegar a tener la transferencia total de la línea entre sus extremos, caracterizada ésta por la impedancia de la fuente y la impedancia de carga como también por supuesto dependiente de la impedancia característica de la línea.

Por lo tanto, si una línea de transmisión se divide en secciones de longitud dx , se puede asumir que la línea de transmisión total es una cascada de éstas secciones y entonces, como cada una de ellas tiene su función de transferencia, se puede hallar la función de transferencia de la línea de transmisión total. Esto es una situación que sucede en la mayoría de los bucles de abonados que están conformados por secciones de líneas de transmisión de diferentes calibres, con lo cual se deberá realizar aquí el análisis antes descrito.

Ahora realizaremos un estudio distinto para hallar los parámetros ABCD y calcularemos en función de éstos la transferencia de la línea y la transferencia del circuito de la figura 3.1.1. En ésta figura se pueden ver los voltajes en cada uno de los extremos del cuadripolo equivalente y las corrientes entrando en el extremo de entrada y saliendo por el extremo de salida del cuadripolo en la parte superior de cada extremo.

Como vimos anteriormente se pueden expresar el voltaje y la corriente en el extremo de entrada del cuadripolo en función del voltaje y la corriente en el extremo de salida del cuadripolo, con lo cual se cumple:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \Phi \cdot \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad \text{o} \quad \begin{cases} V_1 = AV_2 + BI_2 \\ I_1 = CV_2 + DI_2 \end{cases} \quad \text{Ec. - 3.1.22}$$

donde la matriz Φ es una matriz 2×2 no singular en las situaciones de interés, formada por cuatro elementos que dependen de la frecuencia, A, B, C y D, los cuales dependen sólo del cuadripolo y no de las conexiones externas.

Estos parámetros ya los definimos como los parámetros secundarios, pero ahora desde un enfoque distinto uno puede calcularlos de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} && \text{Transferencia en circuito abierto} \\ B &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} && \text{Impedancia en cortocircuito} \\ C &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} && \text{Admitancia en circuito abierto} \\ D &= \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} && \text{Transconductancia en cortocircuito} \end{aligned}$$

Podríamos querer hallar la matriz inversa de Φ para luego calcular la matriz de transferencia, con lo cual la matriz inversa de Φ , Φ^{-1} es:

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D & -B \\ -C & A \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \Phi^{-1} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} \quad \text{Ec. - 3.1.23}$$

Cuando $\Phi = I$ tenemos el caso trivial de cortocircuito entre el par de extremos superior e inferior del cuadripolo. Para un caso de interés, podemos calcular la función de transferencia de la línea mediante la siguiente expresión:

$$T(f) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_2}{A.V_2 + B.I_2} = \frac{\frac{V_2}{I_2}}{A \frac{V_2}{I_2} + B}$$

Esta depende de la frecuencia debido al cociente $\frac{V_2}{I_2}$, que es igual a la impedancia de carga o sea $Z_L = Z_2$. Entonces sustituyendo la relación dada anteriormente llegamos a que:

$$T(f) = \frac{1}{A + \frac{B}{Z_L}} = \frac{Z_L}{A.Z_L + B} \quad \text{Ec. - 3.1.24}$$

Como vimos anteriormente, la función de transferencia $T(f)$ se relaciona con la función de transferencia del circuito, o sea con el circuito formado por la fuente no ideal, la impedancia de la fuente, la carga y la impedancia de la carga. A partir del análisis del circuito de la figura 3.2 podemos ver que la función de transferencia del circuito se puede expresar de la siguiente forma mediante los parámetros secundarios:

$$\frac{V_L}{V_S} = H(f) = \frac{V_L(f)}{V_2(f)} \cdot \frac{V_2(f)}{V_S(f)} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_L} \cdot T(f) \quad \text{Ec. - 3.1.25}$$

donde $Z_1 = V_1/I_1$ es la impedancia de terminación del cuadripolo.

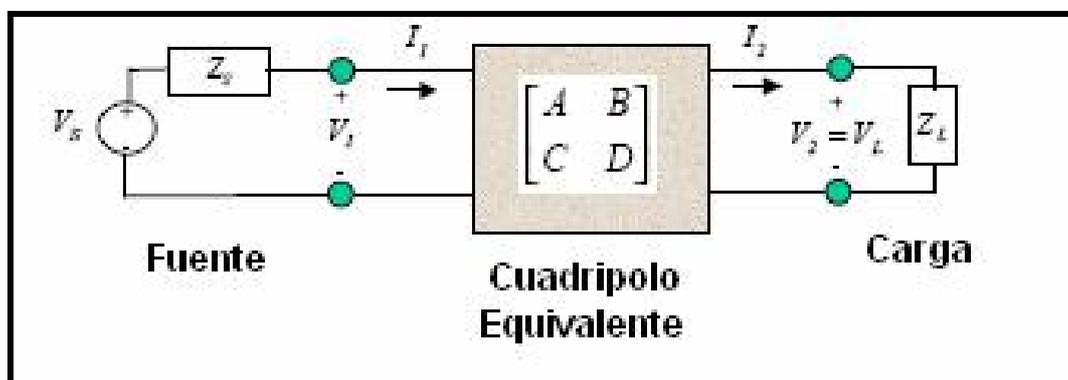


Figura 3.2 – Modelado del loop de abonado (Fuente no ideal+Línea+Carga)

Cuando la impedancia de carga matchea con la impedancia de la línea o sea cuando existe adaptación de impedancias $Z_s = Z_L = Z_o$.

Analizando la composición de la planta externa, el bucle o loop del abonado está formado por varias secciones de cable de distintas longitudes y distintos calibres. Debido a esto, la línea de transmisión debe ser modelada como una sucesión de líneas empalmadas unas con otras. Debemos tener en cuenta que todas los tramos de cables de cobre deben estar matcheados, esto implica que las impedancias características de los tramos debe ser la misma. Si pensamos cada tramo de cobre como una línea de transmisión y modelamos cada uno de estos tramos mediante un modelo de parámetros secundarios, podemos ver que la matriz de transferencia total de todas las líneas, suponiendo que poseemos N tramos con sus respectivas matrices $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_{N-1}$ es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_1 \cdot \Phi_2 \dots \Phi_{N-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_N \\ I_N \end{bmatrix} = \Phi \cdot \begin{bmatrix} V_N \\ I_N \end{bmatrix} \quad \text{Ec. - 3.1.26}$$

Ésta expresión anterior no sólo permite calcular la función de transferencia de una forma sencilla sino también permitirá luego calcular la pérdida por inserción de línea sobre el circuito.

Volviendo a un solo tramo de línea de transmisión, tenemos que la impedancia de entrada al cuadripolo está dada por la siguiente expresión:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{A + B/Z_L}{C + D/Z_L} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad \text{Ec. - 3.1.27}$$

Es útil el cálculo de la impedancia de entrada ya que con ella podremos calcular la transferencia total del circuito debido a que ésta transferencia depende de la impedancia de entrada al circuito. Además, debemos notar que la impedancia de entrada depende intrínsecamente de la impedancia de carga.

3.2.2 Potencia, Reflexiones y Pérdidas en la línea:

3.2.2.1 Análisis de Potencia

La potencia almacenada por una senoide a una frecuencia cualquiera está dada por el valor RMS del producto del fasor de voltaje (amplitud de pico) y el fasor de la intensidad de corriente (amplitud de pico) y se representa mediante la siguiente expresión:

$$P(f) = \frac{1}{2} \Re\{VI^*\} \quad \text{Ec. - 3.1.28}$$

La potencia que se disipa en la carga también es útil para saber que potencia entrega el circuito. Para ello calculamos a partir de la ecuación (3.1.28), la siguiente expresión para la potencia entregada por el circuito (fuente+línea de transmisión + carga):

$$P(f) = \frac{1}{2} |I|^2 R_L = \frac{1}{2} \left| \frac{V}{Z_L} \right|^2 R_L = \frac{1}{2} \Re\{VI^*\} \quad \text{Ec. - 3.1.29}$$

Esta expresión se desprende del análisis del circuito de la figura 3.1.2.a en donde se muestra la fuente de voltaje no ideal V_s con su carga $Z_s = R_L + jX_L$ y la línea de transmisión de la cual se conecta la carga $Z_L = R_L + jX_L$. Aquí se puede ver que la carga es alimentada por la corriente I .

A continuación veremos qué relación se debe cumplir entre la impedancia de la fuente y la impedancia de carga para que éste circuito entregue la máxima potencia a dicha carga. Para optimizar el uso del circuito debemos lograr que la potencia que éste nos entrega sea la máxima potencia que puede entregar y asegurarnos que no haya pérdidas.

3.2.2.2 Máxima potencia entregada

La máxima potencia transferida a la carga desde la fuente se da cuando la impedancia de la fuente es la conjugada de la impedancia de la carga, con lo cual $Z_{s,opt} = Z_L^* = R_L + jX_L$. Esta potencia disipada en la carga corresponde a la mitad de la potencia total de la fuente. Un ejemplo que clarifica el análisis es cuando uno investiga la terminación del par trenzado, o sea para transferir máxima potencia a la carga desde la línea, la impedancia de carga debería ser diseñada para ser la conjugada de la impedancia vista desde la carga hacia la línea.

Cuando la línea es larga ($d \gg \lambda$) ésta impedancia será la impedancia característica de la línea misma, lo que significa que la “mejor” carga para optimizar el consumo de potencia esta dada por la siguiente expresión:

$$Z_{L,opt} \cong Z_0^* \quad \text{Ec. -3.1.30}$$

Esto significa que la mitad de la potencia en la línea es transferida hacia la carga (donde la otra mitad la disipa la impedancia característica de la línea). Análogamente, la impedancia de la fuente óptima está dada por la conjugada de la impedancia de la línea de transmisión, en donde, si de nuevo la línea es muy larga ($d \gg \lambda$) ésta es la impedancia característica, con lo cual tenemos que:

$$Z_{s,opt} = Z_{L,opt} \cong Z_0^* \quad \text{Ec. - 3.1.31}$$

Por lo tanto la mitad de la potencia que entrega la fuente será para la línea. Para una línea sin pérdidas, la mitad de la potencia entregada por la fuente a la línea es igual a la mitad de la potencia entregada a altas frecuencias. Todas las líneas de transmisión son puramente resistivas o sea Z_0 es una resistencia con lo cual la impedancia de la fuente debe ser resistiva e igual a la impedancia característica de la línea (impedancia resistiva).

Una impedancia puramente resistiva Z_0 sin embargo no debería confundirse con una línea sin pérdidas ($\alpha = 0$). Los pares de cobre trenzados tienen una impedancia

característica puramente resistiva Z_0 en valores de α muy grandes. A continuación se estudiará la condición respecto a la reflexiones sobre la línea originadas debido a la desadaptación de impedancias entre la línea y la carga que no es la misma condición que para la máxima transferencia de potencia, a menos de que la línea sea puramente resistiva.

3.2.2.3 Coeficiente de reflexión hacia la línea r

Cuando la impedancia de carga es igual a la impedancia característica entonces no existe señal de retorno hacia la fuente o sea $V_0^- = 0$ en las ecuaciones que se vieron en el análisis anterior. Esto significa que no existe onda reflejada en la carga, que viaja de regreso a la fuente (lo que no se desea ya que podría dañar la fuente si esta señal es muy grande). En la práctica no ocurre esto realmente, con lo cual a partir de la solución de la ecuación diferencial que representa el voltaje de entrada a la línea en relación al voltaje medido en el punto $x = d$, podemos hallar la relación entre la señal que viaja de regreso hacia la fuente y la señal que viaja hacia la carga. La misma está dada por la siguiente expresión:

$$r = \frac{V_0^- \cdot e^{-\alpha d}}{V_0^+ \cdot e^{\alpha d}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \text{Ec. - 3.1.32}$$

Se puede deducir fácilmente que el coeficiente de reflexión es nulo cuando la impedancia que carga la línea matchea con la impedancia característica de la línea de transmisión (en nuestro el par trenzado de cobre) o sea $Z_0 = Z_L$. Esta condición implica la no existencia de ondas reflejadas de regreso hacia la fuente, por lo tanto de regreso sobre la línea de transmisión, reduciendo así la dispersión lo que se traduce en el retardo relativo de las señales que viajan sobre la línea. Además en el caso de que $Z_L = Z_0$ entonces la impedancia de entrada $Z_1 = Z_0$.

Cuando la impedancia de la línea es aproximadamente resistiva pura entonces la situación se aproxima a la situación de máxima transferencia de energía de la línea en la carga $Z_L = Z_0$. Sin embargo para el caso de interés nuestro es usual que la impedancia característica de la línea sea compleja, entonces la máxima transferencia de energía ocurre cuando la impedancia de carga es el conjugado de la impedancia característica y por lo tanto la eliminación de los rebotes hacia la fuente de la señal que viaja hacia la carga y luego se refleja, garantiza la máxima transferencia de energía de la fuente a la carga Z_L para líneas con pérdidas ($\alpha \neq 0$).

Ahora bien, si pensamos en el modelo de línea de transmisión dado por los parámetros primarios (RLCG), mientras la frecuencia aumenta los parámetros R y G se convierten en despreciables, con lo cual para frecuencias altas, la máxima transferencia de energía hacia la carga para las líneas de transmisión y la eliminación de las reflexiones ocurren cuando la impedancia de carga matchea con la impedancia característica o sea $Z_L = Z_0 \approx \sqrt{L/C}$.

3.2.2.4 Coeficiente de reflexión hacia la fuente r_s

Se puede definir un coeficiente similar al de la ecuación (3.1.26) que representa la relación entre la señal que viaja hacia la fuente y la señal que viaja en dirección a la carga, a diferencia del coeficiente de reflexión dado anteriormente éste representa de alguna forma la parte de señal que retorna a la fuente y no se entrega a la línea y no como el coeficiente definido anteriormente que representa de alguna forma la parte de señal que vuelve a la línea hacia la fuente por desajuste entre la impedancia de la carga y la impedancia característica de la fuente y produce dispersión sobre ésta. En definitiva el coeficiente de reflexión hacia la fuente esta dado por la siguiente expresión:

$$r_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad \text{Ec. - 3.1.33}$$

Este coeficiente como dijimos anteriormente mide la amplitud de la onda que viaja en sentido positivo o sea en sentido a la carga por la línea en relación a la amplitud de la onda que viaja en sentido contrario (sentido negativo) o sea la que viaja en sentido a la fuente. Se debe notar que la impedancia de la fuente conduce la máxima transferencia de energía sobre la línea cuando $Z_s = Z_1^*$.

Al igual que con el coeficiente de reflexión hacia la carga, esto no implica que no exista reflexión hacia la fuente. Entonces una señal que viaje desde la fuente hacia la carga, pasará a través de la línea se reflejará en la impedancia de carga y volverá de regreso hacia la fuente, con una velocidad de fase en cada frecuencia y velocidad de grupo en el rango de frecuencias de trabajo dada.

Cabe decir que ésta serie de reflexiones sobre el bucle del abonado conducen a un efecto transitorio sobre el bucle mismo, a menos que la impedancia de terminación de éste sea igual a la impedancia característica de la línea. Una vez más cuando la línea puede ser aproximada en el rango de frecuencia como una línea sin pérdidas, entonces se puede decir que la impedancia característica es puramente resistiva y entonces las condiciones sobre la máxima transferencia de energía y la cancelación de reflexiones hacia la fuente y hacia la línea coincidirán.

3.2.2.5 Pérdidas por retorno

Las pérdidas por retorno de una línea de transmisión o de su cuadripolo equivalente es el cociente inverso de la potencia reflejada en relación a la potencia incidente sobre la impedancia de carga (que podría ser una etapa de circuito posterior). Ésta pérdida es simplemente el cuadrado del coeficiente de reflexión, con lo cual:

$$\text{Pérdidas por retorno} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{r} \right)^2 \text{ dB} \quad \text{Ec. - 3.1.34}$$

3.2.2.6 Pérdidas por Inserción de línea (Insertion Loss)

Muchas veces se mide la función de transferencia característica de una línea de transmisión para un rango de frecuencias dado directamente, esto es difícil ya que tenemos presentes los efectos de carga sobre la línea, pero lo que si es posible medir

fácilmente son las pérdidas por inserción de la línea de las cuales la función de transferencia puede ser calculada si la impedancia de carga y de la impedancia de la fuente son conocidas.

Las pérdidas por inserción de línea son calculadas a partir del análisis de la figura 3.1.2 mediante la medición del voltaje V_{no} que es el voltaje cuando no se encuentra presente la línea de transmisión y se encuentra directamente conectada la impedancia de carga Z_L a la fuente. Luego se inserta la línea de transmisión (par de cobre trenzado) en el punto donde V_{no} fue inicialmente medido y entonces se mide el voltaje en bornes de la impedancia Z_L , V_L .

Por lo tanto las pérdidas por inserción de línea se miden como el cociente entre el voltaje entre bornes de la carga cuando la línea no se encuentra conectada y el voltaje en bornes de la misma también pero en presencia de la línea. Las pérdidas por inserción de línea miden las pérdidas por no poseer una línea ideal en todo el rango de frecuencias o dicho de otra manera es la cantidad de “potencia” perdida por no poseer una línea sin pérdidas.

La expresión para las pérdidas por la inserción de la línea es la siguiente:

$$IL(f) = \frac{V_L(f)}{V_{no}(f)} = \frac{Z_S + Z_L}{A \cdot Z_L + B + C \cdot Z_S \cdot Z_L + D \cdot Z_S}$$

Esta expresión no debería de causar duda alguna, la misma puede ser deducida a partir de la figura 3.1.2 a partir del análisis de medición que se explico anteriormente y de las ecuaciones (3.1.16) dado que es un análisis de circuito simple.

Luego a partir de ésta expresión se puede deducir la expresión para la transferencia total ya que como veremos en la sección 3.1.5 la transferencia depende intrínsecamente de las pérdidas por inserción de línea dado que el circuito se puede analizar como un divisor resistivo, con lo cual se puede dividir en dos partes el cálculo de la transferencia, una parte desde la fuente hasta la carga y otra parte desde la línea hasta la carga.

3.2.3 Casos particulares de líneas de transmisión

3.2.3.1 Bridged Taps

Aquí veremos un tipo de tramo de línea de transmisión, o sea un tramo de par de cobre trenzado que posee una particularidad por su uso. Éste tramo de línea se utiliza como derivado auxiliar si existiese en algún caso que realizar la instalación del bucle para otro usuario o bien por flexibilidad entorno a la distancia hasta el abonado.

El esquema de la conexión se puede ver en la figura 3.3. En él se puede ver que la sección se empalma con alguna otra sección que forma parte del bucle del abonado. Con lo cual debemos tomarlo en cuenta en el cálculo de las impedancias, puesto que es una línea de transmisión más. Este es un circuito abierto empalmado con el bucle del abonado, por lo tanto la inserción del tramo producirá más pérdidas que si este no estuviera. Esto se puede modelar como un cuadripolo con tres pares de extremos, con lo

cual la función de transferencia varia con respecto a la transferencia sin la inserción de éste tramo. A estos tramos se les denomina **bridged taps**.

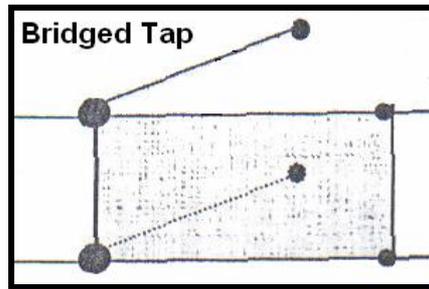


Figura 3.3 – Esquema de conexión de Bridged Tap

Para modelar un bridged tap debemos ver éste como un cuadripolo de tres pares de extremos. En base a esta suposición, uno de los extremos (el extremo abierto) se ve como una impedancia de carga a la línea formada por los otros dos pares de extremos. Entonces si analizamos el modelo de matriz de parámetros secundarios (ABCD) para una línea de transmisión cargada por un bridged tap, calculando los parámetros ABCD, obtenemos:

$$\Phi_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_{bt} & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Ec. -3.1.35}$$

Donde la impedancia de la sección puenteada (bridged tap) es calculada mediante la ecuación (3.1.28), con los parámetros ABCD calculados mediante el conjunto de ecuaciones (3.1.16). La impedancia de la etapa Z_{bt} puede ser calculada a partir de la ecuación (3.1.17) dado que ésta ecuación nos brinda el valor de la impedancia de salida de un tramo de línea de transmisión en donde el extremo de salida se encuentra en circuito abierto. Si esto no es así, como es para éste caso de tramo, la expresión para ésta ecuación se simplifica a:

$$Z_{bt} = Z_{obt} \cdot \frac{\cosh(gd)}{\sinh(gd)} \quad \text{Ec. - 3.1.36}$$

que es la ecuación (3.1.17) para una sección de línea de transmisión. Entonces luego puede ser usada la ecuación (3.1.18) para calcular la impedancia de entrada a la sección bridged taps. Entonces para una línea sin pérdidas como es el bridged tap, la expresión se simplifica, por lo tanto obtenemos la impedancia de entrada a la línea de transmisión cargada por un bridged tap como:

$$Z_{1bt} = jZ_0 / \tan(bd) \quad \text{Ec. - 3.1.37}$$

Se puede ver que ésta impedancia oscila entre un cortocircuito y un circuito abierto mientras $bd = \left(k + \frac{1}{2}\right)p$ y $bd = kp$ respectivamente. Circuitos con varias etapas de bridged taps tienen una impedancia que se puede calcular mediante el análisis hacia atrás de todas las etapas (en circuito abierto) de la línea de transmisión en estudio, cada

una de estas secciones es modelada como dos secciones de impedancia en paralelo con las secciones de la línea.

La impedancia total o resultante es la impedancia de terminación para la próxima sección que viene en sentido hacia la línea de transmisión. Éste cálculo es recursivo por lo que es directo calcularlo aunque parezca engorroso.

3.2.3.2 Bobinas de Carga

Una bobina de carga son inductancias en serie ubicadas entre dos tramos de un par trenzado de cobre en una línea telefónica. Se utilizan para disminuir los efectos no deseados de acoplamiento entre las líneas que transportan la voz. Habitualmente se ubicaban a cierta distancia unas de otras sobre las líneas telefónicas aéreas, sobre todo en ambientes urbanos donde las líneas recorren largas distancias. Para nuestro análisis hay que descartar la posibilidad de existencia de éste tipo de cargas que degradan el desempeño de x.DSL.

La frecuencia a la cual se verá aumentada la impedancia de la línea telefónica (o sea la impedancia del par trenzado de cobre) es $w = 1/\sqrt{LC}$.

El modelado de la línea mediante los parámetros (ABCD) es el siguiente:

$$\Phi_{bobina} = \begin{pmatrix} 1 & jwL_{bobina} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Ec. - 3.1.38}$$

3.2.4 Cálculo de la función de Transferencia de un bucle de abonado

El cálculo de la función de transferencia para un bucle de abonado como vimos anteriormente es igual al producto de las matrices de parámetros ABCD de cada uno de los tramos del loop o bucle del abonado. Algunos ejemplos son los loops o bucles que la norma G.996.1 estandariza para las pruebas sobre sistemas x.DSL. La multiplicación de las matrices se debe hacer a partir del tramo más a la izquierda, y luego ir multiplicando cada matriz correspondiente a cada tramo. Esto quiere decir que para un bucle en su conjunto, la relación de los voltajes entre los extremos está dada sólo por:

$$\Phi = \Phi_0 \cdot \Phi_1 \cdot \dots \cdot \Phi_N$$

donde el divisor de voltaje de la fuente está modelado por un cuadripolo equivalente

$$\Phi_0 = \begin{pmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Ec. - 3.1.39}$$

Ahora bien, se sabe que la función de transferencia del circuito se puede representar de la siguiente forma:

$$H = \frac{V_L}{V_S}$$

Dadas las relaciones entre el voltaje de entrada al circuito y el voltaje de salida con los parámetros ABCD podemos expresar la función de transferencia de la siguiente manera:

$$H = V_L/V_S = Z_L / (A \cdot Z_L + B + C \cdot Z_S \cdot Z_L + D \cdot Z_S) \quad \text{Ec. - 3.1.40}$$

La figura 3.4 permite ver las diferentes secciones de un loop particular, el cual está dividido en sus diferentes secciones. El par trenzado está dado por su impedancia característica y la constante de propagación. Éste se modela por la conexión en serie de la línea con matriz de transferencia Φ_1 para un largo de línea igual a d y la fuente dada por su matriz de transferencia Φ_0 .

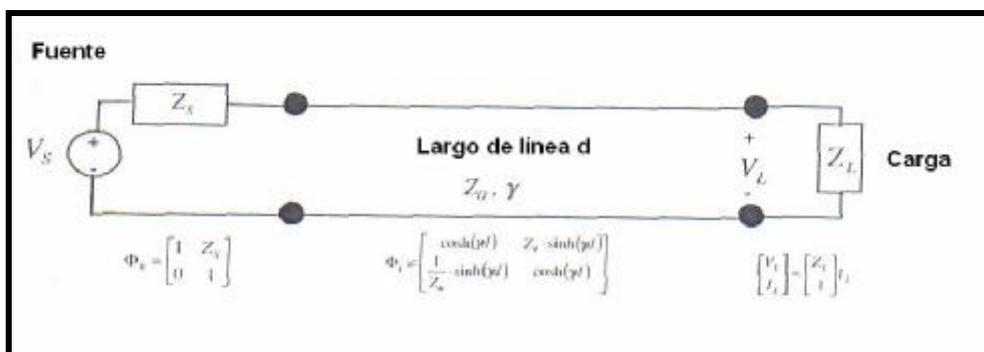


Figura 3.4 – Línea con conexión a fuente y carga

En este ejemplo se puede entender el método que describimos anteriormente puesto que el análisis de la matriz de transferencia total del loop es un análisis en serie de varias matrices de transferencia, resultando la matriz de transferencia total igual al producto de las matrices del tramo de par trenzado considerado y de la fuente. En la figura 3.5 se puede ver otro ejemplo de análisis, sólo que a diferencia del primer ejemplo, éste posee una sección bridged tap, con lo cual ésta también es modelada como vimos anteriormente por su matriz de transferencia.

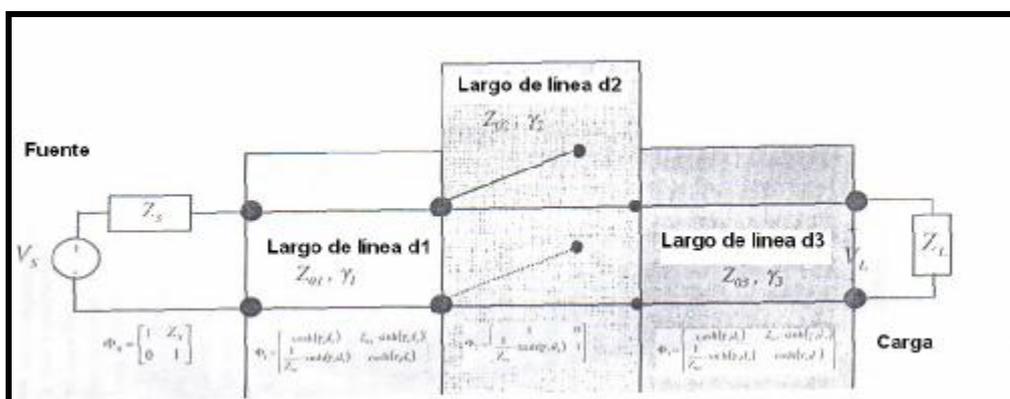


Figura 3.5 – Loop o bucle típico de abonado

El tramo bridged tap considerado está dado por su impedancia característica Z_{02} , su constante de propagación γ_2 y su largo d_2 . También se considera un segundo tramo de

línea de transmisión dado por su impedancia característica Z_{03} , su constante de propagación g_3 .

Se puede ver que el modelado del bridged tap está de acuerdo con lo que se describió anteriormente, puesto que se modela como una impedancia en paralelo que se calcula conforme a la ecuación para una línea de transmisión abierta en uno de sus extremos. En definitiva la matriz de transferencia total del loop es el producto de las cuatro matrices descritas anteriormente.

3.2.5 Balance entre líneas (Balance Metálico y Longitudinal)

Es útil analizar como se comportan los pares trenzados frente a los desbalances entre ellos, debido a las corrientes que transportan la señal desde y hacia los usuarios. Estas corrientes se denominan corrientes metálicas y longitudinales, las corrientes pasan por la impedancia de carga Z_L , las corrientes longitudinales son respecto a tierra y hacen esencialmente que los dos cables del par trenzado se vean como uno sólo, con el camino de retorno a través de tierra.

Las corrientes longitudinales pueden ser introducidas por ondas de radio que inciden sobre las líneas telefónicas o por imperfecciones en el acoplamiento del circuito de transmisión acoplado a la línea telefónica que causan voltajes que son de fuga y están diferencialmente aplicados en el camino longitudinal.

Para rechazar tales voltajes y corrientes que degradan el desempeño de la transmisión sobre el par, debemos realizar de alguna forma un circuito balanceado en donde las líneas que intervienen, se encuentren balanceadas para el rechazo de tales voltajes y corrientes.

El balance de una línea de transmisión refleja su capacidad para rechazar las señales de fuga diferencial dentro del camino longitudinal, esto se denomina **balance metálico** y corresponde también a la capacidad para rechazar las señales de acoplamiento longitudinales dentro de las “señales metálicas”, lo que se denomina **balance longitudinal**.

El grado de balance más alto corresponde al mayor rechazo por parte de la línea telefónica de los efectos de acoplamiento no deseados. Además un diseño cuidadoso de los circuitos del transmisor y receptor aseguran que la impedancia a tierra sea constantemente alta en todos los puntos y que sea la misma para ambos cables. En la figura 3.6 se puede ver un diagrama que muestra como viajan las corrientes debidas a los efectos del desbalance en la línea de transmisión.

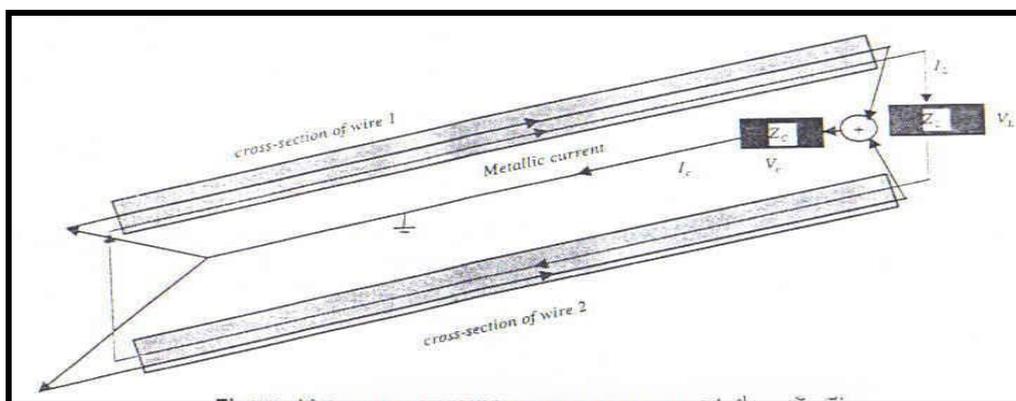


Figura 3.6 – Efectos del desbalance en la línea (corrientes metálicas y diferenciales)

Usualmente el balance es una función de la frecuencia que cae a altas frecuencias. Para trenzados más apretados el balance mejora. En la banda de voz (POTS) el balance típico es de unos 50 dB o 60 dB lo que significa que la relación entre las señales de acoplamiento diferenciales y las señales longitudinales o viceversa está reducida unos 5 o 6 órdenes de magnitud en la potencia. Sin embargo en las frecuencias más altas (por ejemplo en ADSL/HDSL/SDSL) el balance puede reducirse unos 30 dB e incluso para las frecuencias de VDSL más altas, el balance puede mejorar aún más.

El modelo matemático para el balance es difícil de obtener aunque existe un modelo para las líneas de categoría tipo 3 basado en observaciones generales que tienden a decrecer desde los 50 dB o mejor a más bajas frecuencias. Cerca de los 35 dB en 1.5 MHz y aún a más altas frecuencias con un razón de potencia igual a:

$$B(f) = \left\{ \begin{array}{ll} 10^5 & 0 < f \leq f_b = 150 \text{ kHz} \\ 10^5 \left(\frac{f_b}{f} \right)^{1.5} & f_b \leq f \leq 30 \text{ MHz} \end{array} \right\} \quad \text{Ec. - 3.1.41}$$

La función de balance para los cables categoría 5 es cerca de 20 dB mejor para todo el rango de frecuencias de interés.

3.3 Ruidos y Señales interferentes, Compatibilidad Espectral

3.3.1 Causas del ruido e interferencia entre pares de cobre

Anteriormente analizamos las características físicas de las líneas de transmisión y más específicamente de los pares trenzados de cobre, como también los aspectos de la propagación sobre el mismo. Ahora bien, para estudiar los efectos no deseados de los ruidos e interferencias debemos plantear modelos teóricos sobre el comportamiento en el rango de frecuencia de interés de los ruidos presentes en las líneas de transmisión, como pueden ser el ruido blanco, el ruido impulsivo, las ondas de radio AM o señales de radioaficionados, etc. También de los diferentes servicios x.DSL propagándose sobre distintos pares muy próximos al par en donde se cursa el mismo servicio u otro distinto.

Es necesario comprender que es importante el análisis de los diferentes ruidos e interferencias, ya que el simulador debe poder simular los entornos con los que

tratamos, o por lo menos los entornos “estandarizados” para ser útil a la hora de simular una línea x.DSL y brindar una idea de que tan posible es suministrar un servicio para el entorno dado.

El ruido sobre una línea telefónica se encuentra presente normalmente debido al desbalance que existe entre los pares que por ejemplo comparten un mismo multiplexor, ya que se produce acoplamiento entre ellos que puede ser acoplamiento capacitivo o inductivo y que produce por lo tanto señales espurias sobre la señal que transporta el par en cuestión.

Estos efectos obviamente no son para nada deseables con lo cual también deberían ser modelados para que el simulador refleje las condiciones (bajo presencia del ruido) del comportamiento de la línea a simular.

Como dijimos los ruidos se acoplan a los pares debido al desbalance, con lo cual modelaremos éste desbalance con el sólo objetivo de comprender un poco más que es lo que sucede cuando muchos servicios x.DSL se encuentran presentes sobre un conjunto de pares “muy próximos” entre si, para ello veremos los diferentes tipos de ruidos e interferentes presentes que describimos anteriormente.

3.3.2 Tipos de ruidos e interferentes existentes

3.3.2.1 Modelado Crosstalk

La interferencia por crosstalk aparece debido a que los cables individuales en un par trenzado irradian señales electromagnéticas. Los campos eléctricos y magnéticos radiados crean corrientes inducidas en pares trenzados vecinos, con lo cual se tiene una señal no deseada sobre estos. Esto convierte a la interferencia por crosstalk en el principal factor limitante de la capacidad de los sistemas x.DSL.

La figura 3.7 muestra dos tipos de interferencia por crosstalk que se encuentran comúnmente en las líneas x.DSLs. La diafonía por crosstalk es directamente proporcional a la potencia de la señal interferente, es decir, cuanto más potente sea la señal, mayor será la interferencia por diafonía. Por lo tanto una de las maneras más efectivas de controlar este tipo de interferencia consiste en limitar la energía de la señal aplicada al cable.

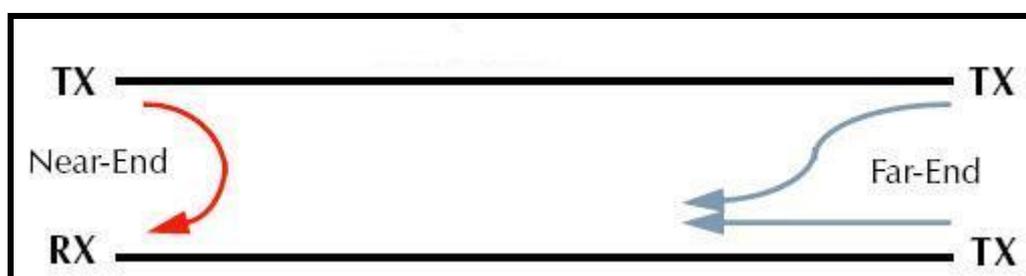


Figura 3.7 – Esquema de Interferencia Crosstalk en loops de abonados

A mayor frecuencia mayor es el efecto de la diafonía, ya que a medida que aumenta la frecuencia, aumenta también el acoplamiento inductivo y capacitivo entre los pares que transportan las señales x.DSL. El crosstalk puede ser el ruido de despareo más grande sobre un par trenzado y a menudo reduce considerablemente el desempeño de los

sistemas DSL cuando no se lo puede eliminar o enmascarar para aumentar la señal frente al crosstalk.

En el caso de un cable, un modelo simple de cuadripolo equivalente necesita generalización, puesto que hay que modelar el acoplamiento capacitivo e inductivo que produce el desapareo entre pares y por lo tanto las señales interferentes no deseadas como el crosstalk. La figura 3.8 muestra el acoplamiento entre ambos cables en un mismo par y otros dos cables en otros pares. Aquí aparece entonces los efectos capacitivos e inductivos a través de la inductancia mutua y la capacidad de acoplamiento entre cables de distintos pares dados por M y E respectivamente.

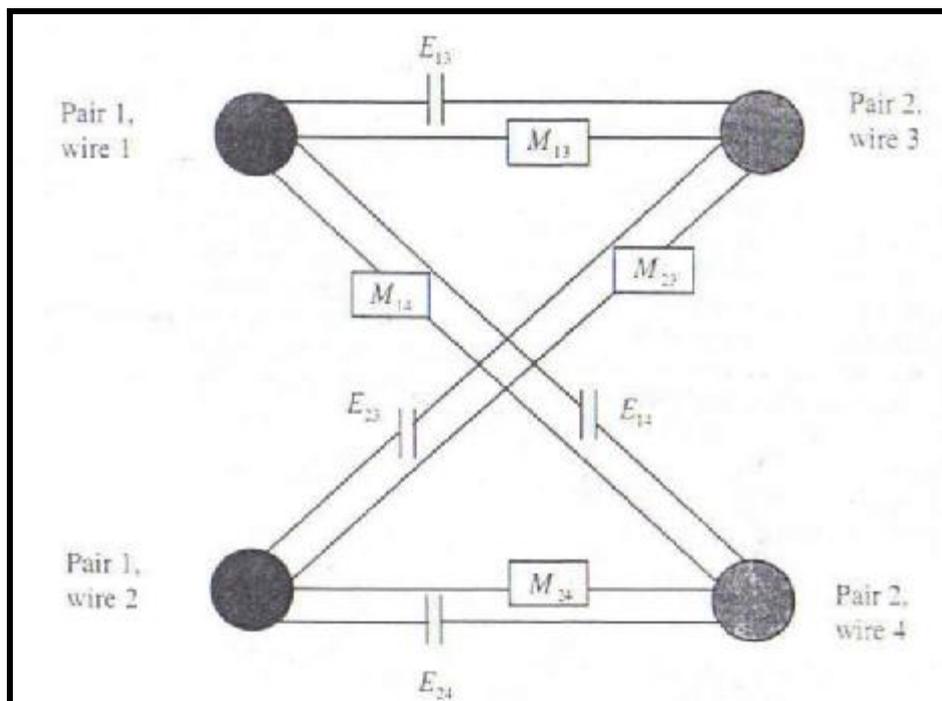


Figura 3.8 – Acoplamiento entre diferentes pares y entre cables del mismo par

En cables con trenzado controlado (cables donde el trenzado se realiza en forma simétrica) uno puede esperar que la inductancia mutua y la capacidad de acoplamiento sea controlado por el trenzado con lo cual segmentos adyacentes de pares trenzados vean polaridades opuestas y por lo tanto se cancelen las señales inducidas, dado que una de ellas posee una fase de 0° y la otra una fase de 180° (siempre y cuando el trenzado sea simétrico).

Sin embargo el trenzado nunca es perfecto y los valores de la inductancia mutua y de la capacidad de acoplamiento no son constantes durante todo el par. Además la variación de la inductancia mutua y de la capacidad de acoplamiento con la frecuencia es aún más grande que la variación de los parámetros RLCG, que está caracterizada por las señales diferenciales (“señales metálicas”) producidas por el desbalance de las líneas (como comentamos en la sección (3.1.5)) a través del par trenzado de cobre. Sin embargo también es razonable que el acoplamiento de una señal diferencial (en otro par trenzado) sobre la señal diferencial sobre el par de interés sea constante con respecto a la longitud promedio del par (solo mientras asumamos que los parámetros RLCG son constantes por unidad de longitud). Por lo tanto el acoplamiento por Hz entre los cambios de voltaje sobre la línea 2 y la línea 1 X_{21} , puede ser expresado mediante la generalización

de la teoría de cuadripolos equivalentes para líneas de transmisión que describimos anteriormente. Suponiendo que conocemos M y E , obtenemos la siguiente expresión para el voltaje inducido desde el par trenzado 2 en el par trenzado 1:

$$N_{p1}(f, x) = X_{21}(f) \cdot 2pjf \cdot V_{p2}(f, x) \quad \text{Ec. - 3.2.1}$$

donde $N_{p1}(f, x)$ es el voltaje diferencial inducido (voltaje metálico) sobre el par 1 a la frecuencia f en la posición x a lo largo del cable de transmisión (NEXT a la distancia x y $V_{p2}(f, x)$ es el voltaje que causa el crosstalk sobre el segundo par. El factor $2pjf$ representa que este fenómeno es un cambio de voltaje o corriente sobre el otro par que realmente conduce el voltaje inducido o la corriente inducida sobre el primer par. Lo cual se puede deducir, debido a que éste factor se desprende de la diferenciación dada por la ley que rige la intensidad de corriente por una bobina o la diferencia de voltaje en bornes de un capacitor.

Éste resultado es similar a la función que rige el NEXT crosstalk del par 1 sobre el par 2 y también es válida para cada par en el cable dentro de cada uno y de todos los otros pares. Por lo tanto todo tipo de acoplamiento ya sea entre pares del mismo cable o entre pares de distintos cables, dentro del mismo torón o en distinto torón está dado por la expresión vista anteriormente.

3.2.2.1.1 NEXT Crosstalk

NEXT es el tipo de crosstalk que se da cuando las señales viajan en sentidos contrarios sobre dos pares (o desde un transmisor a un receptor cercano). O sea un transmisor que transmite sobre cierto par una señal y parte de ésta señal se introduce dentro de un receptor cercano a través de otro par.

El modelo de interferencia NEXT sobre un cable de longitud d donde por ejemplo existen dos o más pares, uno o varios sobre los cuales se transmite y otro que recibe la interferencia por estar “cercano” a estos, se puede analizar a partir de la división en tramos de longitud infinitesimal del cable que contiene los pares (en realidad de la división de los pares en tramos de longitud infinitesimal). Se puede expresar entonces como la suma de las diferentes contribuciones de crosstalk de todos los tramos de longitud infinitesimal, obteniendo finalmente la suma total para todas las contribuciones. La expresión resultante es la siguiente:

$$N(f, d) = \int_0^d X_{21}(f) \cdot 2pjf \cdot V_{p2}(f) \cdot T_2(f, x) \cdot T_1(f, x) \cdot dx \quad (3.2.2)$$

donde $V_{p2}(f)$ es la señal de entrada interferente del par 2 en la figura (3.2.1), $T_2(f, x)$ es la función de transferencia de inserción de la línea 2 (dentro del par 2) de longitud x y $T_1(f, x)$ es la función de transferencia de inserción dentro de la línea 1 también de longitud x .

Se asume que cada línea en el punto x termina en su impedancia característica, la mayoría de los análisis hacen un número de suposiciones particulares en torno a que las

líneas de transmisión que terminan en su propia impedancia característica. Además las dos líneas tienen idénticos parámetros primarios RLCG.

Tomando en cuenta la potencia de la interferencia NEXT obtenemos la siguiente expresión:

$$N(f, d) = (4p^2 f^2) |X_{21}(f)|^2 \cdot |V_{p2}(f)|^2 \cdot \int_0^d e^{-4ax} dx \quad \text{Ec. - 3.2.3}$$

$$= (4p^2 f^2) \cdot |X_{21}(f)| \cdot |V_{p2}(f)|^2 \cdot \frac{[1 - e^{-4ax}]}{4a}$$

Ahora asumamos que para el par trenzado $a = V \cdot \sqrt{f}$ y que el término exponencial como argumento de la integral es pequeño para un largo suficientemente grande, que por otro lado es razonable ya que estamos tratando con líneas largas ($d \gg l$), con lo cual el modelo es el siguiente:

$$|N(f, d)|^2 = |N(f)|^2 = \left(\frac{p^2 f^{1.5}}{V} \right) \cdot |X_{21}(f)|^2 \cdot |V_{p2}(f)|^2 \quad \text{Ec. - 3.2.4}$$

El aumento del acoplamiento entre pares con $f^{1.5}$ es un factor empírico, hallado a partir de un número de suposiciones sobre la terminación de la línea en su impedancia característica, asumiendo características uniformes de la línea y la posición fija de la línea. Por ello existen modelos más sofisticados que ajustan el exponente de f cercano a 1.5, pero existen modelos que dicen también que el número puede variar entre 1.3 y 1.7 basados en medidas que determinan empíricamente la constante.

Para cualquier frecuencia dada dentro del rango de interés de x.DSL sólo unos pocos pares pueden contribuir significativamente al crosstalk pero si embargo al considerar todo el rango de frecuencias pueden contribuir al crosstalk muchos pares. Se supone que el acoplamiento total sobre pares, o sea la suma de todos los acoplamientos de un conjunto de pares sobre otro es constante y está dado por:

$$\sum_n |X_n(f)|^2 \approx k' \quad \text{Ec. - 3.2.5}$$

Por otra parte estudios empíricos han determinado que el valor de la constante para un multipar de 50 pares tiene un acoplamiento dado por:

$$S_n(f) = k_{next} \cdot f^{1.5} \cdot S_2(f) \quad \text{Ec. - 3.2.6}$$

donde k_{next} ha sido determinado por ANSI y posee la siguiente expresión:

$$k_{next} = 10^{-13} \cdot \left(\frac{n}{49} \right)^6 \quad \text{Ec. - 3.2.7}$$

y n es el número de pares dentro del torón transportando algún servicio x.DSL.

La tabla 3.1 muestra los valores del acoplamiento entre pares manifestado a través del crosstalk para ciertos valores de frecuencia y cantidad de interferentes.

Número de interferentes → Frecuencia (kHz) ↓	1	10	24	49
3	-88	-82	-79.7	-77.8
30	-73	-67	-64.7	-62.8
300	-58	-52	-49.7	-47.8
3000	-43	-37	-34.7	-32.8

Tabla 3.1 – Atenuación por crosstalk NEXT en dB

Para interferentes crosstalk entre pares en grupos de torones, K_{next} esta reducido por un factor adicional de 10 dB. Algunas funciones de densidad de probabilidad para algunos interferentes NEXT son las siguientes (sólo a modo de ejemplo):

1) **HDSL Next**

Para codificación 2B1Q HDSL NEXT

$$PSD_{HDSL}(f) = K_{HDSL} \cdot \frac{2}{f_0} \cdot \frac{\left[\text{sen}\left(\frac{pf}{f_0}\right) \right]^2}{\left(\frac{pf}{f_0}\right)^2} \cdot \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{f}{f_{3db}}\right)^8 \right]} \quad \text{Ec. - 3.2.8}$$

2) **ADSL Next**

Upstream:

$$PSD_{ADSL,US}(f) = K_{ADSL,US}(f) \cdot \frac{\left[\text{sen}\left(\frac{pf}{f_0}\right) \right]^2}{\left(\frac{pf}{f_0}\right)^2}, \quad 0 \leq f \leq \infty \quad \text{Ec. - 3.2.9}$$

Downstream:

$$PSD_{ADSL,DS}(f) = K_{ADSL,DS}(f) \cdot \frac{\left[\text{sen}\left(\frac{pf}{f_0}\right) \right]^2}{\left(\frac{pf}{f_0}\right)^2} \cdot |LPF(f)|^2 \cdot |HPF(f)|^2, \quad 0 \leq f \leq \infty$$

(3.2.10)

donde $f_0 = 2.208 \text{ MHz}$ y $K_{ADSL,DS} = 110.4 \text{ mW}$

$$|LPF(f)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{3db}}\right)^8} \quad f_{3db} = 1.104 \text{ MHz}$$

$$|HPF(f)|^2 = \frac{f^8}{f^8 + f_{3db}^8} \quad f_{3db} = 20 \text{ kHz}$$

3.3.2.1.2 FEXT Crosstalk

FEXT es el tipo de crosstalk que ocurre cuando la señal viaja en la misma dirección sobre dos pares, o sea, cuando desde un transmisor se envían señales y son recibidas por un receptor lejano. En definitiva FEXT es la diafonía entre pares provocada por el acoplamiento entre pares que transmiten y pares que reciben una señal en extremos opuestos del cable o dicho de otra forma es la interferencia que se induce en un receptor debido a la existencia de un transmisor en el otro extremo del multipar o torón.

La diferencia fundamental entre el NEXT y el FEXT radica en la dependencia de la función de transferencia de la línea, ya que la señal interferente debe viajar a lo largo de la línea antes de alcanzar al receptor. Otra diferencia está en que el acoplamiento en sí depende del largo de la línea.

Al viajar una señal por una línea, la señal interferente sufre la misma atenuación que la señal interferida, con lo cual el crosstalk FEXT sufre la misma atenuación, de ahí que la dependencia con la distancia es clara para la interferencia FEXT. Con lo cual como vimos el modelado del FEXT es similar al modelado de NEXT sólo que se agrega a éste el efecto de la función de transferencia de la línea, por lo tanto la siguiente expresión representa la señal interferente FEXT:

$$F(f, d) = \int_0^d X_{21}(f) \cdot 2pjf \cdot V_{p2}(f) \cdot T_2(f, x) \cdot T_1(f, d-x) \cdot dx \quad \text{Ec. - 3.2.11}$$

donde T_1 es la pérdida por inserción de la línea 1, la cual es función de la longitud de la línea desde el punto de acoplamiento hasta el receptor lejano, mientras que T_2 es la pérdida por inserción de la línea 2 y también es función de la longitud de la línea hasta el punto de acoplamiento.

Si asumimos de nuevo que las dos líneas terminan en sus impedancias características y tienen los mismos parámetros RLCG, la expresión para la potencia de la señal es entonces la siguiente:

$$|F(f, d)|^2 = (4p^2 f^2) \cdot |X_{21}(f)|^2 \cdot |V_{p2}(f)|^2 \cdot \int_0^d e^{-2ad} dx \quad \text{Ec. - 3.2.12}$$

$$= (4p^2 f^2) \cdot |X_{21}(f)|^2 \cdot |V_{p2}(f)|^2 \cdot d \cdot e^{-2ad}$$

Tomando en cuenta la aproximación de la exponencial obtenemos como vimos en la ecuación (3.2.12) la potencia para un interferente FEXT. El FEXT como se puede

deducir de la ecuación (3.2.12) se incrementa con el cuadrado de la frecuencia de la señal transmitida, además a menudo el factor exponencial en la ecuación (3.2.6) es reconocido solamente como la función de transferencia de una sola línea y entonces la expresión $|T(f, d)|^2$ reemplaza éste factor, aún cuando se asume que ambas líneas son idénticas y cumplen las misma relación dada por la ecuación (3.2.6).

Uno debería generalmente reemplazar este factor con expresiones dadas por integrales complejas dadas por la ecuación (3.2.11). Además la expresión para el acoplamiento $|X_{21}(f)|^2$ variará una vez más en forma significativa con la frecuencia como se analizó para el interferente NEXT digamos entre unos 10 dB y 20 dB o aún más en altas frecuencias. No obstante cuando se suman muchos interferentes, obtendremos una aproximación similar a la obtenida en la ecuación (3.2.6), la que luego veremos en la ecuación (3.2.14).

Ahora bien, siguiendo con la expresión para interferentes FEXT, el factor V no se utiliza para ésta expresión como se utilizó para la ecuación (3.2.4) por lo cual para éste caso el modelo aceptado por ANSI para interferentes FEXT es el siguiente:

$$S_f(f) = k_{fext} \cdot f^2 \cdot d \cdot |T(f, d)|^2 \cdot S_2(f) \quad \text{Ec. - 3.2.13}$$

donde d es la longitud en pies de la línea, $|T(f, d)|^2$ son las pérdidas por inserción de línea o transferencia de la línea de entrada para un largo dado d , $S_2(f)$ es de nuevo la densidad espectral de potencia (PSD) de entrada a la línea y k_{fext} es la constante de acoplamiento dada empíricamente por las normas como en el caso de los interferentes NEXT.

La constante de acoplamiento posee entonces el siguiente valor para interferentes FEXT:

$$k_{fext} = \left(\frac{n}{49}\right)^6 \cdot 9 \times 10^{-20} \quad \text{Ec. - 3.2.14}$$

Cabe decir que una vez más éste valor representa al 1% (peor caso) para frecuencias hasta 30 MHz. Los ejemplos de interferentes FEXT son similares a los vistos para los interferentes NEXT con la única diferencia del agregado del efecto de la función de transferencia de la línea, que sí la poseen los interferentes FEXT como vimos, además de algún cambio en la constante de acoplamiento.

3.3.3 Compatibilidad Espectral

La compatibilidad espectral es un término utilizado a menudo para referirse al grado de crosstalk mutuo que existe entre varios sistemas x.DSL, además de ser utilizado para referirse a las emisiones por radiofrecuencia.

Cuando el número de servicios x.DSL desplegados se incrementa éste factor es preocupante a la hora de diseño de nuevos módems para estos nuevos servicios dado

que el diseño del modem para un nuevo tipo de servicio conducirá a errores en otros tipos de módems también donde el servicio comparte el mismo cable.

Es útil tener en cuenta esto, ya que antes de que la señal alcance la línea, se pueden presentar ruidos provenientes de más de un servicio entre los que se pueden implementar sobre un mismo cable. Esto implica modelar los diferentes tipos de servicios para simular el canal de transmisión de la forma más adecuada posible, para obtener un simulador de líneas aceptable.

3.3.3.1 Interferencia entre x.DSL y multiplexación de servicios

Como vimos en el punto anterior, la compatibilidad espectral se refiere al posible solapamiento de las funciones de potencia de densidad espectral de los diferentes servicios x.DSL compartiendo el mismo cable o quizás el mismo torón. Con lo cual el nivel de crosstalk puede ser suficientemente grande en altas frecuencias ocasionando en otros servicios mal desempeño de los mismos.

El problema es localizar el ancho de banda utilizado por los diferentes servicios de una manera que sea lo menos perjudicial para otro servicio que podría encontrarse ahora o luego en el mismo cable. Ahora bien, una regla a seguir para la implementación de un nuevo servicio es que un nuevo servicio como tal no debería ser más perjudicial para un servicio existente que lo que éste último es para el mismo.

3.3.3.2 Interferencia de un servicio sobre el mismo tipo de servicio (Self-Interference)

La interferencia sobre un mismo servicio o self-interference es el crosstalk inducido dentro de un servicio por un servicio x.DSL idéntico. Este tipo de compatibilidad espectral es la más importante cuando un proveedor de servicios elige brindarle a sus clientes un nuevo servicio x.DSL a gran escala. Entonces aquí se deben analizar los servicios x.DSL del mismo tipo, los que interfieren entre ellos.

Uno de los tipos de crosstalk que se manifiesta de un servicio en otro del mismo tipo es el SELF NEXT que puede ser eliminado bien en el dominio de la frecuencia como también en el dominio del tiempo. Utilizando para ello espectros de frecuencia no solapados o bien sincronizando todos los servicios x.DSL existentes al reloj de la red y por lo tanto transmitiendo en dirección al cliente (downstream) en diferentes time-slots que transmitiendo en dirección a la central (upstream).

El crosstalk FEXT estará presente, sin embargo existen métodos también de separación en el dominio de la frecuencia como en el tiempo. Hasta aquí se pretendió brindar una idea de que tan importante es analizar el impacto de la puesta de un servicio x.DSL para un abonado y lo que implica para otros servicios ya existentes, la existencia de éste nuevo servicio. Esto implica nuevas señales interferentes y por lo tanto se debe analizar bien el impacto de éstas sobre el desempeño del servicio a implementar (que a su vez también será útil para considerar la mayor cantidad de ambientes reales posibles para nuestro simulador). A continuación veremos otras fuentes de ruido presentes en los sistemas x.DSL.

3.3.4 Introducción de ruidos RF, Modelado de ruido AM y ruido de radioaficionados

El ruido remanente de las señales de transmisión inalámbricas sobre líneas telefónicas, particularmente ondas de radio emitidas por radiodifusoras broadcast AM y transmisiones de operadores amateurs de radio (emisiones de radioaficionados) son las principales fuentes de ruido electromagnético por ondas de radio a analizar en los sistemas x.DSL.

Existen dos tipos de interferentes de radiofrecuencia que se manifiestan de las formas que presentamos anteriormente, éstos tipos son con los que nos debemos enfrentar a la hora de simular la línea ya que son efectos que en muchos casos pueden degradar el desempeño del sistema x.DSL y por lo tanto deben ser tomados muy en cuenta su análisis. Cabe decir también que para ADSL G.Lite el ruido electromagnético debido a las emisoras de radio AM y radioaficionados no fue tomado en cuenta para realizar el simulador software presentado en el convenio anterior ANTEL-FING sobre el cual despertó una de las motivaciones de éste proyecto y a partir del cual se quiso continuar a el mismo.

Con esto en mente, tuvimos que enfrentarnos a los diferentes modelados de estos tipos de ruidos que dependen intrínsecamente de la distancia de la emisora a la línea del abonado como también de la potencia de la portadora AM. En definitiva se pudo ver que la información suficiente para modelar estos fenómenos se encuentra en las normas. Los dos tipos de fuentes posibles entonces para el ruido por ondas electromagnéticas de radiofrecuencia son:

- 1) Interferencia desde una fuente RF externa dentro de un receptor x.DSL (Ingress)
- 2) Interferencia desde un sistema DSL dentro de un receptor de radiofrecuencia. (Egress – Originado por radiación del loop del abonado)

Ambos resultan al igual que el crosstalk debido al desbalance de las líneas. La interferencia Ingress ocurre fundamentalmente porque un solo transmisor de RF se acopla en forma no uniforme sobre ambos cables del par, mientras que la interferencia Egress ocurre porque los cables del par irradian potencia en forma no uniforme sobre las antenas receptoras. Puesto que a nosotros nos interesa sólo la interferencia sobre los pares que forman parte del loop del abonado entonces tomaremos sólo en cuenta el ruido de RF dado por la interferencia Ingress.

Considerando un peor caso de éste tipo de fuente de ruido, ésta en este caso ocurre cuando la señal de RF se acopla sobre un par no balanceado o muy poco balanceado dando lugar a caídas del cable con respecto a la señal, o sea falta del enlace debido a que el mismo se ve afectado por distintos tipos de efectos de desaparición que hacen que el mismo no este en condiciones de transportar señales útiles alguna.

Esto hace que aparezca directamente en la entrada de un receptor remoto, lo que nos hace tomar especial cuidado y entonces simular éste fenómeno que está intrínsecamente ligado al comportamiento del loop del abonado con respecto al transporte de la señal x.DSL. Tres fuentes de ruido por emisión de ondas de radiofrecuencia deben ser tomadas en cuenta, las mismas son:

- a) **Ondas de RF HAM** (Radioaficionados, amateur)
- b) **Ondas de AM**
- c) **Otras fuentes**

Como dijimos anteriormente las ondas de radiofrecuencia impactan sobre los pares trenzados de las líneas telefónicas, especialmente las líneas aéreas. Como sabemos además, las líneas telefónicas al estar hechas de cobre se convierten en muy buenas antenas para la recepción de las ondas electromagnéticas que inciden sobre ellas como un flujo de carga inducida con respecto a tierra.

Entonces el voltaje en modo común para el par trenzado es de uno de los dos cables con respecto a tierra, usualmente estos dos voltajes están sobre el mismo debido a la semejanza de los dos cables en el par trenzado. Las líneas telefónicas que están balanceadas satisfactoriamente deberían presentar una reducción significativa en el nivel de las señales diferenciales de RF sobre los pares con respecto a las señales de modo común.

Sin embargo el desbalance disminuye con el aumento de la frecuencia y por lo tanto en frecuencias de interés de x.DSL desde los 560 kHz hasta los 30 MHz los sistemas x.DSL pueden solapar las bandas de RF. Por lo tanto recibirán algún nivel de ruido de RF a lo largo de las señales diferenciales x.DSL sobre las mismas líneas telefónicas. Este tipo de ruido como dijimos es conocido como RF ingress o ruido de radiofrecuencia de ingreso ya que afecta a la línea x.DSL.

Basado en análisis se puede ver que el campo electromagnético para una antena de transmisión puntual y la potencia P_t que irradia se distribuye uniformemente sobre toda la superficie de una esfera, obteniendo un campo a una distancia d con la siguiente expresión:

$$F = \sqrt{\frac{P_t \cdot Z_f}{4\pi \cdot d^2}} = \frac{5.48\sqrt{P_t}}{d} \quad V/m \quad \text{Ec. - 3.2.15}$$

Donde Z_f es la impedancia característica del espacio libre y es igual a 377Ω . Ahora bien, la cantidad de voltaje inducido con respecto a tierra desde un campo incidente F sobre un cable depende de las propiedades magnéticas y de conducción del cable al igual que de sus propiedades geométricas como son la distancia y la sección. El voltaje inducido es igual en voltios a la fuerza magnética inducida por el campo electromagnético cuando es expresado en volts/metro considerando un peor caso.

Por lo tanto el voltaje en modo común esta dado también por la expresión (3.2.11). El voltaje en modo diferencial es el voltaje en modo común reducido por un factor de balance $\sqrt{B(f)} = \sqrt{B}$ con lo cual obtenemos la siguiente expresión para el voltaje diferencial:

$$V_d = \frac{5.48\sqrt{P_t}}{d \cdot \sqrt{B}} \quad \text{Ec. - 3.2.16}$$

Esta expresión puede ser usada para estimar el nivel de ruido de ingreso por RF inducido por las estaciones de broadcast AM como también de los operadores radioaficionados.

3.3.5 Ruido Impulsivo

El ruido impulsivo se da por efectos electromagnéticos transitorios que resultan en un ruido sobre el loop del abonado. Las causas de origen del ruido impulsivo están dadas por ejemplo cuando uno levanta el tubo telefónico o bien cuelga el mismo. Se sabe que cuando uno levanta el tubo entonces deja abierto el circuito en los bornes de la salida del circuito telefónico, por lo tanto deja activo el circuito para realizar la llamada, también éste tipo de ruido se da cuando uno cuelga el tubo telefónico ya que cortocircuita los bornes de salida del circuito telefónico.

Este proceso se puede representar básicamente mediante un impulso muy rápido ya que uno cuelga y descuelga lo que produce una carga y una descarga de corriente que brinda la central cuando ésta envía la corriente necesaria para alimentar al circuito telefónico. Como dijimos son señales muy rápidas (suben y caen rápidamente) hasta llegar al régimen donde la señal es nula.

En definitiva estas fuentes de ruido se dan principalmente por el hecho de que el teléfono es un circuito que debemos verlo como una impedancia que carga al circuito por momentos. Esto implica impulsos en la corriente que circula por los pares telefónicos. En resumen cada uno de estos efectos es temporario y resulta en la inyección de ruido en los pares telefónicos como dijimos anteriormente, además cabe decir que el mecanismo de acoplamiento es el mismo que el que se presentó para el ruido de ingreso por RF (RF ingress) pero típicamente a mucho menor frecuencia.

Los voltajes diferenciales inducidos tienen una amplitud de entre unos pocos milivoltios, 5 o 10 mV hasta unos 100 mV. Estos voltajes pueden sufrir una atenuación grande sobre los pares trenzados a altas frecuencias significando que el impulsivo pueda llegar al receptor con gran amplitud en comparación al nivel de la señal x.DSL recibida. El voltaje en modo común causado por el ruido impulsivo puede ser de unos 10 voltios de amplitud y la duración de estos pulsos puede ser de unos 10 a 100 ms pero pueden presentarse en intervalos de tiempo de hasta 3 ms.

El ruido impulsivo que aparece más a menudo es el Pulso Cook (Cook Pulse), cuya amplitud estadísticamente aumenta con el ancho de banda del servicio x.DSL bajo prueba. Además se incrementa cuanto mayor es el ancho de banda del filtro receptor del sistema x.DSL, lo que significa una menor atenuación del impulso, ya que al ser un impulso obviamente posee muchas componentes en frecuencia con lo cual a mayor ancho de banda mayor es la cantidad de componentes en frecuencia del impulso que consideramos. Luego, en la etapa de análisis y estudio del prediseño, veremos que es conveniente el estudio en el tiempo del ruido impulsivo. Ahora bien, la siguiente expresión muestra el modelo analítico para el voltaje diferencial de pico inducido por el ruido impulsivo:

$$V_{imp,peak} = I \cdot f_{x.DSL}^{3/4} \cdot t^{1/3} \quad \text{mV} \quad \text{Ec. - 3.2.17}$$

donde I es la constante que representa el grado de ocurrencia del impulso, $f_{x.DSL}^{3/4}$ es el ancho de banda usado por el servicio x.DSL y t es el intervalo de tiempo de duración del impulso. Un valor típico para la constante I es 0.28 con un caso dado por $I = 1.4$.

Analizando la expresión podemos decir que cuanto mayor es el ancho de banda del sistema x.DSL mayor es la amplitud del impulso (la potencia del impulso se incrementa $3/4$ veces con el ancho de banda) y además posee una duración mayor y por lo tanto es común que cuanto mayor sea el ancho de banda del sistema x.DSL ocurra entonces un impulso de mayor duración. Finalmente el voltaje en modo común no depende de la frecuencia y posee la siguiente expresión:

$$V_{común} = m \cdot \sqrt{t} \quad \text{mV}$$

donde m es al igual que I la constante de ocurrencia del impulso en modo común con un valor típico de 1100 y un peor caso de 4400.

La independencia de la frecuencia se debe a que como vimos el desbalance disminuye con la frecuencia como $f^{1/5}$ lo que concuerda con el modelo de crosstalk visto que muestra que la interferencia crosstalk aumenta con el mismo factor.

3.4 QAM, Esquema de modulación DMT, Diferencias DMT/CAP

3.4.1 Códigos pasabanda

Los códigos de línea pasabanda no poseen energía espectral cercana a las componentes de DC o en la componente DC misma. La razón por la que son usadas en los sistemas x.DSL es porque normalmente hay transformadores acoplados a los bloques de transmisión del módem los cuales no dejan pasar las frecuencias cercanas a DC o incluso la propia componente DC. A continuación veremos un esquema particular de modulación digital que es base para los servicios x.DSL que existen hoy en día.

3.4.2 QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

La técnica de modulación por amplitud en cuadratura consiste en modular una señal en fase y cuadratura mediante las siguientes funciones:

$$j_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} j(t) \cos(2\pi f_c t)$$

$$j_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}} j(t) \sin(2\pi f_c t)$$

Ec. - 3.2.18

donde $j(t)$ es la función para modular banda base utilizada, usualmente un *senc*.

La multiplicación del pulso por un seno y coseno desplaza la energía fuera de la banda base para evitar recorte de DC, por el acoplamiento del transformador sobre el par trenzado, debido a lo comentado en la sección (3.3.1). Los pulsos QAM sufren grandes atenuaciones en la línea, lo que implica una compensación luego del lado del receptor. Esto también debe verse reflejado en el simulador, ya que debemos lograr simular todos los fenómenos que ocurren sobre los pulsos.

Considerando $x(t)$ como la señal resultante de modular mediante QAM los diferentes mensajes que transmitimos ($x_1(t)$ y $x_2(t)$), se obtiene finalmente la siguiente expresión para la señal resultante $x(t)$:

$$x(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \sum_k x_{1,k} j(t - kT) \cos(2\pi f_c t) - x_{2,k} j(t - kT) \text{sen}(2\pi f_c t) \quad \text{Ec. - 3.2.19}$$

donde las diferentes señales $x_{1,k}$ y $x_{2,k}$ son las señales que se transmiten mediante modulación QAM.

A continuación podemos ver un ejemplo que ayuda a comprender este tipo de modulación, la tabla 3.3.1 muestra para las diferentes palabras de código las diferentes representaciones para la señal QAM resultante. Luego la figura 3.9 muestra la señal resultante de la señal digital 001010100011101000011110, la cual debe ser dividida en grupos de a 3 bits para formar la señal a partir de la tabla (3.2).

Palabra de Código	Amplitud	Desplazamiento de Fase
000	1	Ninguna
001	2	Ninguna
010	1	¼
011	2	¼
100	1	½
101	2	½
110	1	¾
111	2	¾

Tabla 3.2 – Desplazamiento de fase para 3-QAM

Este es un caso particular de QAM, para 3 bits, la cantidad de palabras de código de la modulación QAM está dada por 2^b donde b es el número de bits utilizados para cada palabra de código.

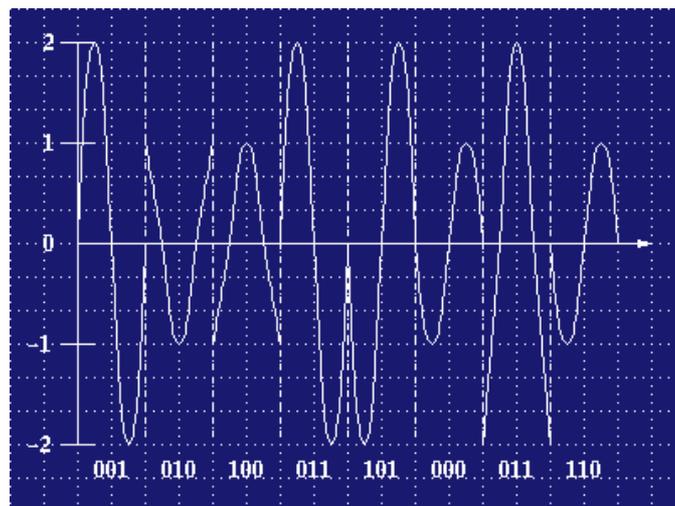


Figura 3.9 – Ejemplo de señal analógica modulada mediante 8-QAM

De la ecuación (3.2.19) se puede ver algo curioso, si observamos la ecuación veremos que las funciones seno y coseno que intervienen no dependen del k-ésimo símbolo enviado, esto es así debido a la presencia de las funciones sinusoidales y la elección arbitraria de una frecuencia portadora con respecto a la tasa de generación de símbolos.

Por lo tanto las funciones seno y coseno que hacen a la modulación QAM no surgen a la par de cada período de símbolo.

Esto último quiere decir que las funciones bases QAM no son periódicas usualmente a la tasa de símbolo, o sea, $x_n(t) \neq x_n(t + kT)$, aún si el mismo mensaje es transmitido repetidamente, aunque sin embargo el pulso banda base enviado, se repite por cada período de símbolo.

Esta aperiodicidad no preocupa generalmente, pero el uso de funciones periódicas puede dar menos simplificaciones en las implementaciones de sistemas de modulación x.DSL en algunos casos. Por ejemplo con el esquema de modulación CAP, que luego describiremos brevemente, como también para el esquema de modulación DMT (Dual Multi Tone) estándar para ADSL, el cual sí detallaremos más a fondo.

3.4.3 CAP (Carrierless Amplitud/Phase Modulation)

Éste esquema fue propuesto en 1995 por Werner quién noto que la modulación de la portadora en QAM era superflua, puesto que la modulación básica es bidimensional y una elección de dos funciones sin componente de continua como base, puede algunas veces simplificar la implementación del transmisor. Las funciones bases para la técnica de modulación CAP surgen a la par de cada uno de los períodos de símbolo y se representan de la siguiente forma:

$$j_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} j(t) \cos(2\pi f_c t)$$

$$j_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}} j(t) \sin(2\pi f_c t)$$

Ec. - 3.3.20

Al igual que con la modulación CAP una de las funciones es en fase y la otra función base es en cuadratura, cada una de las cuales posee una frecuencia fundamental f_c .

Ahora bien considerando al igual que en el caso de QAM sucesivas transmisiones de símbolos modulados mediante CAP tenemos que:

$$x(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \sum x_{1,k} j(t - kT) \cos(2\pi f_c [t - kT]) - x_{2,k} j(t - kT) \sin(2\pi f_c [t - kT])$$

Ec. -3.3.21

Esta señal no tiene una frecuencia portadora, el papel de f_c es sólo el de un parámetro que indica la frecuencia central de la banda de frecuencia de la señal utilizada para la transmisión, por eso el término “carrierless” (sin portadora), mientras que sin embargo la amplitud y la fase de $x(t)$ está modulada con un conjunto base bidimensional (componente en fase y en cuadratura) al igual que QAM.

El sistema de transmisión que utiliza CAP como técnica de modulación no está estandarizado para su uso en los sistemas x.DSL pero ha sido utilizado por unos pocos vendedores a través de implementaciones propietarias. CAP y QAM son equivalentes en la mayoría de las características, en cuanto a desempeño sobre un canal dado y con una complejidad en el receptor también dada, sobre todo porque las diferentes implementaciones difieren muy poco entre ellas.

3.4.4 Constelaciones QAM y zonas de decisión

Las constelaciones QAM como cualquier otro gráfico de constelaciones nos permiten diferenciar las zonas de decisión entre palabras de código. La distancia entre un punto y el origen representa la potencia de la señal que representa esa palabra de código. La fase del vector que une estos dos puntos es la fase de la señal analógica que representa esa palabra de código. Es importante conocer la constelación ya que en base a esta se debe tomar la decisión de cual es la palabra de código que se recibe a causa de la transmisión de la misma. Como se sabe un canal de transmisión no es ideal con lo cual la constelación en recepción no muestra puntos bien definidos sino que presenta “nubes de puntos” que son todos los puntos que se recibieron, obviamente a causa del ruido se recibieron en el receptor señales espurias que dificultan la toma de decisión por una palabra de código.

Para ello es vital muestrear en el momento adecuado y ser lo más inmune al ruido posible como para poder lograr en recepción un esquema de constelación más aceptable. Obviamente lo anterior es a modo de comprensión para que podamos entender que no es tarea fácil para un receptor o más específicamente para un detector hallar la palabra de código que realmente se transmitió. Para ello se definen zonas de decisión en base a la probabilidad de error, por ejemplo para QAM se definen las siguientes probabilidades de error:

$$P_e(impar) < 4\left(1 - \frac{3}{2M}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{6 \cdot SNR}{2M - 1}}\right)$$

$$P_e(par) \leq 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{3 \cdot SNR}{M - 1}}\right)$$

Ec. - 3.3.22

Entonces la probabilidad de que una palabra de código se encuentre en el cruce está dada por la siguiente expresión:

Para $b \geq 5$ donde b es el número de bits

$$P_e(cruce) \leq 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2M}}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{3 \cdot SNR}{\frac{31}{32}M - 1}}\right)$$

Ec.- 3.3.23

Entonces dadas el par de condiciones que dan las probabilidades vistas, obtenemos las diferentes zonas de decisión. Existen mecanismos de realimentación asociados a las constelaciones que utilizan la relación señal a ruido de recepción para adoptar la decisión de cual es la palabra de código transmitida.

3.4.5 Interferencia Inter-Simbólica

La interferencia intersimbólica es uno de los factores fundamentales que degradan cualquier servicio x.DSL. Las diferentes atenuaciones que produce la línea y la variación de retardo entre los pulsos transmitidos que representan símbolos con la frecuencia, causan interferencia de símbolos sobre otros tantos símbolos en forma

sucesiva, causando una interferencia de varios símbolos en otros. Esto se denomina interferencia intersimbólica, lo cual luego se ve reflejado en una inadecuada detección de los símbolos transmitidos que luego son recibidos por el receptor.

Métodos de ecualización permiten efectuar mejoras significativas en el canal para sobrellevar la interferencia intersimbólica pero con el compromiso del costo de incrementos en la tasa de datos y la tasa de símbolos.

Estos métodos de ecualización configuran el receptor en forma adaptativa para cancelar la interferencia intersimbólica mientras que los métodos multicanal adaptan tanto al transmisor como al receptor para efectuar una mejora adicional frente al estado del canal en cuanto a los niveles de ruido e interferencia por lo cual surge la interferencia intersimbólica. Este esquema es el utilizado por ADSL e incluso por algunas implementaciones de VDSL.

La tasa de símbolos y la frecuencia de la portadora o frecuencia central del esquema de modulación CAP/QAM pueden variar para cada canal debido a los efectos de mejora de la ecualización.

3.4.6 Códigos de línea multicanal

El concepto de canal multitransmisión es a menudo uno de los más usados para realizar un método conocido como “divide y conquistarás”, ya que es usado en contra de la dificultad existente de transmisión sobre el par trenzado del sistema x.DSL impuesta por ruido, crosstalk e ISI. Los métodos multicanal transforman el canal dado por el par trenzado en una cantidad de bandas. Cada una de éstas es más inmune a factores que degraden la señal, con lo cual transmitir sobre estas bandas es mejor, dado que resulta en una tasa de datos total igual a la suma de las tasas de datos sobre todo el canal, si suponemos independencia entre las bandas y que no existe interferencia intersimbólica relevante entre las mismas.

El término “divide” puede ser aplicado aquí, puesto que en la transmisión no se produce solapamiento de las bandas de frecuencia. El término “conquistarás” se asocia aquí debido a que se utiliza un código de línea simple en cada una de las bandas para que se realice el mejor desempeño sin preocuparse por la dificultad que presenta la interferencia intersimbólica que sucede sólo cuando se transmiten señales de gran ancho de banda.

Los códigos de línea multicanal son utilizados además porque poseen mejor desempeño y son óptimos fundamentalmente para un canal que presenta una interferencia intersimbólica considerable. Una característica clave de la transmisión multicanal en sistemas x.DSL es la adaptación de la señal de entrada conforme a las características de una línea telefónica particular, puesto que esto permite mejoras considerables en el rango de frecuencias de interés de la señal como también confiabilidad en la transmisión.

Esto último gracias a que como veremos luego, en función de la relación señal a ruido se le puede brindar mayor amplitud a las componentes con mayor relación señal a ruido. Los factores que comentamos (rango de frecuencias y confiabilidad de la transmisión) son dos aspectos en el diseño de un sistema global x.DSL que pueden dominar en el

costo total del sistema. Esto hace que los códigos de línea multicanal se conviertan en los códigos de línea más usados en las implementaciones de x.DSL.

3.4.6.1 Capacidad de un canal de banda limitada

Un canal real no tiene capacidad de transmitir a una tasa infinita, puesto que el ancho de banda del mismo es limitado y que existen factores que degradan el desempeño de la transmisión como el ruido y el crosstalk. La capacidad de un canal de transmisión esta dado por un límite superior en la tasa de datos que puede ser transmitida realmente de forma confiable por el canal. Para un canal afectado de ruido blanco tenemos que la capacidad del mismo posee la siguiente expresión:

$$\bar{c} = \frac{1}{2} \log_2(1 + SNR) \quad \text{Ec. - 3.3.24}$$

donde la relación señal a ruido SNR hace referencia a la relación existente entre la energía transmitida por símbolo y la densidad espectral de potencia del ruido blanco o lo que es lo mismo $SNR = e/s^2$.

Para calcular la máxima tasa de transmisión en bits por segundo sólo necesitamos multiplicar la expresión dada por la ecuación (3.3.24) de capacidad de un canal por el número de símbolos por período, con lo cual obtenemos la siguiente expresión para la tasa de transmisión de símbolos sobre el canal de transmisión considerado:

$$c = \bar{c} \cdot \frac{N}{T} \quad \text{Ec.- 3.3.25}$$

Ahora bien, para que un código de línea obtenga está máxima tasa de transmisión con una pequeña probabilidad de error P_e se deben utilizar métodos de codificación y modulación con una gran complejidad en sus algoritmos de procesamiento, los cuales pueden ser caracterizados por una probabilidad de error de símbolos fija dada por el factor Γ denominado gap. Este cuantifica las pérdidas efectivas en el SNR con respecto a la capacidad del canal, por lo tanto, la tasa de transmisión de datos alcanzada por el código está dada por la siguiente expresión:

$$\bar{b} = \frac{1}{2} \log_2\left(1 + \frac{SNR}{\Gamma}\right)$$

El menor valor de gap implica el mejor código desde el punto de vista de la eficiencia para la transmisión, dada la probabilidad de error de bits (BER). O sea, este es el código que es más inmune a los errores de transmisión para un canal con una probabilidad de error dada (código óptimo). El esquema de modulación QAM posee un valor de $\Gamma = 9.8 \text{ dB}$ para una probabilidad de error $P_e = 10^{-7}$. Otros métodos de codificación de mejor desempeño pueden reducir el valor de gap a 5 dB o 3 dB.

3.4.6.2 Transmisión multicanal básica

Como dijimos anteriormente los métodos de transmisión multicanal permiten el nivel más alto de desempeño para sistema x.DSL como ADSL, VDSL, etc. Cuando la

interferencia intersimbólica (ISI) se convierte en un factor dañino para el desempeño de la transmisión, la complejidad de diseño del ecualizador aumenta rápidamente y por lo tanto se pierde muy a menudo desempeño en la transmisión con respecto a los valores teóricos que manejamos anteriormente de la capacidad del canal.

La solución originalmente propuesta por Shannon es la de particionar el canal en un gran número de subcanales de banda angosta, con una densidad espectral constante similar a la del ruido blanco gaussiano y aditivo (AWGN). Usualmente estos canales se encuentran disjuntos sobre el rango de frecuencias, pero dispuestos de forma contigua. A este tipo de modulación se le denomina modulación multiportadora o multitono. Si tales canales multitono tienen un ancho de banda lo suficientemente angosto, los efectos de la ISI serán minimizados o eliminados completamente.

3.4.7 Modulación DMT (Discrete MultiTone)

Como describimos en la sección (3.3.4) la técnica de modulación consiste en modular una señal mediante dos señales AM, una en fase y otra en cuadratura. Entonces el esquema de modulación que veremos a continuación hace uso de este tipo de modulación para utilizar el espectro x.DSL y dividirlo en subcanales, los cuales serán luego modulados en QAM y se les asignará bits según la relación señal a ruido existente en cada canal. El esquema de modulación DMT separa el espectro de frecuencia de interés en N bandas de frecuencias ($N = 256$ ADSL G.DMT, $N = 512$ ADSL2+) de 4.3125 kHz cada uno, los cuales son analizados espectralmente mediante la FFT tanto a la hora de la modulación como en la demodulación.

El hecho de dividir el espectro de frecuencias en múltiples canales es lo que permite trabajar mejor desde el punto de vista del desempeño de la transmisión que un sistema de modulación AM, ya que cada banda de frecuencias se modula en 2^b -QAM donde b es el número de bits asignados a cada portadora dependiendo de la relación señal a ruido. Existen implementaciones de x.DSL que adaptan la cantidad de bits que se asignan a cada portadora durante la transmisión (RADSL – Rate Adaptive DSL), esta adaptación se realiza en el módem.

Un sistema de modulación DMT transmite datos en paralelo sobre todo los subcanales, en donde cada subcanal transporta diferente cantidad de bits como dijimos anteriormente dependiendo de la relación señal a ruido (SNR). Un sistema que utilice el esquema de modulación DMT para transmitir datos usa por cada portadora modulación QAM con una señal en fase y otra en cuadratura. Con lo cual, si el espectro del canal es dividido en M subcanales como dijimos anteriormente, el número de bits transmitidos por cada símbolo DMT denotado por b_{DMT} puede ser expresado como:

$$b_{DMT} = \sum_{j=1}^M b_j$$

donde cada uno de los bits b_j están asignados a un símbolo DMT (por cada portadora) denotado por X_j , donde el índice j es el número de subcanal considerado. La función de transferencia de cada subcanal denotada por $H_j(f)$ es la función de transferencia

que en $f = f_j$ (frecuencia de muestreo), posee un valor de transferencia $H(f_j)$. Esto último implica que el subcanal no posee memoria puesto que el valor de la función de transferencia para una frecuencia del subcanal es el mismo valor de la función de transferencia del subcanal.

Si ahora calculamos la relación señal a ruido (SNR) dada sobre uno de cualesquiera de los subcanales, supongamos en el subcanal j tenemos que:

$$SNR_j = \frac{E_j \cdot |H(f_j)|^2}{S_{ruido,j}^2}$$

donde $S_{ruido,j}$ es la varianza del ruido y E_j es la energía promedio del símbolo sobre el subcanal j .

La energía promedio que posee un símbolo en una constelación QAM esta dada por la siguiente expresión:

$$E_j = \frac{N-1}{6} \cdot d^2$$

donde N es el número de puntos en la constelación y d la mínima distancia Euclideana entre dos puntos de la constelación. Las dos portadoras que se modulan en cada una de las bandas que se modulan QAM se combinan para dar la señal que será transmitida por el transmisor x.DSL, luego en el destino, las dos portadoras son separadas y se extraen cada una de estas señales. Luego ambas señales son combinadas de nuevo para dar finalmente la información modulada.

3.4.8 X.DSL y DMT

Como vimos en el capítulo 2, G.DMT o ADSL FullRate permite aproximadamente 6 Mbps en la tasa de datos del downstream y aproximadamente 640 kbps en la tasa de datos del upstream dependiendo del entorno en que se desarrolla y los diferentes ruidos existentes sobre el entorno. G.DMT usa código de línea DMT, que está basado en el cálculo de la transformada de Fourier en el origen al igual que en el destino por la transformada inversa de Fourier. Esto es así con el fin de generar un conjunto de subcanales y luego transmitir información en cada uno de los subcanales independientemente.

El espectro G.DMT ya lo vimos en el capítulo 2, pero a modo de resumen sabemos que el mismo se divide en 256 tonos entre los cuales están, el tono piloto de la banda de upstream, el tono piloto de la banda de downstream, la banda de upstream y la banda de downstream.

El espaciamiento entre tonos es de 4.3125 kHz, lo que hace que el espectro finalmente quede dividido en un conjunto de subcanales independientes y ortogonales que son la clave del desempeño del sistema de modulación DMT. Por lo tanto como dijimos en la sección (3.4.6), la tasa de datos se puede considerar estadísticamente como la suma de la tasa de datos de cada una de los subcanales QAM modulados.

A partir de la medida de la relación señal a ruido SNR de cada uno de los subcanales se puede asignar a cada uno de estos un cierto número de bits basado en el desempeño y calidad del subcanal. Cuanto mayor SNR posea un cierto subcanal, más cantidad de datos serán transmitidos en dicho subcanal, esto debido a que se evitan las zonas afectadas (en su desempeño como canal de transmisión) por el nivel de ruido existente en el entorno.

Por último en la figura 3.3.2 se puede ver el espectro de frecuencias para ADSL G.DMT o ADSL FullRate en donde cada una de las bandas de frecuencias de los subcanales correspondientes posee una portadora modulada mediante QAM. Por esto, DMT es equivalente a hacer una combinación de modulaciones N-QAM, que en este caso se convierten en 16-QAM como veremos luego ya que se asignan a los sumo 15 bits por subcanal o incluso 16 bits para estar cubierto de error.

Cada subcanal tiene un ancho de banda de 4.3125 kHz y es capaz de transportar 15 bits como ya se dijo, además, el downstream va hasta los 1104 kHz separándose en 249 subcanales y el upstream va desde los 26 kHz hasta los 138 kHz separándose en 25 subcanales.

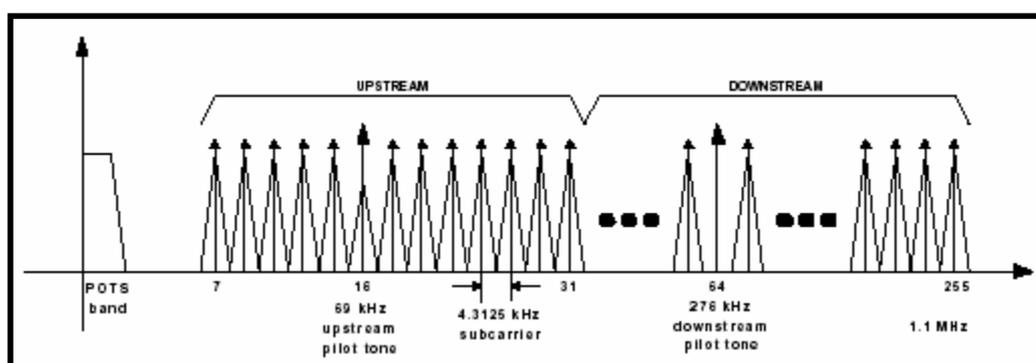


Figura 3.10– Espectro de la señal ADSL G.DMT o ADSL FullRate

Referencias Capítulo 3

Bibliografía:

- [1]-, “Caracterización de la planta externa para su uso a altas velocidades”, Convenio ANTEL-FING Septiembre 2002.
- [2]-“ADSL/VDSL Principles”, Dr. Dennis J. Rauschmayer. Macmilan Technology Series, ISBN 1-57870-015-9. Copyright 1999.
- [3]-“ADSL, VDSL and Multicarrier Modulation”, J. Bingham. Wiley Inter-Science, ISBN 0-471-29099-8, Mayo 2000.
- [4]-“Understanding Digital Subscriber Line Technology”, Thomas Starr, John M. Cioffi, Peter J. Silverman. Prentice Hall. ISBN 0-13-780545-4. Diciembre 1998.

Páginas Web:

- [5]-Vocal Technologies, Ltd. www.vocal.com/adsl/modems
- [6]- “ Loop Qualification for xDSL”, Final Report by Adam Wia. Department Applied Signal Processing Ericsson Telcom. Department of Signal, Sensor & System at Royal Institute Technology. IR-SB-EX-0104. Febrero 2001. www.s33.kth.sc/publications/2001/IR-SB-EX-0104.pdf

Capítulo 4.

Requerimientos para Equipos de Simulación

4.1 Introducción

En la búsqueda por alcanzar el objetivo de realizar el pre-diseño de un simulador de línea y un generador de ruido, presentaremos el esquema de simulación utilizado para realizar pruebas de performance e interoperabilidad propuesto en la mayoría de las recomendaciones o normas. Esto nos permitió identificar los requerimientos generales, en lo que se refiere a: funcionalidades necesarias de estos dispositivos, manipulación de las señales involucradas en la simulación y las opciones de procesamiento de las mismas.

4.2 Esquema Propuesto por los Estándares

Las pruebas de los equipos DSL son críticas para determinar la confiabilidad e interoperabilidad de los productos. Aunque algunos proveedores eligen testear sus equipos en laboratorios calificados por el DSL Forum [1], otros prefieren realizar sus pruebas en laboratorios propietarios.

La medida de la performance de los productos o dispositivos bajo prueba, es el resultado de la exactitud y la confiabilidad del equipamiento y los procedimientos de medida empleados.

El esquema propuesto es el siguiente:

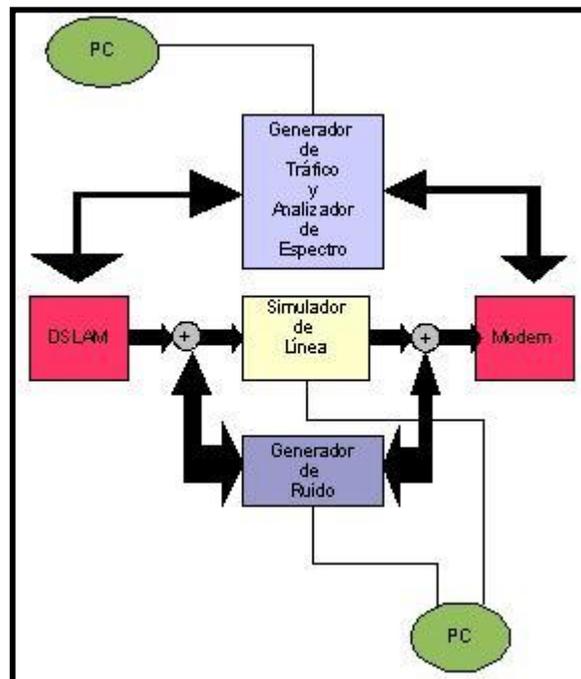


Fig.-4.1: Esquema de interconexión para las pruebas de laboratorio.

Como se muestra en la figura 4.1, la plataforma de medida deberá contener: un DSLAM o xTU-C, un modem o xTU-R, un simulador de línea y un generador de ruido para inyectar interferencia, crosstalk, ruido y todo aquello que se experimentaría en el mundo real. Se necesitará también un generador de tráfico no solo para generarlo sino también para medir el throughput y chequear la tasa de error. A su vez se requerirá un analizador de espectro para medir la interferencia y sus efectos en la tecnología DSL usada.

Una vez reunido todo el equipamiento, se interconectan los equipos y se podrá comenzar con las pruebas requeridas. Según la tecnología a testear será la cantidad de pruebas a hacer y los escenarios posibles a simular. Para ello se deberá recurrir a las normas correspondientes en las cuales se especifican los formatos y los mínimos a cumplir.

Dado que la tecnología elegida para el desarrollo de este proyecto fue ADSL G.Dmt, la norma en que se tendrán que basar las pruebas será la ITU-T G.992.1 [2] y los escenarios a simular serán los especificados en la norma G.996.1 [3] también conocida como G.Test.

4.3 Funcionalidades necesarias del Equipo de Simulación

El equipo de simulación consta de varios equipos, pero sólo nos concentraremos en las funcionalidades de los equipos que son objetivo de estudio de este proyecto.

4.3.1 Funcionalidades del Simulador de Línea

Como su nombre lo indica, este dispositivo deberá ser capaz de reproducir los diferentes escenarios encontrados en la planta externa. Esto implica poder controlar de alguna manera las diferentes características de los pares de cobre encontrados en la misma. La mayoría de los parámetros del par de cobre y su modelado ya fueron presentados en el capítulo anterior. Ahora destacaremos las características que el simulador tendrá que controlar para poder reproducir los diferentes escenarios.

Dentro de los parámetros más importantes se encuentran:

- el diámetro del cable (en mm) o el Wire Gauge si usamos la designación del AWG (American Wire Gauge).
- Segmentos que componen la línea (en metros o pies).
- Tipo de aislamiento (por ej: papel, PE, PVC, PET, PIC).
- Constantes primarias (R, L, C, G).
- Impedancia característica o impedancia compleja.
- Características de atenuación de la línea.
- Retardo de grupo.
- Retardo de propagación.
- Característica de ruido blanco.
- Condiciones externas al par como interferencia (Fext/Next), RFI, ruido impulsivo, condiciones dinámicas y balance de la línea.

El gran problema es que estas características varían según el tipo de cableado que se emplee hasta la casa del abonado. Por lo general, se utilizan diferentes tipos de cable y estos varían según la distancia a cubrir y el lugar por donde serán tendidos.

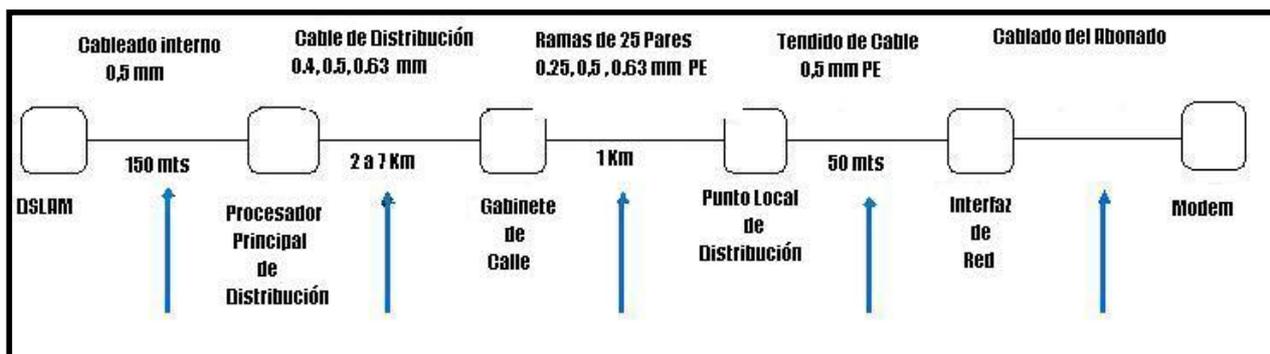


Fig.4.2 Escenario de Simulación [4].

Como se aprecia en la figura 4.2, los escenarios que podemos encontrar son muy variados, pero estos tendrán que ser tomados en cuenta a la hora de simular el par de cobre. Se debe ser capaz de tener una muestra representativa para obtener simulaciones lo más cercanas a la realidad.

Se hace prácticamente imposible poder representar absolutamente todos los escenarios, pero como se mencionó anteriormente, los estándares internacionales no estuvieron ajenos a este hecho y brindaron una gran ayuda proponiendo diferentes modelos. En la siguiente figura se muestran algunos de los modelos propuestos (por mas detalle ir a la norma ITU-T G.996.1), y no sólo se contemplan las variaciones de los cables, sino que también se modelan posibles bifurcaciones como los bridge taps.

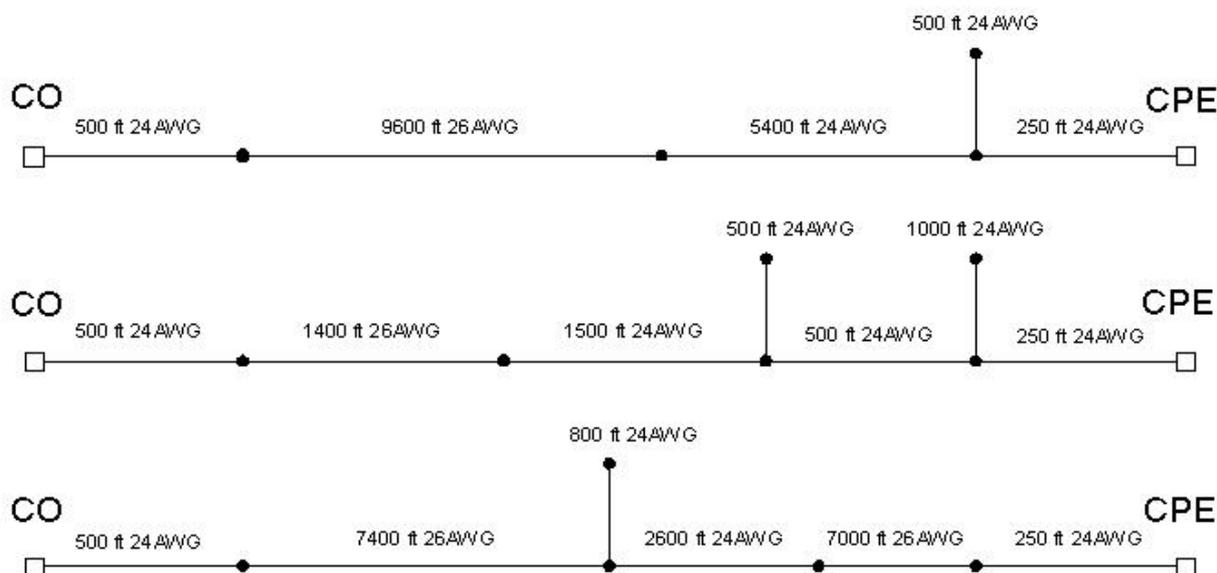


Fig.-4.3 Modelos de diferentes loops propuestos en los Estándares [3].

Una manera simple de modelar las características de los cables es usando la teoría de líneas de transmisión de las cuales se desprenden cuatro parámetros fundamentales conocidos como las constantes primarias (vistas en el capítulo 3). Estas son:

- **Resistencia (R):** es la oposición al pasaje de corriente, expresada en ohms.
- **Inductancia (L):** es la oposición al cambio de corriente, expresada en henrios.
- **Capacitancia (C):** es la oposición al cambio de carga, expresado en faradios.
- **Conductancia (G):** es la habilidad de una material para llevar una carga, expresada en Mhos.

Estos parámetros varían con la distancia, la frecuencia, el diámetro y la temperatura, pero lo más importante es que nos sirven para modelar las constantes secundarias las cuales son de vital importancia a la hora de simular, ya que mezclados con otros efectos, son los que empobrecen la performance de los servicios DSL.

Dentro de los parámetros secundarios encontramos:

- **Atenuación:** es la pérdida de señal causada por el cable a determinadas frecuencias. Los receptores DSL de hoy día son capaces de distinguir entre señal y ruido a niveles muy bajos. Esto significa que para probar con exactitud los dispositivos hasta sus límites, la atenuación debe ser modelada de la manera más exacta posible hasta niveles muy altos y el elemento de simulación que se emplee deberá tener un nivel de ruido muy bajo. Con el propósito de realizar pruebas de interoperabilidad, el DSL Forum ha especificado que el elemento de simulación deberá poder modelar la atenuación de manera exacta hasta 90 dB y tener un piso de ruido promedio de -150dBm/Hz.
- **Impedancia:** es la relación entre la corriente inducida del tranceptor y el voltaje aplicado. Para asegurar máxima transferencia de energía, los dispositivos DSL deben estar adaptados a la impedancia característica del cable al que se conecten. Si la impedancia no está completamente adaptada se generarán señales transitorias como resultado de la señal inyectada que rebota de un extremo a otro del loop. Para asegurar que los dispositivos DSL funcionen correctamente en condiciones reales es importante que el elemento de simulación modele con exactitud la impedancia característica.
- **Fase:** la fase del loop determina la velocidad de propagación de la señal a través de la línea. Lo complicado en el diseño de los modems y en las pruebas de requerimientos es que el retardo no es constante con la frecuencia. El retardo de propagación también tiene un efecto muy significativo en la atenuación en aquellos loops que están conformados por cables de diversos diámetros y con bridge taps. Si el retardo es modelado inadecuadamente, las reflexiones causadas por los bridges taps y las desadaptaciones (que causan ripple en la atenuación) serán incorrectas, causando un significativo error en el modelado de la atenuación. Las tecnologías DSL deberán ser capaces de compensar la dispersión de la señal causada por la variación no lineal de la fase. Esto se logra empleando complejos métodos de ecualización. Para asegurar que estas técnicas sean adecuadamente probadas es importante que el elemento de simulación modele de manera exacta la fase para las diferentes condiciones del loop.

- **Otros parámetros claves:** como mencionamos anteriormente, hay otros parámetros que si bien no son características específicas del par de cobre deberán ser considerados, pues estos deben convivir con sus efectos.

Piso de ruido: el piso del ruido del módem y DSLAM crea la frontera más baja más allá de la cual la señal no podrá ser recibida. Para lograr altas velocidades de datos sobre los loops, los trancéptores DSL deberán ser capaces de distinguir la señal del ruido en presencia de altos niveles de atenuación. Los dispositivos DSL son capaces de transmitir y recibir señales bajo un piso de ruido de hasta -140dBm/Hz. Es importante que el elemento de simulación que se utilice para las pruebas tenga un piso de ruido más bajo para que este no afecte a los modems y puedan probarse hasta sus límites.

Balance: las señales son transmitidas en modo diferencial, por tal motivo se diseñan los conductores y los equipos terminales para minimizar la componente en modo común que se crea respecto a tierra. Si la línea no está balanceada respecto a tierra, el sistema será mas susceptible a interferencias externas como diafonía o RFI. Si la línea no está balanceada se genera ripple en la atenuación y el throughput del modem se verá degradado.

Crosstalk, RFI, ruido impulsivo y otros ruidos externos: estos tienen un impacto significativo en los dispositivos DSL y estos deberán ser capaces de ignorarlos o eliminarlos si se piensa transmitir datos a alta velocidad. Son unos de los principales factores que empobrecen la performance de las tecnologías DSL.

4.3.2 Funcionalidades del Generador de Ruido

Las funcionalidades del generador de ruido están estrechamente relacionadas con la del simulador, ya que los cables dispuestos en la planta externa no se encuentran aislados. Los diferentes escenarios de ruidos que encontramos en la realidad hacen que sea más difícil poder reproducir las características del cable.

Es por ello que ante cualquier simulación del par que se quiere realizar, tanto el ruido entre pares adyacentes como el ruido externo a los pares, deberán ser considerados si se quiere obtener medidas que se asemejen o sean comparables con la realidad. Los estándares también asistieron a los diseñadores de las tecnologías DSL en este aspecto, definiendo las formas clásicas, máscaras de potencia y mínimos valores para los ruidos introducidos en el par de cobre. Para dar un ejemplo de ello, tanto las configuraciones de los loops estándares mencionados con anterioridad como el modelado de los diferentes tipos de ruidos (que varían con la tecnología implementada) así como los niveles mínimos aceptables pueden encontrarse en la norma ITU-T G.996 [3], también conocida como G.Test.

Por lo tanto la función principal del generador de ruido será brindar los diferentes modelados de ruido.

4.4 Manipulación de las señales involucradas en la simulación

Una vez descritas las funcionalidades de cada uno de los dispositivos analizaremos como manipular las diferentes señales involucradas en la simulación. Las señales pueden ser descritas y modificadas en diferentes dominios, como el tiempo y la frecuencia. Algunas señales son más fáciles de modelar en un dominio que en otro. Por ejemplo, el ruido impulsivo puede ser descrito como una subida y bajada muy rápida en el dominio del tiempo. Pero el mismo ruido puede ser modelado en el dominio de la frecuencia en términos de su componente espectral, pero es más difícil de hacerlo. La elección del dominio desde el punto de vista del diseñador de un simulador de línea es pensar en cual de los dominios propuestos es más fácil de modelar y modificar las señales asociadas en una transmisión ADSL. Esta no es una elección simple, ya que hay que contemplar muchas áreas como la exactitud, complejidad, versatilidad y costos entre otras. En la siguiente sección consideraremos los dos dominios básicos, tiempo y frecuencia, teniendo en cuenta nuestros parámetros de diseño para el procesamiento y modelado de las señales que interviene en una transmisión DSL con las tecnologías elegidas.

4.4.1 Requerimientos de los Modelados

El simulador de línea debe ser capaz de modelar los efectos físicos de las líneas así como el ruido e interferencia que esta sufre en cualquier escenario de transmisión real. Pensando en el trayecto que la señal haría desde un extremo a otro (esto sería desde el DSLAM hasta el modem del usuario o viceversa) el modelado consistiría en la señal transmitida por el DSLAM al cual denominamos $x_{DSLAM}(t)$, modificada por la línea física caracterizada por su respuesta al impulso $h(t)$, llegando al extremo modem receptor $y_{modem}(t)$ contaminada ruido $n(t)$ e interferencia o crosstalk $c(t)$.

En el dominio del tiempo, la señal recibida en el modem $y_{modem}(t)$, será $x_{DSLAM}(t)$ convolucionada con $h(t)$ y sumada con $n(t)$ y $c(t)$.

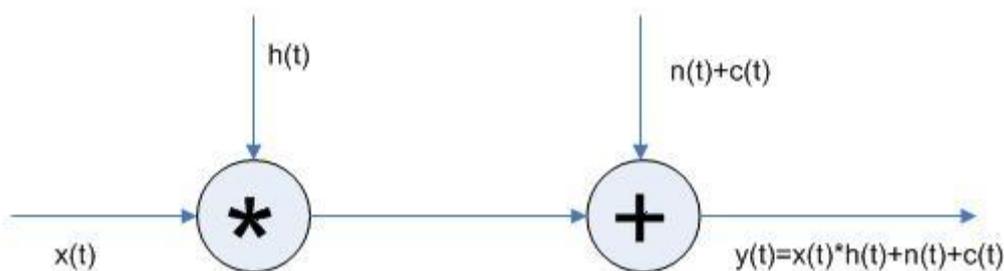


Fig.-4.4: Descripción del proceso de transmisión en el dominio del tiempo.

En el dominio de la frecuencia, la señal recibida en el modem $Y_{modem}(f)$ que es la transformada de Fourier de $y_{modem}(t)$, será $X_{DSLAM}(f)$ la transformada de $x_{DSLAM}(t)$ multiplicada por $H(f)$ la transformada $h(t)$ y sumada con las transformadas del ruido y el crosstalk $N(f)$ y $C(f)$ respectivamente.

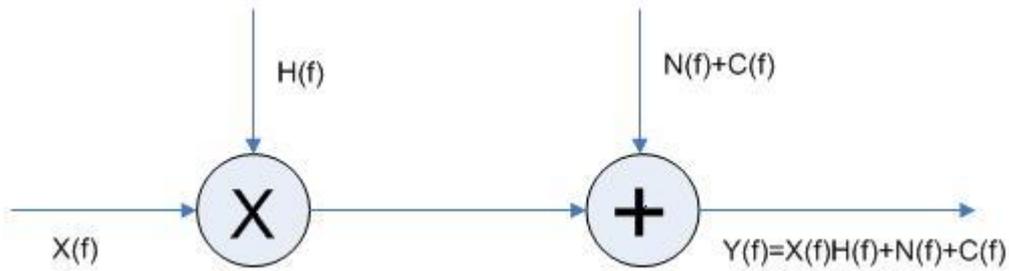


Fig.-4.5: Descripción del proceso de transmisión en el dominio de la frecuencia.

4.4.2 Dominio de las señales

Una vez presentados los modelos para ambos dominios, analizaremos como nos conviene modelar cada uno de los factores que fueron objeto de estudio a la hora del diseño del simulador de línea y del generador de ruido.

4.4.2.1 Efectos físicos de la Línea

Un canal ideal de banda limitada se caracteriza por una respuesta plana en frecuencia, de módulo unitario en la banda, así como una fase lineal con la frecuencia. Un canal real compuesto por un par trenzado, tiene una atenuación que crece con la frecuencia y una respuesta en fase no lineal.

Si observamos la figura 4.6 en la que se grafica la transferencia, se puede ver la atenuación que sufre la línea (Insertion Loss) y es razonable concluir que es la respuesta de un simple filtro pasabajos. Si ese fuera el caso, para la simulación de la respuesta del filtro digital la elección obvia sería emplear el dominio en el tiempo. Sin embargo, si consideramos ahora la respuesta de la fase en la figura 4.7 ya la elección no es tan obvia, pues nos veríamos enfrentados a reproducirla con un filtro digital en el dominio del tiempo.

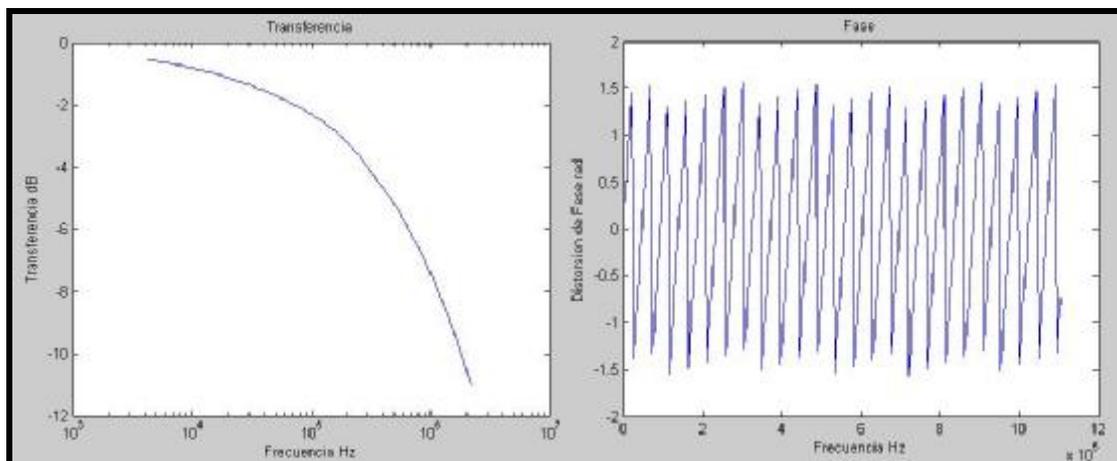


Fig.-4.6: Transferencia

Fig.-4.7: Fase

Una alternativa al filtrado en el dominio del tiempo sería, en lugar de convolucionar la señal con la respuesta al impulso del filtro, la multiplicamos por la función de transferencia en el dominio de la frecuencia. Esto es totalmente válido debido a una de las propiedades de la transformada de Fourier en la cual la convolución en el tiempo es el equivalente a la multiplicación en frecuencia.

Actualmente en la práctica, el filtrado en el dominio de la frecuencia es el método empleado por excelencia para la ecualización del canal en los receptores. A este método se le denomina FEQ (Frequency Equalization), el cual multiplica las muestras en frecuencias dadas por la DFT (Discrete Fourier Transform) de la señal entrante por la respuesta inversa del canal a el cual está conectado el receptor.

El mayor problema en el área de las telecomunicaciones con el filtrado en el dominio de la frecuencia es el requerimiento del procesamiento en tiempo real. Para el filtrado en este dominio, se debe obtener una representación discreta en la frecuencia de la señal muestreada en el dominio del tiempo, luego ser modificada para cada frecuencia de las muestras y devolverla al dominio temporal. Si estas dos transformadas pueden ser logradas en tiempo real, entonces el filtrado en frecuencia se vuelve una herramienta muy poderosa.

De esta manera concluimos que el comportamiento del filtro a lo largo de la banda de frecuencia puede ser producido mediante la multiplicación de cada componente de frecuencia de la señal por pares complejos conjugados.

Claramente este control en la respuesta en la fase hace que el filtrado en frecuencias sea la elección ideal para modelar la respuesta de la fase de las líneas a lo largos de las extensas bandas DSL.

4.4.2.2 Crosstalk

Las señales DSL son caracterizadas por su densidad espectral de potencia que es descrita en el dominio de la frecuencia. Como se estudió en el capítulo 3, el crosstalk depende de las densidades espectrales de potencia de la señales del interferente y del interferido, en este caso la propia señal DSL. Ambas señales pueden ser fácilmente modeladas en el dominio de la frecuencia por la suma de la densidad espectral de potencia del interferente con la densidad espectral de potencia de la señal DSL. En términos de la DFT esto corresponde a las suma de la DFT de la señal interferente más la DFT de la señal DSL.

El self-crosstalk de una señal DSL puede ser simulado por la suma retardada y atenuada la DFT de la propia señal. Sin embargo, como el simulador en primera instancia muestreará la señal en el tiempo, el self-crosstalk puede ser fácilmente producido en el dominio del tiempo mediante la suma de la muestra en el tiempo retardada y atenuada, en vez de trabajar con la DFT de la señal bajo simulación.

Aunque ambos enfoques son relativamente directos para el modelado, el modelado en frecuencia permite modelar con mayor facilidad el crosstalk proveniente de otras señales u otros servicios DSL, ya que sus densidades espectrales de potencia son generalmente conocidas.

Como mencionamos anteriormente, los estándares (ej. ITU-T G.996.1) han propuesto diferentes modelos para las diferentes tecnologías DSL para facilitar las pruebas de interoperabilidad y performance, y estos son descriptos en el dominio de la frecuencia.

Otro punto muy importante a favor del dominio en la frecuencia es que si se quisiera reproducir estos modelados en el dominio del tiempo, requeriría de la generación de códigos de línea.

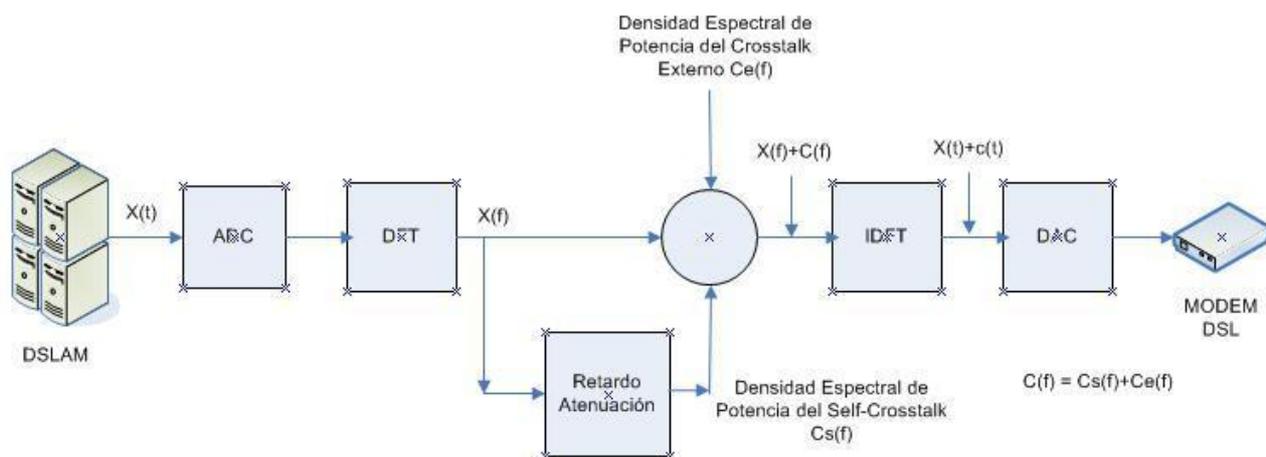


Fig.-4.8: Modelado del Crosstalk en el dominio de la frecuencia.

En la Fig.-4.8 y 4.9 se puede apreciar el modelado del crosstalk y self-crosstalk en ambos dominios frecuencia y tiempo respectivamente.

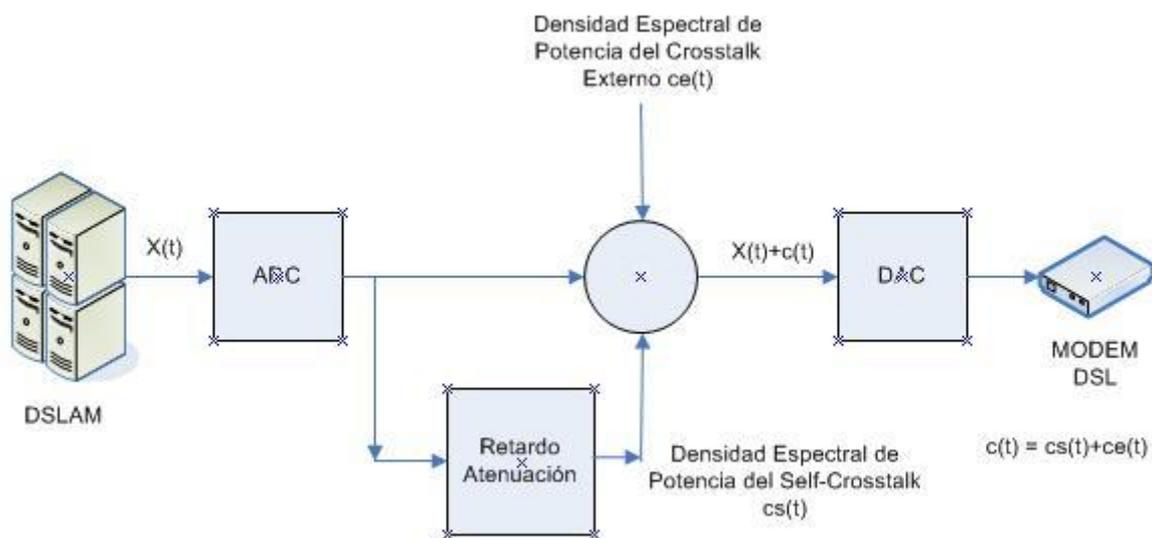


Fig.-4.9: Modelado del crosstalk en el dominio del tiempo.

4.4.2.3 Ruido

Este es otro de los factores a modelar a la hora de hacer simulaciones de línea y por lo tanto debe ser tenido en cuenta en cualquier escenario de simulación.

Se le llama ruido a las señales aleatorias e impredecibles que se generan dentro o fuera del sistema, distorsionando la señal que transporta la información. Dentro de esta calificación, se pueden distinguir cuatro tipos de ruido: ruido blanco, ruido impulsivo, ruido interferente de radio frecuencia (RFI) y la diafonía analizada en la sección anterior.

4.4.2.3.1 Ruido Blanco Gaussiano y Aditivo (AWGN)

Este puede ser modelado en ambos dominios frecuencia o tiempo. En el dominio de la frecuencia, el AWGN puede ser generado como sinusoides aleatorias de fases aleatorias, al igual que se explicó anteriormente, a través de sumas de puntos complejos conjugados de la DFT de la señal DSL.

4.4.2.3.2 Ruido Interferente de Radio Frecuencia (RFI)

El ruido de radiofrecuencia, como se discutió en capítulos anteriores, se caracteriza por ocupar una banda de frecuencia específica. Más aún, las bandas en las cuales se pueden presentar pertenecen a la Onda Media (510kHz a 1600kHz). Al igual que los otros tipos de ruido, estos son descritos por su densidad espectral de potencia que es en el dominio de la frecuencia. Como este tipo de ruido es un conjunto de sinusoides a diferentes frecuencias, podría ser tentador modelarlo en el tiempo, pero esto requeriría sumas en todas las muestras de tiempo mientras que en el dominio de la frecuencia solo requeriría de la suma las pocas en las que este esté presente.

4.4.2.3.3 Ruido Impulsivo

El ruido impulsivo en una línea es la clase de ruido menos comprendida hasta el momento. El problema principal es la irregularidad e intensidad en su aparición. No existen modelos analíticos fáciles de utilizar para este tipo de ruido, si bien recientemente ha habido esfuerzos en busca de simulaciones realistas, basados en medidas de estos impulsos. El ruido impulsivo es típicamente originado por la influencia de elementos conmutadores eléctricos. La Fig.-4.10 muestra la típica forma del ruido impulsivo en el tiempo.

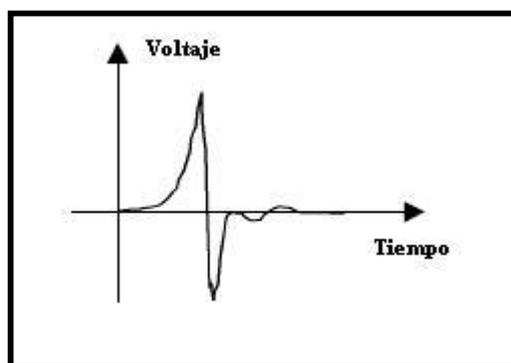


Fig.-4.10: Forma de onda del ruido impulsivo.

Si pensamos en un ruido impulsivo, nos referimos a un impulso aislado y por su forma de onda sería más fácil de modelar en el dominio del tiempo.

Si bien son impredecibles, estos podrían ocupar una porción bien definida, pero de forma rándómica e irregular en el espectro, por lo que su modelado podría ser en frecuencia.

Puesto que consideramos ambos modelados son válidos es que consideramos los dos para dar mayor flexibilidad. La figura 4.11 muestra como se vería esto reflejado en los diagramas que hemos mostrado hasta ahora.

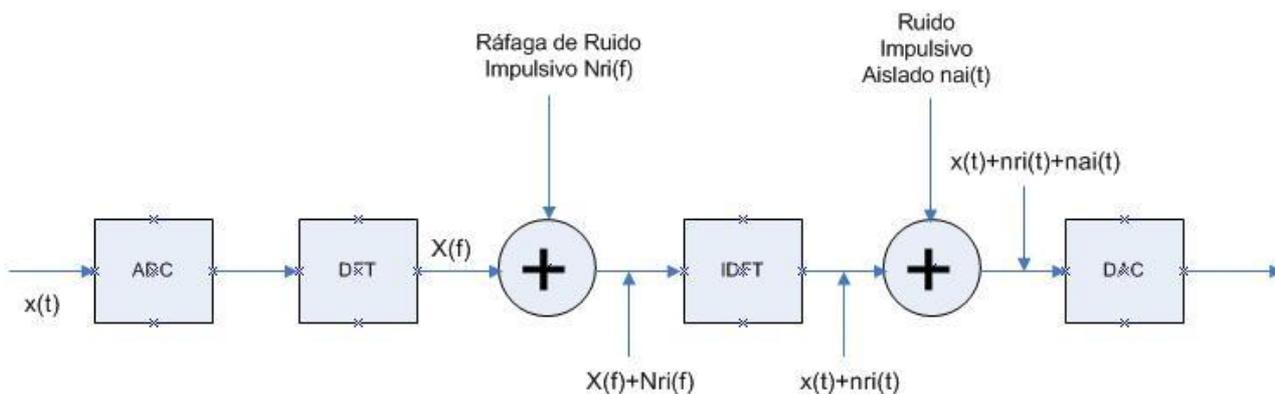


Fig.-4.11: Modelados del Ruido Impulsivo.

4.4.3 Modelado Global

Si combinamos todos los modelos antes descritos conceptualmente pueden ser simulados todos los parámetros de la línea, ruido y crosstalk. El modelo completo sería de la siguiente forma:

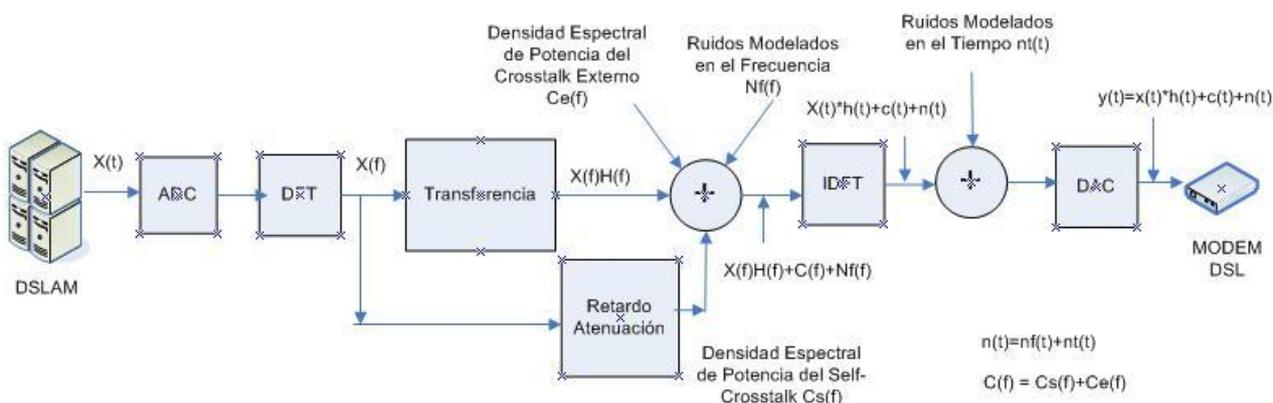


Fig.-4.12: Modelo global de Simulación.

4.5 Procesamiento de las señales involucradas en la simulación

4.5.1 Conversión ADC y DAC

Como muestra el diagrama de modelado global de simulación, existe un paso previo antes de efectuar la DFT. La señal analógica proveniente del modem debe ser muestreada en el dominio del tiempo. Contrariamente, luego de realizar la transformada inversa (IDFT), se debe convertir de digital a analógico en el extremo receptor. Prácticamente todas las conversiones se basan en un intervalo finito de cuantización descrito por un número limitado de bits para ser procesado por cualquier circuito digital.

Para el diseño de simulador, la resolución de los conversores ADC y DAC [5] [6] debe ser tan buena como la que usan los modem DSL para que el proceso de muestreo del simulador no distorsione aún más la señal de entrada.

4.5.2 Transformada Discreta de Fourier

El análisis de Fourier [7] es la forma básica para el procesamiento digital de señales. La transformada de Fourier permite que señales en el dominio del tiempo puedan ser convertidas en su representación equivalente en el dominio de la frecuencia. Contrariamente, si se conoce la respuesta en frecuencia, la transformada inversa permite determinar su correspondiente señal en el dominio del tiempo.

En lo que respecta al análisis en frecuencia, este es muy útil para el diseño de filtros digitales, ya que la respuesta de este puede ser obtenida tomando la transformada de Fourier de su respuesta al impulso. Contrariamente, si la respuesta en frecuencia es especificada, se puede obtener su respuesta al impulso puede ser obtenida tomando su transformada inversa.

La Transformada Discreta de Fourier (DFT) es la descomposición de una señal muestreada en términos de componentes sinusoidales (exponenciales complejas). La Transformada Discreta de Fourier es un algoritmo fundamental para el procesamiento digital de señales usado en muchas aplicaciones como las que mencionamos anteriormente.

A causa de sus requerimientos computacionales, el algoritmo de la DFT no es usado para el procesamiento de señales en tiempo real. Investigaciones han desarrollado caminos más eficientes para computar o calcular la DFT. Las propiedades de simetría y periodicidad de esta son aprovechadas al máximo para reducir los requerimientos computacionales. El algoritmo resultante para lograr esto es conocido como la Transformada Rápida de Fourier (FFT Fast Fourier Transform).

4.5.3 Cálculo Transformada Discreta de Fourier

Una DFT de N puntos calcula, dada una secuencia de datos $x(n)$ de largo N, otra secuencia de N valores de puntos complejos $X(k)$ de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N} \quad k = 0 \text{ a } N-1$$

Para simplificar la notación, el valor complejo del factor de fase $e^{-j2\pi nk/N}$ usualmente se define como W_N donde:

$$W_N = e^{-j2\pi p/N} = \cos(2\pi p/N) - j\sin(2\pi p/N)$$

El cálculo directo de la DFT requiere de aproximadamente N^2 multiplicaciones complejas y de N^2 sumas complejas.

La DFT es ineficiente porque no explota las propiedades de simetría y periodicidad. Estas propiedades son:

- Propiedad de Simetría: $W_N^{k+N/2} = -W_N^k$
- Propiedad de Periodicidad: $W_N^{k+N} = W_N^k$

El algoritmo de la FFT toma ventajas de estas propiedades para reducir el número de operaciones requeridas por la DFT. En la implementación de la FFT los componentes reales e imaginarios de W_N en notación polar son frecuentemente llamados “twiddle factors”.

4.5.4 Transformada Rápida de Fourier

La FFT se basa principalmente en que la DFT puede ser dividida en DFTs más pequeñas. Para esto se implementaron dos algoritmos denominados Radix-2 y Radix-4 [8]. Cuando el tamaño de la DFT (tamaño N) es potencia de dos se aplica el Radix-2 mientras que cuando es potencia de cuatro se aplica el Radix-4. Ambos métodos le permiten a la FFT disminuir de manera considerable la cantidad de operaciones y como consecuencia de esto disminuir el tiempo de cálculo.

La FFT con Radix-2 divide la DFT en dos DFTs, las cuales a su vez son divididas en dos DFTs más pequeñas y así sucesivamente hasta obtener solo dos puntos de la DFT. Entonces una N -DFT puede ser calculada ejecutando dos $N/2$ -DFT y combinando las dos salidas más pequeñas de las DFTs dando la misma salida que se obtendría al calcular la DFT directamente sin dividirla. La DFT original requeriría N^2 multiplicaciones complejas y de N^2 sumas complejas.

Cada entrada de la DFT de $N/2$ requeriría $(N/2)^2 = N^2/4$ multiplicaciones y sumas complejas, dando entonces un total de $N^2/2$ operaciones para el cálculo de la DFT completa. El hecho de dividir la DFT en dos DFT más pequeñas redujo en un 50% la cantidad de operaciones. Si seguimos aplicando el algoritmo, estas se podrían dividir en una DFT de $N/4$ puntos.

Partiendo de una DFT de N puntos, entonces si la dividimos hasta obtener los últimos dos puntos el número total de multiplicaciones y sumas es reducido a $N \log_2(2N)$. Para tener una idea de cuanto se reduce supongamos que tenemos que calcular una DFT de 1024. Esta requiere cerca de un millón de multiplicaciones y sumas. Pero si aplicamos este algoritmo, la cantidad de multiplicaciones y sumas es de aproximadamente diez mil con lo cual se logra reducir la cantidad de operaciones en un 99%.

De manera similar se implementa el Radix-4 salvo que DFT se dividirá en cuatro DFTs más pequeñas.

A su vez hay dos métodos para separar las DFT en porciones menores (ya sea hasta 2 puntos o 4), estos son:

- Decimación en el tiempo (DIT Decimation In Time) de la FFT que divide la secuencia de entrada en el tiempo en dos grupos: uno de muestras pares y otro con las impares.
- Decimación en frecuencia (DIF Decimation In Frequency) de la FFT que divide la secuencia de salida en frecuencia en porciones pares e impares.

Una vez estudiado el procedimiento de cálculo de FFT y los algoritmos posibles que esta emplea, pasaremos a ver como se implementa y cuales son los requerimientos a tener en cuenta para la implementación esta transformada en hardware.

4.5.5 Implementaciones de la FFT en Hardware

En esta sección se mencionarán algunos de los factores a tener en cuenta a la hora de tomar una decisión en cuanto a la implementación de la FFT [9].

En términos generales, los requerimientos de memoria para una N-FFT: son N lugares para la parte real, N lugares para la parte imaginaria y N para las componentes sinusoidales (factores complejos referidos anteriormente como “twiddle factor”). Si se quiere implementar alguna técnica de inventariado se requerirá de memoria adicional.

Asumiendo que los requerimientos de memoria son conocidos, el dispositivo a elegir para implementar la FFT deberá realizar todos los cálculos y operaciones en un tiempo determinado. Por tanto otro factor a tener en cuenta es el tiempo de ejecución en el cálculo de las operaciones. Este tipo de datos está especificado dependiendo del tamaño de FFT, en la mayoría de los fabricantes de estos dispositivos.

Otro punto a tener en cuenta a la hora de comparar especificaciones de FFT, es asegurarse que se use el mismo tipo de FFT para todos los casos. Por ejemplo si se quiere una FFT de 1024 puntos, no se podrá comparar una FFT Radix-2 con una FFT Radix-4. De la misma manera, tampoco se puede comparar un procesador que utiliza punto flotante y otra que utiliza punto fijo. Si se usa punto fijo los datos van creciendo luego de cada multiplicación y puede haber problemas de overflow. Para prevenir esto, se emplea un sistema de escalado de bits pero deben hacerse de antemano dejando bits extras para evitar el overflow. La técnica para el escalado de bits para cada pasada de la FFT es conocida como bloques de punto flotante. Es llamado así porque cada arreglo completo de datos es escalado en bloques, de esta forma todas las palabras de datos tendrán la misma relación.

Por ejemplo, si cada palabra de datos es corrida un bit a la izquierda (dividir por dos en binario), en valor absoluto ha cambiado, pero relacionados unos con otros, los datos son el mismo.

Si se usa punto flotante se elimina la necesidad de usar el escalado en los datos, pero seguramente el tiempo de procesamiento se incrementa.

Si se quiere procesar los datos en tiempo real, tenemos dos opciones para hacerlo: procesar muestra a muestra (procesamiento continuo) o procesar trama a trama (procesamiento en bloques).

Los sistemas muestra a muestra, como un filtro digital, por cada muestra que ingresa al sistema otra es enviada a la salida en cada pulso de reloj.

En los sistemas trama a trama, como los que usa los sistemas que calculan la FFT, el procesamiento ocurre en toda la trama de datos y el resultado transformado es enviado a salida. Por tanto para mantener la operación en tiempo real, la transformada completa deberá ser calculada durante el período de la trama. Para esto el dispositivo que se emplee para calcular la FFT deberá ir guardando los datos de la trama siguiente mientras calcula la transformada de la trama en curso.

Como factores importantes a considerar para el procesamiento en tiempo real serían:

- Ancho de banda de la señal de entrada.
- Frecuencia de muestreo, f_s .
- Número de puntos de la FFT, N .
- Resolución en la frecuencia, f_s/N .
- Máximo tiempo para calcular la transformada N -FFT = N/f_s .
- Punto fijo vs Punto flotante.
- Radix-2 vs Radix-4.
- Tiempo de ejecución de Radix-2 vs Radix-4.
- Requerimientos del inventariado.
- Costo del dispositivo que calcule la FFT.

Referencias Capítulo 4

Bibliografía:

[7]-“Digital Signal Processing Principles, Algorithms and Applications”, 3th Edition. Jhon G.Proakis and Dimitris G.Manolakis, New Jersey USA. 1996 Prentice Hall.

[8]-“An Algorithms for Machina Calculations of Complex Fourier Series”, Math Computacional, 1965.

Normas y Estándares:

[1]-“ADSLF Testing & Interoperability Working Group”, Technical Report. TR-023, DSL Forum. Mayo 1999. www.dslforum.org/techwork/tr/TR-023.pdf

[2]- ITU-T G.992.1 Asymmetric Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers, Julio 1999. www.itu.org

[3]- ITU-T G.996.1 Test Procedures for Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers, Febrero 2001. www.itu.org

Páginas Web:

[4]- Test & Measurements Solution, Whitepapers. Spirent Cmunications.

www.spirent.com

Test & Measurement Laboratory, Whitepapers. Sparnex

www.sparnex.com

[5]- Product Preview, Key Wave TM AFE, Fujitsu Microelectronic Uk Limited. Diciembre 1998. www.fujitsu.com

[6]-“A calculation of the required A/D Precision for ADSL” W.Chen. Bellcore T1E1 Contribution, T1E1 4/92-082, Mayo 1992.

[9]-“Mixed Signal and DSP Designs Technics”, Section 5, Fast Fourier Transform. Walter Kester, 2000.

www.analog.com/Analog_Root/static/static/pdf/dataConverters/Mixedsignal_Outline.pdf

Capítulo 5.

Requerimientos impuestos por el Par de Cobre

5.1 Introducción

Una vez analizados los requerimientos del simulador y el generador de ruido comenzaremos a estudiar las restricciones impuestas por el par de cobre para el modelado de sus características. Se definirá la resolución mínima que deberá manejar el simulador de línea hardware a diseñar.

5.2 Descripción de los parámetros

5.2.1 Característica física de la línea

Hay dos parámetros fundamentales que afectan la transmisión por el par de cobre: *Pérdidas por Inserción* y *Distorsión de Fase* [1]. Dado que se va a hacer una transformada discreta, hay que encontrar la resolución ideal para reproducir la línea con un error aceptable, sin aumentar el grado de complejidad del simulador. Para esto se implemento la función **ILandPS.m** en MatLab [ver Anexo B].

Se estudiaron los efectos en dos tipos de cables: 24 AWG (0.5mm) y 26 AWG (0.4mm), los cuales son los utilizados en casi la totalidad de los loops de prueba definidos por la norma ITU-T-G996.1 (G.Test) [2]. A su vez se tomaron en cuenta distancias en las líneas de 1kft (0.305 km.), 6kft (1.83 km.) y 12kft (3.66 km.), dado que éstas son las que se emplean en la mayoría de la bibliografía, y además que con ellas se abarca casi todo el espectro de posibilidades de conexiones existentes para dar servicios en la tecnología ADSL.

5.2.1.1 Inserción de Línea

Debido a que se va a simular digitalmente el comportamiento de la línea, precisamos detectar los cambios en ella con la mayor precisión posible, sin que el tiempo de cálculo se incremente demasiado. Para ello se relevaron los cambios en las pérdidas para tres cantidades de muestras diferentes (ver tabla 5.1 y 5.2). Tener en cuenta que la primera portadora en los sistemas ADSL se encuentra en los 33kHz, por lo cual, el valor de las pérdidas por inserción en las muestras anteriores a este punto no fueron tomadas en cuenta para calcular la máxima pérdida por inserción.

Para el cálculo de las pérdidas por inserción se utilizo la fórmula completa de la misma, que involucra los parámetros ABCD de la línea de transmisión y las impedancias del generador y la de la carga las cuales se asumieron por norma con un valor de 100Ω.

$$IL(dB) = 20 \log \left(\left| \frac{AZ_L + B + Z_G(CZ_L + D)}{(Z_G + Z_L)} \right| \right) \quad \text{Ec.-5.1 Pérdida por inserción de línea (IL, Insertion Loss).}$$

ADSL 26 AWG				
N° de Muestras	Resolución	Máxima Pérdida por Inserción		
		Distancia 1kft	Distancia 6kft	Distancia 12kft
256	4.3	0.08	0.56	1.05
512	2.15	0.06	0.31	0.72
1024	1.07	0.04	0.19	0.43

Tabla 5.1: Máxima variación de las pérdidas por inserción del par 26 AWG.

ADSL 24 AWG				
N° de Muestras	Resolución	Máxima Pérdida por Inserción		
		Distancia 1kft	Distancia 6kft	Distancia 12kft
256	4.3	0.06	0.45	0.84
512	2.15	0.05	0.25	0.64
1024	1.07	0.03	0.16	0.35

Tabla 5.2: Máxima variación de las pérdidas por inserción del par 24 AWG.

La figura 5.1 muestra los valores de las pérdidas por inserción para tres distancias (1kft, 6kft y 12kft) para el cable 26 AWG. En esta figura se puede ver claramente que las pérdidas aumentan con la distancia y aumentan monótonamente con la frecuencia.

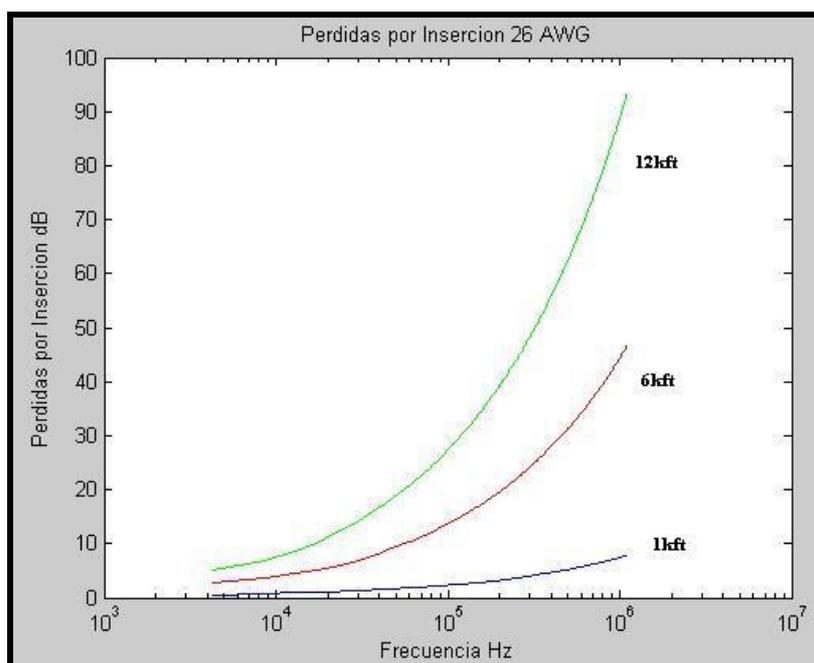


Fig.-5.1: Pérdidas por inserción para las tres distancias para el par 26 AWG.

La figura 5.2 muestra los valores de las pérdidas por Inserción para tres distancias (1kft, 6kft y 12kft) para el cable 24 AWG.

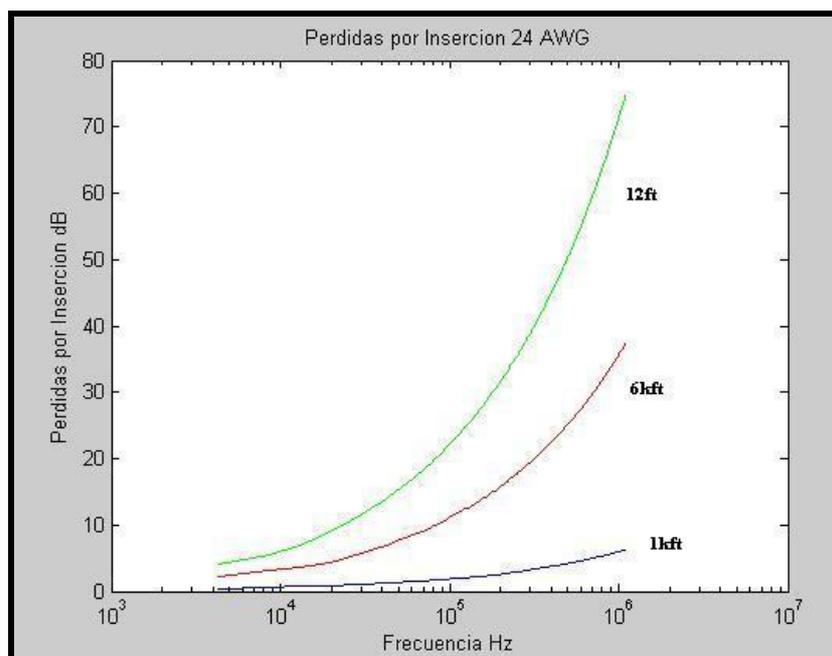


Fig.-5.2: Pérdidas por inserción para las tres distancias para el par 264AWG.

Se analizaron ambos casos ya que se debe cumplir con los requerimientos de los dos tipos de cables más utilizados en los loops de prueba definidos en los estándares internacionales. Dado que, como muestran ambas tablas, las pérdidas son mayores en el cable 26 AWG, éste será el más restrictivo, ya que es el peor caso.

5.2.1.2 Distorsión de Fase

A diferencia de las pérdidas por inserción, la fase varía de $-\pi$ a π , a intervalos constantes en todo el rango de frecuencias. De manera análoga a las pérdidas, precisamos asegurarnos que la resolución de la transformada discreta a utilizar en el simulador sea capaz de detectar los cambios en la fase.

Para los cálculos de la fase se utilizó la siguiente aproximación analítica:

$$g = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \approx \sqrt{j\omega C} \sqrt{(R + j\omega L)} = j\omega\sqrt{LC} \sqrt{\left(\frac{R}{j\omega L} + 1\right)}$$

$$\approx j\omega\sqrt{LC} \left(\frac{R}{j\omega L} + 1\right) = R\sqrt{\frac{C}{L}} + j\omega\sqrt{LC}$$

Ec.-5.2: Constante de propagación.

De la ecuación anterior se deducen las siguientes relaciones para γ :

$$a = R\sqrt{\frac{C}{L}} = a_0 f^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ec.-5.3: Constante de atenuación.}$$

$$b = w\sqrt{LC} = b_0 f \quad \text{Ec.5-4: Constante de fase.}$$

Donde se asumieron C y L constantes, G = 0 y R proporcional a $f^{\frac{1}{2}}$ debido al efecto pelicular.

Siguiendo la misma metodología de trabajo que para las pérdidas, en la tabla 5.3 se ven los valores del ancho de banda necesario para ir de $-\pi$ a π y la variación por Khz. que esto produce.

ADSL 26 AWG		
Distancia	Ancho de banda ($-\pi$ a π)	Variación por Khz.
1kft	280kHz	0.023
6kft	45kHz	0.136
12kft	25kHz	0.273

Tabla 5.3: Máxima variación de las pérdidas por inserción del par 26 AWG.

En este caso sólo se graficó para el 26 AWG dado que no se presentaron variaciones apreciable entre ambos tipos de cable.

En las figuras 5.3, 5.4 y 5.5 muestran la variación en la fase en el rango de 40kHz a 80kHz. Se ve claramente que el ancho de banda de $-\pi$ a π disminuye al aumentar la distancia.

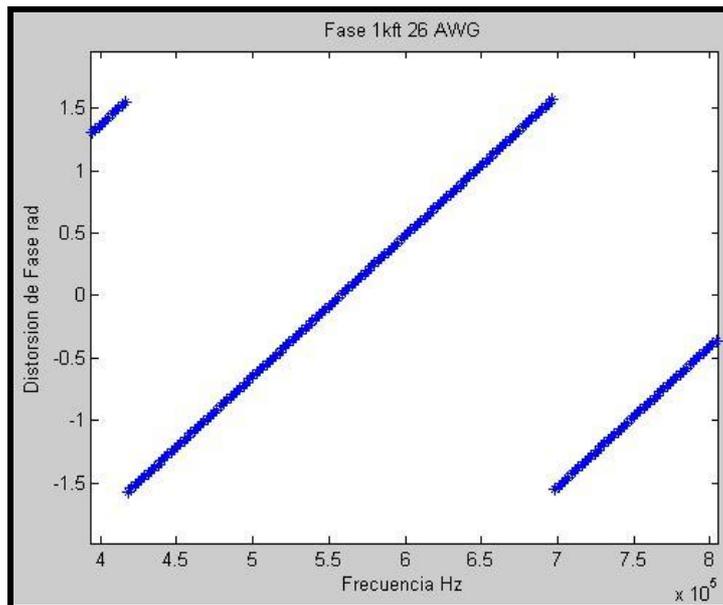


Fig.-5.3: Variación de la fase para la distancia de 1kft (0.305 km).

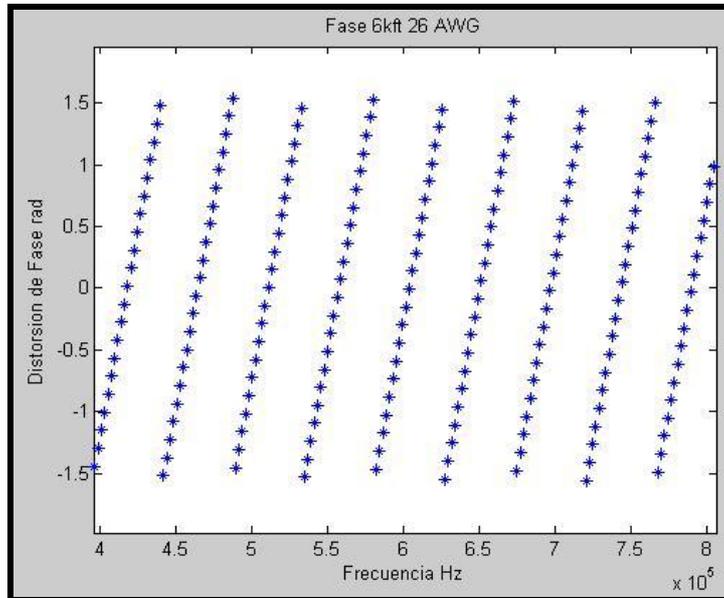


Fig.-5.4: Variación de la fase para la distancia de 6kft (1.83 Km).

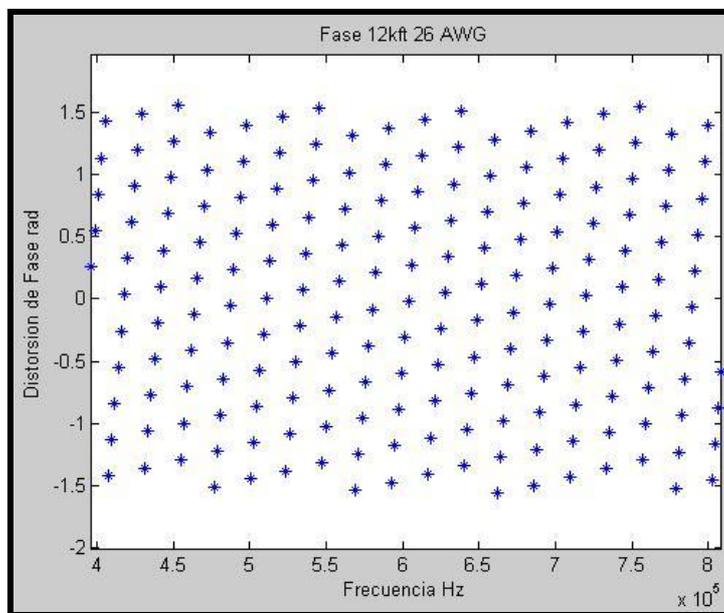


Fig.-5.5: Variación de la fase para la distancia de 12kft (3.66 km.).

5.2.2 Margen aceptado para la variación de la fase y la amplitud

Como se trata de un diseño inicial, se tomará como aceptable un 10% de error, ya que en las soluciones comerciales se maneja un error del 5%. Esto resulta en una variación máxima aceptable entre portadoras consecutivas de 0.4dB para la pérdida por inserción de línea y de 0.628 rad para el desplazamiento de fase.

5.3 Otros requerimientos

El ruido es otro de los factores que empobrecen la performance si se quiere brindar datos a alta velocidad sobre el par de cobre. Es por ello que precisamos analizar los mínimos requerimientos de todos factores involucrados en la tecnología ADSL.

5.3.1 Crosstalk

Debido a que los transmisores y receptores de ADSL.dmt cuentan con filtros pasabanda, no se precisa simular el crosstalk por fuera de la misma. El único requerimiento que se tiene es de tener la resolución necesaria para poder simular en todas las sub-portadoras de ADSL.dmt.

5.3.2 AWGN, Ruido Impulsivo y RFI (AM y Radioaficionados)

Del mismo modo que para el crosstalk, sólo se tiene el requerimiento de simular el ruido en todas las sub-portadoras de la señal ADSL.

5.3.3 Requerimientos para la señal ADSL.dmt

Por la técnica de modulación empleada en esta tecnología, que divide el espectro en 256 portadoras o sub-canales, es que debemos asegurarnos que el simulador tenga por lo menos un dato (muestra) para cada sub-portadora.

5.3.3.1 Requerimientos en la transformación debido a las pérdidas por inserción

Como dijimos anteriormente, se tomó como diseño inicial un 10% de error como máximo admitido para las pérdidas por inserción. Esto implica un máximo pérdidas por inserción de 0.4dB.

De la tabla 5.1 se deriva que precisamos 512 muestras para las líneas de 1kft y 6kft y 1024 muestras para la línea de 12kft.

5.3.3.2 Requerimientos en la transformación debido a la distorsión de Fase

En nuestro diseño inicial definimos como aceptable un error del 10%, lo cual equivale a 0.628 rad. La tabla 5.3 muestra la variación por Khz. para las tres distancias estudiadas. Tomando como ejemplo la línea de 6 kft, en la cual la variación por kHz es de 0.136rad, si tomamos 256 muestras, la separación entre ellas es de 4.3125 kHz, por lo tanto la variación entre dos muestras consecutivas será de $0.136 * 4.3125 = 0.587$, error menor al aceptado. Del mismo modo se deduce que se precisan 512 muestras para la línea de 12kft.

5.4 Requerimientos generales

Para cumplir con todos los requerimientos se precisaría una transformada de 1024 puntos en el ancho de banda de ADSL.dmt (1.104MHz), pero esto llevaría a tener que utilizar una FFT de un número muy grande de muestras o a muestrear a una tasa demasiado rápida. Sin embargo, una transformada de 512 puntos es más fácil de implementar y solamente aumenta el error en las pérdidas para la línea de 12kft en 0.73dB (18%), mientras que se cumple con el error permitido en la fase.

Esto no es un gran problema ya que la distancia promedio en la cual se puede brindar un servicio ADSL.dmt con tasas aceptables es menor a 12kft.

5.5 Requerimientos para la señal ADSL2+

El ancho de banda aumenta a 2.208 Mhz, pero la distancia entre sub-portadoras sigue siendo 4.3125 kHz. Debido a que la variación máxima de las pérdidas se produce en las primeras portadoras, el requerimiento para ADSL2+ va a ser el mismo en este aspecto. Con respecto a la fase, el análisis muestra que el ancho de banda de $-\pi$ a π tampoco varía con respecto al de ADSL G.Dmt.

Estas dos condiciones implicarían, en principio, que el mismo simulador sería apto para ADSL G.Dmt y ADSL2+. Esto no es así, ya que la diferencia se dará en el tamaño de la FFT a implementar ya que el ancho de banda de ADSL2+ no es el mismo que para ADSL G.dmt.

Referencias Capítulo 5

Bibliografía:

[1]-“ADSL/VDSL Principles”, Dr. Dennis J. Rauschmayer. Macmilan Technology Series, ISBN 1-57870-015-9. Copyright 1999.

Normas y Estándares:

[2]- ITU-T G.996.1 Test Procedures for Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers, Febrero 2001. www.itu.org

Capítulo 6.

Algunas Soluciones Comerciales

6.1 Introducción

En la búsqueda por alcanzar el objetivo de realizar el pre-diseño de un simulador de línea y un generador de ruido, nos propusimos investigar los productos que hay hoy disponibles en el mercado. Esto nos sirvió como punto de partida para nuestra investigación, lo que nos dio una idea de las distintas variedades, los fabricantes, los costos, los parámetros para su diseño, las prestaciones y las limitaciones de estos equipos.

6.2 Tecnologías empleadas en Simuladores de Línea

Para explicar las tecnologías empleadas en los simuladores de línea retomaremos lo mencionado en el capítulo 4 sobre la problemática que se plantea a la hora de simular el par de cobre.

El gran problema es que las características del par varían según el tipo de cableado que se emplee hasta la casa del abonado. Por lo general, se utilizan diferentes tipos de cable y estos varían según la distancia a cubrir y el lugar por donde serán tendidos.

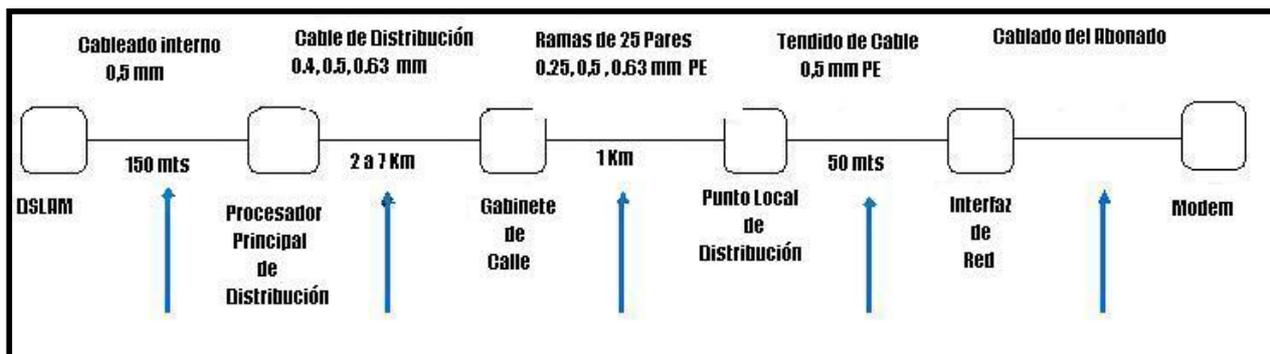


Fig.6.1 Escenario de Simulación.

A continuación explicaremos como resuelven esta situación los fabricantes considerados. Hay dos tecnologías que pueden ser usadas para crear simuladores de línea: diseños basados en componentes analógicos activos y diseños basados en componentes pasivos.

6.2.1 Simulación Activa de la Línea

Son simuladores diseñados para trabajar empleando componentes analógicos activos para dar forma y retardar la señal inyectada y que esta aparezca en extremo lejano del loop, como lo haría en un cable convencional. Los componentes se denominan activos en el sentido de que la señal es electrónicamente controlable. En la

siguiente figura puede verse la implementación de un filtro activo, se agrupan varias etapas de estos filtros para crear las características deseadas del loop a simular.

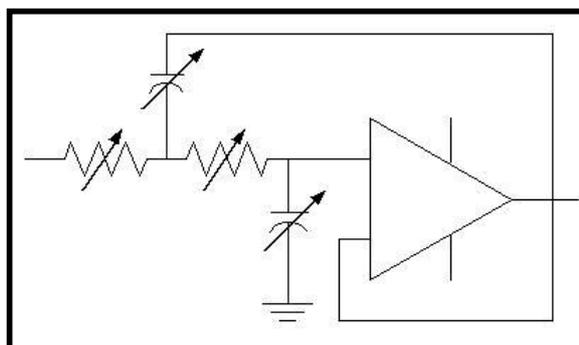


Fig.-6.2 Componente básico de un simulador de línea activo [2].

De esta forma cada parámetro puede ser ajustado digitalmente para simular cualquier característica de la línea. Lo ventajoso de esto es que cada loop puede ser creado por la concatenación de segmentos de líneas con características y largos totalmente programables. No se requiere el cambio de elementos de hardware para simular diferentes tipos de línea. Al ser programables nos permite simular de forma independiente e iterativa siguiendo las normas de cualquier estándar DSL o país de acuerdo a las características de su planta externa o red.

Pensando en el escenario típico de simulación que fue presentado en la Fig.-6.1, los simuladores de filtros activos se verían de la siguiente forma.

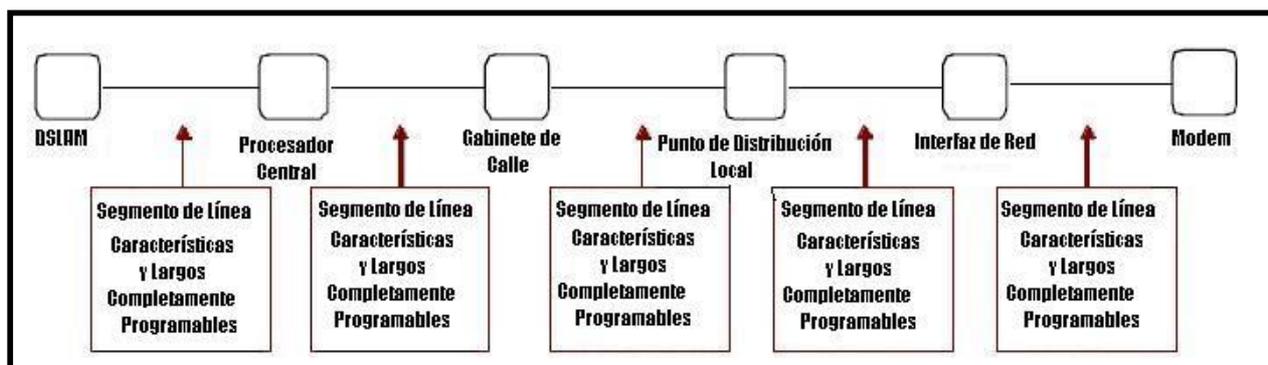


Fig.-6.3: En los simuladores activos se usan segmentos de línea con características y largos totalmente programables [2].

Los simuladores de línea activos se focalizan en controlar las características de las constantes secundarias, como la atenuación y el retardo, que son de primera importancia en la operación y performance del modem.

Puede ser usado para simular múltiples diámetros y aislaciones de diferentes tipos. Sin embargo, esta flexibilidad es limitada por la impedancia, la cual tendrá que ser simulada usando componentes pasivos. Como la impedancia cambia con el tipo y el largo del loop, se deben crear e interconectar diferentes circuitos de impedancia. Este inconveniente limita el intervalo de variabilidad de la atenuación y el retardo, ya que la impedancia es modelada a intervalos más grandes. Si esto no se implementa de forma adecuada provoca desadaptaciones en el circuito receptor llevando a un modelado erróneo de la línea.

Otro punto importante en el diseño de estos simuladores es asegurar un piso de ruido más bajo que el piso de ruido del dispositivo receptor bajo prueba. Los componentes activos son inherentemente ruidosos y como sólo son capaces de transportar señales en una dirección, se requieren de una circuitería híbrida que separe el camino del upstream y downstream. Si el piso de ruido del simulador fuera menor que el del receptor, la capacidad de ecualización del mismo no sería probado al límite. Los dispositivos DSL tienen pisos de ruido en recepción de -140dBm/Hz . Para asegurarse que los simuladores no tengan un impacto negativo en el DUT (Device Under Test), el DSL Forum ha especificado que el simulador usado para pruebas de interoperabilidad (TR-048) [1] tenga un piso de ruido inferior a -150dBm/Hz .

El uso de componentes activos significa que los simuladores serán incapaces de simular la atenuación desde continua. El hecho de que haya múltiples tecnologías DSL que operan sobre el rango de las POTs, estos simuladores son provistos de un camino simple en baja frecuencia usando componentes discretos. Esto significa que se debe emplear un splitter el cual causa un nulo en la simulación donde la señal no puede pasar. La ubicación de este nulo puede traer efectos adversos en las diferentes tecnologías DSL.

Otra desventaja de estos simuladores es que son muy sensibles al “clipping”, si la señal de entrada es demasiado alta o el rango dinámico es demasiado amplio los componentes activos harán “sobresaltar” la señal. Este efecto se traduce en una pérdida de bits que puede ser difícil de seguir por el equipo de prueba y desperdiciando tiempo de desarrollo.

Mientras que la flexibilidad en la simulación de la atenuación y el retardo que ofrecen los componentes activos puede parecer atractiva, en la práctica este tipo de enfoque para el diseño de simuladores de línea solo sirven para loops sencillos en un amplio rango de frecuencia.

Cuando se usan componentes activos de una manera inadecuada, puede llevar a que tengamos elevados pisos de ruido y que las características del loop no varíen en forma adecuada con la frecuencia, el largo y su composición.

6.2.2 Simulación Pasiva de la Línea

Como se describió en el capítulo 3, las características del cable pueden ser expresadas en términos de las constantes primarias; la resistencia, inductancia, capacitancia y conductancia. Los simuladores de línea con componentes pasivos modelan en forma exacta estas características usando celdas balanceadas de componentes discretos (Fig.-6.4).

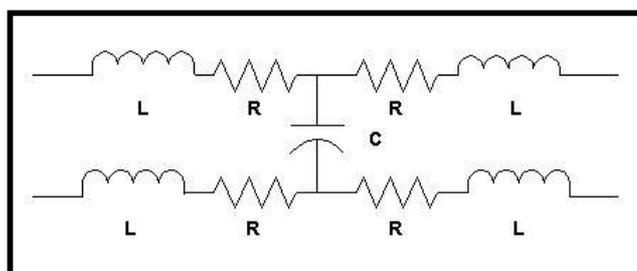


Fig.-6.4: Celda básica de un simulador de línea pasivo [2].

Cada celda simulará un pequeño trozo de los segmentos que componen al loop, por lo tanto, si concatenamos un conjunto de estas celdas cualquier loop podrá ser creado.

A diferencia de los anteriores la línea será con características fijas y su diseño se focaliza en las constantes primarias. Por lo tanto el escenario de simulación en este caso sería de la siguiente manera.

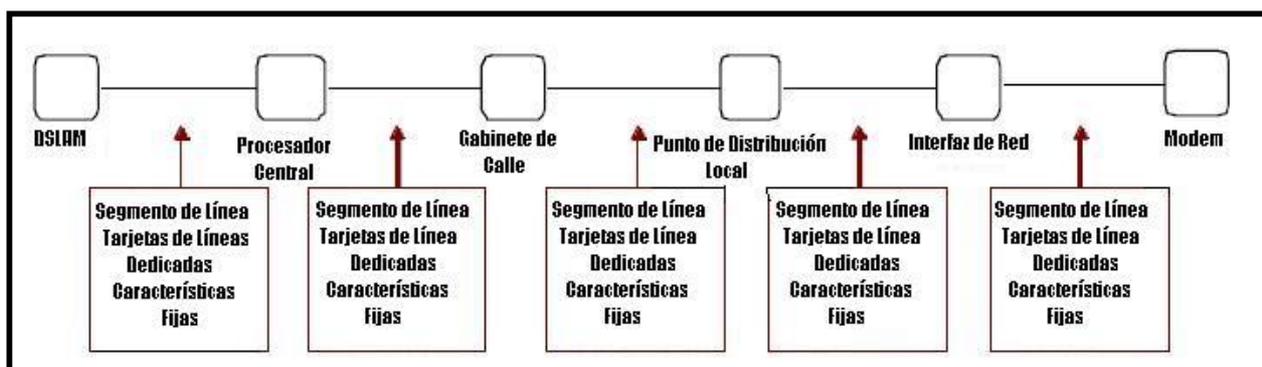


Fig.-6.5: En los simuladores pasivos se usan segmentos de línea con características y largos totalmente fijos [2].

Los diseños con componentes pasivos tienen muchas ventajas. Las celdas de componentes usados para simular la línea son bidireccionales y por tanto no se requieren splitters ni circuitos híbridos.

Pueden simular toda la banda de frecuencia desde continua hasta la frecuencia de diseño sin cortes, permitiendo probar las tecnologías DSL en presencia de POTSs como aquellas que emplean toda la banda. Además los parámetros secundarios (atenuación, retardo, impedancia, etc.) como analizamos anteriormente, son derivados de las constantes primarias y por tanto también se puede tener un modelado de estos parámetros.

En esta tecnología el hecho de usar componentes pasivos da una ventaja en lo que se refiere al piso de ruido, el cual suele ser muy bajo. Pero el uso de estos componentes también es su talón de aquiles pues al aumentar la longitud del cable y el rango de frecuencias también aumenta la cantidad de componentes a emplear en el modelado del loop.

Otra desventaja que se presenta, es que estos componentes pueden variar con las condiciones del entorno, como por ejemplo la temperatura, o con el paso del tiempo, lo cual puede generar que las características de las líneas varíen y por ende conducir a errores en las simulaciones.

6.3 Algunos Fabricantes de Simuladores de Línea y Generadores de Ruido

Como mencionamos al inicio de este capítulo uno de los objetivos de este proyecto es poder lograr el prediseño a muy alto nivel de un simulador de línea y un generador de ruido. Es entonces que en la búsqueda de pistas u ideas nos dispusimos a investigar que hay hoy implementado en el mercado y cuales son sus prestaciones.

En el diseño y producción de estos equipos nos encontramos con cuatro grandes fabricantes, estos son: Acterna[3], Sparnex[4], Spirent[5] y Telebyte[6]. Consultando las páginas web de todos ellos, pudimos extraer información de simuladores de línea y generadores de ruido, pero toda la información recabada es a un nivel muy comercial, pudiendo rescatar solo las especificaciones más generales.

Intercambiamos correos con sus responsables de ventas y del área técnica, y todos estaban reacios a brindarnos información, incluso hasta para consultar un simple precio.

La idea de esta sección, es entonces, presentar lo que ofrecen estas empresas, enfocándonos solo en la tecnología elegida para nuestro proyecto ADSL y en algunas futuras como ADSL2 y ADSL2+.

Se encontraron soluciones independientes para simuladores de línea y generadores de ruido, así como también soluciones híbridas como la de simuladores de línea con generadores de ruidos integrados. De las hojas de datos, que estos fabricantes nos brindaron pudimos obtener: los parámetros que simulan, ruidos que generan, tipos de líneas que podrán simular, estándares por los cuales se rigen, especificaciones eléctricas, espectro de frecuencias que manejan, las interfaces, grado de exactitud y error, etc.

6.3.1 Acterna

En Acterna se encontraron soluciones para ambos dispositivos de forma independiente y a la que denominamos híbrida por tener implementada las dos soluciones en una. En esta última en lo que respecta al generador de ruido, vimos que es muy limitada la cantidad de ruidos que maneja, pero esto se puede mejorar pues todos tienen la posibilidad de conectarles un generador de ruido externo e independiente.

En lo que respecta a ADSL se encontraron tres modelos de simuladores de línea que de manera opcional pueden incluir un generador de ruido integrado. De igual manera se encontraron dos modelos para ADSL2+. El nombre de pila de este dispositivo es **LS10.xx** (LS Line Simulator), donde la xx varía según el tipo de línea o cable que simula. La configuración básica de este consta de un procesador central con los módulos de las diferentes líneas y otro módulo independiente con un microprocesador. Este puede ser expandido para incluirle el módulo del generador de ruido.

Las líneas pueden ser configuradas y ajustadas manualmente o vía una interfaz RS-232, y pueden ser vistas en un display o a través de una PC con el software adecuado.

La desventaja que encontramos desde el punto vista del consumidor es que para realizar las pruebas de performance e interoperabilidad, como mencionamos anteriormente, los estándares especifican diferentes configuraciones de loop. Cada loop está formado por diferentes segmentos de cables y cada cable con determinadas características como el tipo de aislación, diámetro y largos. Acterna ofrece en cada modelo, la simulación de un determinado tipo de línea o cable, por lo que habría que tener todos para simular las configuraciones propuestas en la norma, y el precio de cada módulo no es nada barato. De todas formas al final de este capítulo se hará un análisis de costo no solo para cada módulo sino también para todos los fabricantes investigados.

6.3.1.1 Simuladores de Línea

Dentro de las especificaciones generales del LS10.xx se encontraron los siguientes datos:

Error promedio @ 40kHz, 3km.....	2% ± 0.2dB.
Error promedio @ 150kHz, 3km.....	3% ± 0.2dB.
Error promedio @ 300kHz, 3km.....	5% ± 0.2dB.
Máximo voltaje.....	400v DC.
Máxima corriente.....	100mA DC.
Dimensiones.....	455x220x100(L x A x H en mm).
Peso.....	aprox. 5kg.
Potencia alimentación.....	AC 115/230, 50/60 Hz 15w.
Rango de temperatura en operación.....	+5 hasta +45 °C.

Como mencionamos cada módulo es capaz de simular un tipo de cable, por tanto cada uno tendrá especificaciones diferentes.

LS 10.02 (Para ADSL):

Tipo de línea.....	0.4 mm PE.
Cumple con los estándares.....	ETSI ETR 328, ITU-T G.996.1.
Distancia.....	0 hasta 7900m.
Tamaño paso de configuración.....	50m.
Ancho de banda.....	desde DC hasta 1.1Mhz.

LS 10.02.01 con Generador de ruido integrado (opcional):

Modelos de ruido.....	ETSI A, ETSI B, Euro-K.
Rango del nivel.....	-10dB a +10dB (referido al Estándar).
Impedancia de Salida.....	4kΩ.

LS 10.04 (Para ADSL):

Tipo de línea.....	0.5 mm PE.
Cumple con los estándares.....	ETSI ETR 328, ITU-T G.996.1.
Distancia.....	0 hasta 7900m.
Tamaño paso de configuración.....	50m.
Ancho de banda.....	desde DC hasta 1.1Mhz.

LS 10.04.01 con Generador de ruido integrado (opcional).

Modelos de ruido.....	ETSI A, ETSI B, Euro-K.
Rango del nivel.....	-10dB a +10dB (referido al Estándar).
Impedancia de Salida.....	4kΩ.

LS 10.05 (Para ADSL):

Tipo de línea.....	0.65 mm papel.
Cumple con los estándares.....	ITU-T G.996.1 (TCM # 4).
Distancia.....	0 hasta 7900m.
Tamaño paso de configuración.....	50m.
Ancho de banda.....	desde DC hasta 1.1Mhz.

LS 10.05.01 con Generador de ruido integrado (opcional).

Cumple con los estándares.....FTZ ETR 220, ETSI 080, ETR 152 y ETSI ETR 328
Modelo A y B.
Rango del nivel.....-10dB a +10dB (referido al Estándar).
Impedancia de Salida.....4kΩ.

Para ADSL2+ se encontraron dos modelos, al igual que los de ADSL si se quiere simular las configuraciones propuestas por las normas se deberá adquirir ambos modelos.

LS 10.12A (Para ADSL2+):

Tipo de línea.....0.4 mm PE.
Cumple con los estándares.....ETSI ETR 328, ETSI TS 101 388, ITU-T G.996.1 & G.992.1..5.
Exactitud en la Atenuación....(desviación típica sobre el rango total de frecuencia)3%.
Exactitud en la Impedancia.... (desviación típica sobre el rango total de frecuencia)7%.
Rango de frecuencia.....desde 388kHz hasta 2.2Mhz.
Potencia alimentación.....230v/115v AC.
Máximo Voltaje.....400v DC.
Indicadores.....Dispay LCD mostrando el tipo de línea, largo y tipo de ruido.
Conectores.....RS 232 serial, 4 conectores RJ-45.
Control remoto.....vía RS 232.
Dimensiones.....450 x 220 x 100 (L x A x H en mm).

LS 10.12A1 con Generador de ruido integrado (opcional):

Modelos de ruido.....ETSI A, ETSI B, Euro-K.
Nivel de resolución.....0.1dB.
Factor de cresta.....5.
Impedancia de Salida.....mayor a 10kΩ.
Ancho de banda..... 160 Hz hasta 1.5 Mhz.
Rango del nivel.....-10dB a +15dB en pasos de 0.1dB.
Acoplamiento.....potencialmente libre en ambos lados de la línea.

LS 10.14A (Para ADSL2+):

Tipo de línea.....0.5 mm PE.
Cumple con los estándares....ETSI ETR 328, ETSI TS 101 388, ITU-T G.996.1& G.992.1..5.
Exactitud en la Atenuación.... (desviación típica sobre el rango total de frecuencia)3%.
Exactitud en la Impedancia.... (desviación típica sobre el rango total de frecuencia)7%.
Rango de frecuencia.....desde 388kHz hasta 2.2Mhz.
Potencia alimentación.....230v/115v AC.
Máximo Voltaje.....400v DC.
Indicadores.....Dispay LCD mostrando el tipo de línea, largo y tipo de ruido.
Conectores.....RS 232 serial, 4 conectores RJ-45.
Control remoto.....vía RS 232.
Dimensiones.....450 x 220 x 100 (L x A x H en mm).

LS 10.14A1 con Generador de ruido integrado (opcional):

Modelos de ruido.....	ETSI A, ETSI B, Euro-K.
Nivel de resolución.....	0.1dB.
Factor de cresta.....	5.
Impedancia de Salida.....	mayor a 10kΩ.
Ancho de banda.....	160 Hz hasta 1.5 Mhz.
Rango del nivel.....	-10dB a +15dB en pasos de 0.1dB.
Acoplamiento.....	potencialmente libre en ambos lados de la línea.

6.3.1.2 Generador de Ruido

El generador de ruido por Acterna es denominado **RG 20.x.DSL**, este puede ser utilizado como una unidad independiente o con las series de simuladores de línea **LS 10.xx** como parte de un equipo completo para pruebas.

Este es capaz de generar cualquier tipo de ruido cuyos modelos se encuentran especificados en las normas, usando tres procesadores de señales y FPGA. Estos modelos son guardados en extensas librerías las cuales tienen la posibilidad de ser actualizadas para poder generar ruidos de todas las tecnologías x.DSL que estén bajo prueba.

Dentro de las especificaciones más importantes que se encontraron:

Modelos de Ruido.....	Next/Fext, Ruido de fondo, Ruido blanco, RFI, Ruido impulsivo, RFI.
Estándares de referencia.....	ITU-T G.996.1.
Ancho de banda.....	adaptable al de la tecnología a simular.
Línea de densidad espectral.....	menor a 0.001 Hz.
Nivel de resolución.....	menor 0.1dB.
Factor de Cresta.....	mayor a 5.
Impedancia de salida.....	mayor 4kΩ.
Máximo Voltaje.....	400v DC.
Indicadores...Dispay de 6 líneas c/u 20 caracteres para el tipo de ruido.	
Potencia alimentación.....	AC 115/230, 50/60 Hz 15w.
Potencia de consumo.....	35 VA.
Conectores.....	2 CF (toma corriente), 2 conectores RJ-45.
Control remoto.....	vía RS 232.
Dimensiones.....	455 x 220 x 100 (L x A x H en mm).
Peso.....	aprox. 6kg.
Rango de temperatura en operación.....	+5 hasta +45 °C.

Nota: por más detalle sobre estos dispositivos dirigirse a: www.acterna.com

6.3.2 Sparnex

Sparnex ofrece soluciones más flexibles, es decir, no se requiere de módulos diferentes para diferentes líneas. Estos brindan total libertad para la programación de las líneas pudiendo configurarlas vía software, sin restricciones de hardware y pudiendo variar todos sus parámetros como el largo, diámetro, tipos de aislación, la temperatura, el nivel de ruido. Las mismas posibilidades se ofrecen para los generadores de ruido, pudiendo configurar los diferentes tipos de ruido.

Ofrecen un simulador de línea con un generador de ruido integrado denominado **LSX 2020** para ADSL y el otro denominado **LSX 2025** que reúne las dos tecnologías ADSL y ADSL2+. Al igual que en Acterna disponen de un generador de ruido externo denominado **ANG Math 2005**.

Todos estos dispositivos son totalmente programables y constan con un sistema de librerías predefinidas en los estándares, permitiendo al usuario configurar todo tipo de entorno y de manera amigable.

6.3.2.1 Simuladores de Línea

Los datos más relevantes encontrados en sus hojas de datos fueron los siguientes:

LSX 2020 (Para ADSL con generador de ruido integrado):

Tipo de cable.....todos los tipos definidos en los estándares.
Loops bajo prueba.....configurables por el usuario o definidos en los estándares.
Estándares de referencia..... ESTI, ANSI, G.996.1.
Ancho de banda..... 5kHz hasta 3MHz.
Atenuación..... 0 a 99dB @ 1MHz.
Retardo..... simulable por funcionar en modo bi-direccional.
Exactitud en representación de la Línea:.....0.5dB @ 2MHz.
Alimentación..... hasta 400v DC.
Control remoto.....vía RS 232 y autocalibración por software.
Interfaz de usuario.....con cursor, teclas numéricas y display (8x40 LCD).

Características generales:

- Se permite variar y programar parámetros de las líneas como: la resistencia, largo del cable.
- Obtención de la atenuación a cualquier frecuencia de muestreo.
- Memoria para el almacenamiento de hasta 100 tipos de líneas.
- Librerías con diferentes configuraciones de tipos de línea, ruidos y crosstalk para ser levantadas por software.
- Posibilidad de levantar datos externos, como medidas de campo.

Características del generador de Ruido:

- Tipos de ruido:*Ruido blanco*: en el rango de 10KHz hasta 10MHz con amplitud variable.
Ruido randómico: con una entrada para fuentes de ruido externas.
Crosstalk: Next (interno o externo)
- Cuatro posibles configuraciones: sin ruido, solo interno, solo externo, interno y externo.
- Cuatro configuraciones para el Next: sin Next, solo interno, solo externo, interno y externo.
- Next interno: se puede configurar par a par, cuadrete a cuadrete, multipar a multipar.

LSX 2025 (Para ADSL y ADSL2 inclusive otras tecnologías DSL):

Tipo de cable..... todos los tipos definidos en los estándares con aislación de papel, PE, PVC, PET.

Loop bajo prueba..... configurables por el usuario o definidos en los estándares.

Estándares de referencia..... ANSI, ETSI, ITU-T.

Ancho de banda..... 5kHz hasta 4.5MHz.

Rango de atenuación..... 0.5...99dB @ 1MHz.

Exactitud de la atenuación: 0.5...85dB @ 1MHz con precisión: ± 0.4 dB.
85...99dB @ 1MHz con precisión: ± 0.7 dB.

Resolución hardware de la atenuación:..... ± 0.15 dB @ 1MHz.

Atenuación por Crosstalk entre puertos (20kHz... 2MHz)..... 110dB.

Desviación del retardo de grupo (5kHz...2MHz)..... 10%.

Desviación del retardo de propagación.....0.4 μ s.

Resolución hardware del retardo de propagación.....0.36 μ s.

Máxima entrada de señal.....10vp, 0.5w rms.

Impedancia de entrada/salida..... 75 Ω .

Desviación de la impedancia de entrada/salida..... 3%.

Máximo voltaje en modo común.....5v.

Desbalance de la señal de salida..... -65dB @ 100kHz.

Máximo voltaje DC en puertos: entre cualquier cable y tierra ± 250 v.
entre cables ± 400 v.

Máxima corriente DC en puertos..... ± 100 mA.

Rango de resistencia del loop DC.....46..1316 Ω .

Desviación de resistencia en DC..... $\pm 3\%$ / 5 Ω .

Resolución de la resistencia en DC.....5 Ω .

Control remoto..... vía RS 232 y autocalibración por software.

Características generales:

- Se permite variar y programar parámetros de las líneas como: la resistencia, diámetro, largo del cable.
- Librerías con diferentes configuraciones de tipos de línea para ser levantadas por software.
- Dos modos de operación: unidireccional y bidireccional.
- Conectores para generador de ruido externo.

6.3.2.2 Generador de Ruido

Los datos más importantes relevados de su hoja de datos fueron:

Ancho de banda..... hasta 5Mhz.

Estándares de referencia..... ANSI, ETSI, ITU-T.

Ruidos generados: Modo común

Modo diferencial

Micro- interrupciones

RF amateur y broadcast

Impulsivo

Combinados

Crosstalk Next y Fext

Factor de Cresta..... mayor a 5.

Piso de ruido..... menor a -140dBm/Hz .
Dominio de procesamiento.....temporal y en frecuencia.
Tasa de muestreo..... 12 Msamples/seg.
Nivel de calibración..... margen $< \pm 0.1\text{dB}$.
Resolución DAC.....14 bits.
Voltaje máximo de DC.....entre cable y tierra 200v, entre cables 400v.
Máxima corriente..... 80mA salida en alta impedancia $50\text{k}\Omega // 20\text{pF}$.
Entrada de ruido.....terminación en 50Ω .
Modos de Salida.....diferencial y modo común.
Control remoto: vía RS 232 o LAN (10Base-T) y por software con interfaz de usuario.
Características generales:

- 7 generadores diferentes de ruido
- 2 generadores programables de ruido blanco.
- Configuración de Micro interrupciones: de ambos lados ATU-C y ATUR, de ambos, duración y períodos de las mismas,
- 2 generadores programables de ondas sinusoidales.
- Importación de ruidos desde librerías con ruidos definidos en los estándares.
- Test de verificación del margen de ruido
- Herramientas de configuración. (Software de configuración)
- Herramienta para importar las librerías. (Software de importación: .csv, .txt, .mat)

Nota: por más detalle sobre estos dispositivos dirigirse a: www.sparnex.com

6.3.3 Spirent

Spirent al igual que Sparnex ofrece soluciones totalmente programables y con sistemas de librerías sin necesidad del agregado de hardware extra para la creación, configuración y posterior simulación del loop. Esta misma flexibilidad es adoptada para los generadores de ruido permitiendo a los usuarios crear sus propios escenarios de ruidos y cumplir con los predefinidos en las normas.

Para la tecnología ADSL el simulador es el **DLS 400E3** mientras que para ADSL2+ es **DSL 410E**.

En cuanto a los generadores de ruido, vimos que hay una gran variedad con distintas prestaciones, por ejemplo diferentes versiones mejoradas en algún aspecto. Vale aclarar que esto mismo ocurrió con los simuladores, el último número de su nombre, es que corresponde a la última versión. Es por ello que solo relevamos los últimos, por ende con más prestaciones o nuevas funcionalidades. De todas formas si se adquiere uno más antiguo este puede ser llevado a las nuevas versiones con paquetes de software de actualización y autocalibración que estos ofrecen.

Para los generadores de ruido, los relevados fueron dos de la serie denominada **DSL 5200E3** que cuenta con seis generadores, estos fueron: el **DLS 5204** y el **DLS 5404**.

6.3.3.1 Simuladores de Línea

DLS 400E3 (Para ADSL):

Tipos de cables.....0.9, 063, 05, 0.4 y 0.32 mm.
 Estándares de referencia.....ETSI, ANSI e ITU.
 Loop simulables.....Loop 1 al 8 (ref. G.test).
 Ancho de banda.....desde DC hasta 1.1Mhz.

Atenuación.....hasta 90dB sobre la banda especificada.

Exactitud en la atenuación: Loop 1-6 y 8 MAE (Mean Absolute Error) menor a 0.5db.
 Loop 7 MAE menor a 0.1dB.

Piso de Ruido.....-150dBm/Hz.
 Impedancia típica.....± 7 % entre 20kHz y 1.1Mhz.
 Retardo de grupo.....± 3% entre 20kHz y 1.1Mhz.
 Máximo voltaje.....hasta 300v DC.
 Máxima corriente.....100mA (150mA pico) DC.
 Potencia de alimentación.....de 90 a 240v AC, 50/60 Hz.
 Conectores.....3 CF ,3 RJ-45, conector BNC para señales externas.
 Rango de temperatura en operación.....10 hasta 40°C.

DSL 410E (Para ADSL2+):

Tipo de cable.....0.4, 05 mm PE.
 Estándar de referencia.....ITU-T G.992.5.
 Ancho de banda.....desde DC hasta 4.5Mhz.
 Impedancia.....menor a 5% de variación.
 Retardo de grupo: típicamente menor al 5% para loops derechos.
 menor al 2% para loops con bridge taps.

Atenuación.....hasta 90 dB en la banda especificada.
 Exactitud en la atenuación.....MAE (Mean Absolute Error) menor a 5dB.
 Piso de ruido.....menor a -150.dBm/Hz.
 Impedancia de salida.....135Ω.
 Variación de continua.....hasta 200 v.
 Resistencia en continua.....menor al 10% de variación.
 Potencia de alimentación.....de 100~ 240v AC, 50/60Hz.
 Rango de temperatura en operación.....10 hasta 40°C.
 Dimensiones.....194 x 452 x 494 (H x A x L en mm).
 Peso.....28 kg.

6.3.3.3 Generadores de Ruido

Son básicamente una PC con cuatro canales generadores de ondas con una gran memoria.

Cada generador usa DAC (Digital to Analog Conveter) de 14 bits de resolución con gran resolución dinámica. Capaces de generar todos los ruidos incluidos en la norma como: crosstalk, ruido blanco, RFI, entre otros. Las diferencias entre ambos son mínimas radican básicamente en las cargas de software que poseen cada uno.

DLS 5204:

Ancho de banda: de 4kHz hasta 2208Mhz para ruido en modo diferencial.
de 100kHz a 1.9Mhz para ruido en modo común.
Estándares de referencia.....ANSI, ETSI, ITU-T.
Factor de cresta.....mayor a 5.
Máxima salida..... $\pm 10\text{v}$ (20vpp) sin carga, $\pm 5\text{v}$ (10vpp) con 50 Ω .
Memoria de ejecución.....32MB por cada canal.
Potencia de alimentación.....de 90~260v AC, 50/60Hz.
Impedancia de salida: 4k Ω para ruido en modo diferencial
250 Ω (desbalanceado) para ruido en modo común.
Piso de ruido.....menor a -140dBm/Hz.
Rango dinámico de los canales.....100dB.
Exactitud en la PSD.....menor a 0.5dB.
Control remoto.....Ethernet.
Rango de temperatura en operación.....10 hasta 40°C.
Dimensiones.....89 x 482 x 450 (H x A x L en mm).
Peso.....12kg.

DLS 5404:

Ancho de banda: de 4kHz hasta 2208Mhz para ruido en modo diferencial.
de 100kHz a 1.9Mhz para ruido en modo común.
Estándares de referencia.....ANSI, ETSI, ITU-T.
Factor de cresta.....mayor a 5.
Máxima salida..... $\pm 10\text{v}$ (20vpp) sin carga, $\pm 5\text{v}$ (10vpp) con 50 Ω .
Memoria de ejecución.....32MB por cada canal.
Potencia de alimentación.....de 90~260v AC, 50/60Hz.
Impedancia de salida: 4k Ω para ruido en modo diferencial
250 Ω (desbalanceado) para ruido en modo común.
Piso de ruido.....menor a -140dBm/Hz.
Rango dinámico de los canales.....100dB.
Exactitud en la PSD.....menor a 0.5dB.
Control remoto.....Ethernet.
Rango de temperatura en operación.....10 hasta 40°C.
Dimensiones.....44 x 482 x 450 (H x A x L en mm).
Peso.....3.25kg.

Nota: por más detalle sobre estos dispositivos dirigirse a: www.spirent.com

6.3.4 Telebyte

Su tecnología se asemeja a la de Acterna, es decir se requieren de varios módulos para el armado de los loops definidos para prueba en los estándares. Cada módulo es capaz de simular un solo tipo de cable con características fijas, sin tener la posibilidad que ofrecían sus competidores de modificarlas de manera programable. Si se quiere modificar un tramo o alterar alguna característica particular requerirá de la adición de nuevo hardware.

El número de simuladores de línea y generadores de ruido que ofrecen es muy amplio, para ambas tecnologías ADSL y ADSL2+, es así que trataremos de ser lo más breves posibles en cuanto al detalle de sus especificaciones.

En lo que respecta a los generadores de ruido encontramos dos: uno prestaciones muy limitadas, solo genera tres tipos de ruido y otro muy completo con el sistema de librerías con todos los modelados de ruidos referidos en los estándares.

En esta tecnología de simuladores de línea si se quiere armar un loop con diferentes tipos de cable se deberán ensamblar o concatenar diferentes módulos con características fijas. Para realizar esta concatenación de segmentos de líneas hardware, ofrecen chasis con ranuras en las cuales se insertan las placas que simulan las líneas. Estas son módulos que permiten un mejor manejo para el usuario a la hora de simular, son programables y pueden adaptarse vía software según el tipo y la cantidad de canales que se le conecten.

6.3.4.1 Simuladores de línea

Las siguientes tablas tratan de resumir las especificaciones más importantes de los simuladores de línea, los modelos varían según el tipo de cable y la tecnología que simula.

Serie 458-XX:

<i>Modulo de línea</i>	<i>Tecnología</i>	<i>Tipo de Cable</i>	<i>Largo</i>	<i>Incremento en el Largo</i>	<i>Ancho de Banda</i>
458-LM-20	ADSL	26 AWG PIC	0-20.5 kf	500 ft	DC a 1.5 Mhz
458-LM_E20	ADSL	0.4 mm PE	0-6.15km	150 mts	DC a 1.5 Mhz
458-LM-HD	ADSL2+	26 AWG PIC	Canal 1: 0-31750 ft Canal 2-8: 0-30000 ft	250 ft 2000 ft	DC a 4.5 Mhz
458-LM-HDE	ADSL2+	0.4 mm PE	Canal 1: 0-9450 ft. Canal 2-8: 0-9000 ft	150 ft 600 ft	DC a 4.5 Mhz
458-LM-HDJ	ADSL2+	0.4 mm Paper	0-7.5 km	500 mts	DC a 4.0 Mhz
458-LM-A2-18	ADSL ADSL2+	24/26 AWG	0-16000 ft	100 ft	DC a 18 Mhz
458-LM-A8-18	ADSL ADSL2+	26 AWG PIC	0-15000 ft	1000 ft	DC a 18 Mhz
458-LM-E2-18	ADSL ADSL2+	0.4/0.5 mm PE	0-8000 mts	50 mts	DC a 18 Mhz
458-LM-A2-36	ADSL ADSL2+	24/26 AWG	0-3150 ft	50 ft	DC a 36 Mhz

Tabla 6.1: Simuladores de línea Serie 458-XX.

Nota: los que especifican mayor ancho de banda que el requerido para ADSL o ADSL2+ es porque tienen diversas aplicaciones además de las dos mencionada como por ejemplo VDSL o VDSL2.

Especificaciones generales:

<i>Modulo de línea</i>	<i>Parámetros Simulables</i>	<i>Presición Atenuación</i>	<i>Presición Impedancia</i>	<i>Voltaje Máximo</i>	<i>Corriente Máxima</i>	<i>Conectores</i>
458-LM-20	Atenuación Impedancia Retardo Fase	±0,5dB ±6.5%	---	±500V(DC + ACp)	120mA	2 RJ-45 en el panel trasero
458-LM-E20	Atenuación Impedancia	±0,5dB ±6.5%	---	±500V(DC + ACp)	120mA	2 RJ-45 en el panel trasero

Requerimientos para equipos de prueba de las tecnologías x.DSL

<i>Modulo de línea</i>	<i>Parámetros Simulables</i>	<i>Presición Atenuación</i>	<i>Presición Impedancia</i>	<i>Voltaje Máximo</i>	<i>Corriente Máxima</i>	<i>Conectores</i>
458-LM-HD	Atenuación Impedancia	$\pm(3,5\% + 0.75\text{dB})$ si $Z_l=Z_s=100\Omega$ @25kHz a 4.5MHz $\pm 1\text{dB}$ uniformidad canal-canal	$\pm 10\%$ @ 25kHz a 4.5MHz con 100Ω	$\pm 200\text{Vdc}$	130mA	8 RJ-45 en el panel trasero y 8 RJ-45 en el frente
458-LM-HDE	Atenuación Impedancia	$\pm(6,5\% + 1\text{dB})$ @25kHz a 4.5MHz $\pm 1\text{dB}$ uniformidad canal-canal	$\pm 10\%$ @ 25kHz a 4.5MHz con 100Ω	$\pm 200\text{Vdc}$	130mA	8 RJ-45 en el panel trasero y 8 RJ-45 en el frente
458-LM-HDJ	Atenuación Impedancia	$\pm(3,5\% + 0.75\text{dB})$ si $Z_l=Z_s=100\Omega$ @25kHz a 4.5MHz $\pm 1\text{dB}$ uniformidad canal-canal	$\pm 10\%$ @ 25kHz a 4.5MHz con 100Ω	$\pm 200\text{Vdc}$	130mA	8 RJ-45 en el panel trasero y 8 RJ-45 en el frente
458-LM-A2-18	Atenuación Impedancia	MAE<1dB ($Z_s=Z_l=100\Omega$) @ 25kHz a 18MHz	$\pm 10\%$ @ 25kHz a 18MHz	200V	130mA	4 RJ-45 en el panel trasero y 4 RJ-45 en el frente
458-LM-A8-18	Atenuación Impedancia	MAE<1dB ($Z_s=Z_l=100\Omega$) @ 25kHz a 18MHz $\pm 1\text{dB}$ uniformidad canal-canal	$\pm 10\%$ @ 25kHz a 18MHz	200V	130mA	8 RJ-45 en el panel trasero y 8 RJ-45 en el frente
458-LM-E2-18	Atenuación Impedancia	MAE<1dB ($Z_s=Z_l=100\Omega$) @ 25kHz a 18MHz	$\pm 10\%$ @ 25kHz a 18MHz	200V	130mA	4 RJ-45's on front including 2 for noise injection. 4 RJ-45's on back including two for noise injection
458-LM-A2-36	Atenuación Impedancia	MAE<1dB ($Z_s=Z_l=100\Omega$) @ 25kHz a 36MHz	$\pm 10\%$ @ 25kHz a 36MHz	200V	130mA	4 RJ-45's on front including 2 for noise injection 4 RJ-45's on back including 2 for noise injection

Tabla 6.2: Simuladores de línea Serie 458-XX.

Serie 459-XX:

<i>Modulo de línea</i>	<i>Tecnología</i>	<i>Tipo de Cable</i>	<i>Largo</i>	<i>Incremento en el Largo</i>	<i>Ancho de Banda</i>
459-A	ADSL	26 AWG PIC	4kf a 22kft y 26kft	2000 ft	DC a 1.1MHz
459-AE	ADSJ	0.4mm PE	1,2km a 6.6km y 7.8km	600m	DC a 1.1MHz
459-AJ	ADSL	0.4mm Papel	1km a 5.5km y 6.5km	500m	DC a 1.1MHz

Tabla 6.3: Simuladores de línea Serie 459-XX.

Especificaciones Generales:

Modulo de línea	Parámetros Simulables	Presición Atenuación	Presición Impedancia	Voltaje Máximo	Corriente Máxima	Conectores
459-A	Atenuación Impedancia	$\pm 1\text{dB}$, $\pm 6.5\%$ \pm 1dB uniformidad canal-canal	---	$\pm 50\text{Vp}$	25mA	2 RJ-21 para equipos/ RJ-45 para control RS232
459-AE	Atenuación Impedancia	$\pm 1\text{dB}$, $\pm 6.5\%$ \pm 1dB uniformidad canal-canal	---	$\pm 50\text{Vp}$	25mA	2 RJ-21 para equipos/ RJ-45 para control RS232
459-AJ	Atenuación Impedancia	$\pm 1\text{dB}$, $\pm 6.5\%$	---	$\pm 50\text{Vp}$	25mA	2 RJ-21 para equipos/ RJ-45 para control RS232

Tabla 6.4: Simuladores de línea Serie 459-XX.

Serie 415X-E:

Modulo de línea	Tecnología	Tipo de Cable	Largo	Incremento en el Largo	Ancho de Banda
4152-E	ADSL	0.4mm PE	7900m	50m	DC a 2MHz
4154-E	ADSL	0.5mm PE	7900m	50m	DC a 2MHz

Tabla 6.5: Simuladores de línea Serie 415X-E.

Especificaciones Generales:

Modulo de línea	Parámetros Simulables	Presición Atenuación	Presición Impedancia	Alimentación	Conectores
4152-E	Atenuación Impedancia	3%	5%	230VAC / 115VAC	RS232, 2 RJ-45, 2 Tipo TF
4154-E	Atenuación Impedancia	3%	5%	230VAC / 115VAC	RS232, 2 RJ-45, 2 Tipo TF

Tabla 6.6: Simuladores de línea Serie 415X-E.

6.3.4.2 Generadores de Ruido

Modelo 4154-NE:

Modelo	Tipo de Ruido	Nivel de Resolución	Factor de Cresta	Impedancia de Salida	Ancho de banda	Nivel de ruido
4154-NE	ETSI A ETSI B Euro-K	0,1dB	5	$>10\text{k}\Omega$	160Hz a 1.5MHz	(-10dB a 15dB) incrementos de 0.1dB

Tabla 6.7: Generadores de Ruido Serie Modelo 4154-NE.

Modelo 4801:

Se trata de un generador de ruido universal que sirve para todas las tecnologías por ser totalmente programable y tener un gran ancho de banda. Además tiene un software de calibración con interfaz gráfica para la representación de las diferentes densidades espectrales y para usarse en conjunto con los distintos modelos de simuladores presentados anteriormente.

El control del mismo puede hacerse manual o remotamente vía RS-232, Ethernet o GPIB.

Especificaciones Generales.

<i>Ancho de banda</i>	<i>Exactitud</i>	<i>Tipos de ruido</i>	<i>Factor de cresta</i>	<i>Piso de ruido</i>	<i>Impedancia de salida</i>	<i>Alimentación</i>
100 Hz to 40 MHz	≤ 0.5 dB mean absolute error (MAE) para todas la densidades espectrales de potencia de todos los diferentes tipos de interferentes	Todos los referidos en los estándares: blanco, impulsivo, RFI, crosstalk para distintas tecnologías y para diferentes cantidad de interferentes.	Mayor a 5	≤ -147 dBm/Hz (cuando no se genera ninguna interferencia)	50 Ω	AC 90 V to 264 V, 47 to 63 Hz, 10 A

Tabla 6.8: Generadores de Ruido 4801.

Nota: por más detalle sobre estos dispositivos dirigirse a: www.telebytebroadband.com

6.4 Conclusiones del Material Recabado

Claramente en las especificaciones de todos los equipos se brindan datos que para nosotros en principio serían inútiles, ya que al tratarse de un diseño de alto nivel o prediseño no estaríamos en condiciones de usarlos. Un ejemplo de esto son: los voltajes, potencia consumida, tamaño y peso, etc.

Pero sí revelan datos muy interesantes a tener en cuenta a la hora de iniciar un diseño, como son: los tipos de cable que manipulan, los loops que podrán ser simulables, los parámetros que simulan, ruidos que generan, estándares por los cuales se rigen, espectro de frecuencias que manejan, las interfaces, grado de exactitud y error, etc.

En lo que respecta a los simuladores, llegamos a concluir que todos estos equipos cuentan con uno o más procesadores de señales interno, que generan de alguna manera la transferencia H(f) de los cables configurados y realiza los cálculos necesarios para la manipulación de la señal ADSL.

Para los generadores de ruido se encontró además de las especificaciones eléctricas, que todos manipulan librerías con los modelados de los diferentes ruidos que pueden estar presentes en las líneas.

Basándonos en las dos conclusiones anteriores es que comenzamos a implementar el desarrollo de nuestro propio diseño inicial.

6.5 Análisis de Costos

Efectuar una evaluación de costos [7] constituye una etapa fundamental en la toma de decisiones a los efectos de la evaluación de la conveniencia o no del diseño propiamente dicho o de la adquisición del equipo a proveedores, que en este caso pertenecen a otros países.

Para ello construimos a partir de datos obtenidos de las diferentes fuentes, una muestra de proveedores. La misma ha sido seleccionada tomando en cuenta el prestigio comercial e institucional de estos para los diversos países. Cabe destacar que la información obtenida de estos proveedores ha sido recabada con ciertas limitaciones. La misma consistió básicamente en el modelo, prestación, funcionalidad y cotización del producto.

Esto implicó un análisis adicional en el cálculo final para llegar al precio del producto una vez ingresado definitivamente en nuestro país, dado que para ciertos casos solo obtuvimos cotizaciones de fábrica o precio de venta en el mercado interno del país de origen.

Es decir, que una vez obtenido el precio cotizable en su país de origen debimos agregarle a este el costo adicional por concepto de importación para cada tipo de cotización.

A continuación detallaremos una breve descripción de conceptos sobre los cuales en adelante mencionaremos como son los Incoterms (In Company Terms). Si bien entendemos que no es nuestro objeto de estudio, los elementos económicos que conforman al precio del producto, es esencial una breve explicación dado que finalmente nos dará el punto de comparación entre el producto fabricado y el producto importado.

Una de las cotizaciones obtenidas consistió en el valor ex-work para cada país que desarrolla el producto. Esto significa el valor del producto terminado en fábrica; aún el producto no ha sido trasladado a ninguna parte.

La importancia de este incoterms radica en que aún el riesgo no ha sido transferido tan siquiera al primer transportista que los trasladará. Este riesgo incrementa abruptamente el valor del producto, pues no solo debemos considerar únicamente su fabricación, sino el adicional que indiscutiblemente agrega la contratación de un seguro que cubra eventuales pérdidas por deterioro, extravío, robo, o cualquier otro tipo de siniestros.

Nuestro análisis consistió entonces en mantener una actitud conservadora que define el riesgo en términos medios.

Otro adicional al valor ex work consiste en lo que entendemos incrementa también de forma sustancial, que es la contratación de los diferentes fletes que deberemos pagar para introducir el bien en nuestro país. Para este caso consideramos el flete interno desde la fábrica hacia el puerto o aeropuerto del país de origen, el flete del buque o avión que traslade el producto a nuestro país así como el flete desde el puerto o aeropuerto que lo traslade al importador. Indudablemente en este análisis estamos considerando que somos nosotros quienes nos hacemos cargo de este importante plus, es decir que nuestro importador únicamente es quien se encarga de conseguirnos el producto y tramitarlo en la aduana para ser ingresado. Por lo que nos cobrará sus

comisiones correspondientes incluidas los impuestos locales y el costo que insume la importación propiamente dicha.

Introducir esta mercadería a nuestro país requiere del pago de tasas e impuestos, lo que se denomina costo de importaciones referido cálculo es efectuado por el despachante de aduana quien cobra también sus servicios por ello. En resumen al costo inicial ex work le hemos adicionado los gastos de seguro, traslado, costo de importación y el precio del servicio del despachante de aduana.

Considerar el origen del producto es de suma importancia dado que debemos tener en cuenta los diversos acuerdos que nuestro país ha firmado con el resto del mundo, básicamente nos referimos al Mercosur por ser un tratado sumamente conveniente a la hora de comparar las tasas aplicables entre un país que pertenezca a este tratado y un país que no.

6.5.1 Cálculos

Supondremos un valor del producto de un precio X (Valor ex work), y este le aplicaremos todas las tasas e incrementos que detallamos anteriormente. Al final de esta sección se presentara una tabla con las propuestas de precios que recabamos a lo largo de nuestra investigación para los fabricantes de estos productos.

Los pasos que seguimos para este análisis fueron los siguientes

- I. Partimos del precio FOB X valor ex-work País de Origen y este incluye valor del mercado interno más el embalaje.
- II. Tenemos el gasto del flete de la fábrica hasta el puerto o aeropuerto.
- III. Costos de estiba.
- IV. Flete buque o avión de puerto origen a puerto destino o de aeropuerto origen aeropuerto destino.
- V. Despacho aduanero: el precio CIF del producto será X1, este será la suma de los cuatro puntos anteriores, al cual le tendremos que aplicar las siguientes tasas:
 - Arancel por importarlo AEC x% sobre X1.
 - Comisión importación BROU 2,5% sobre X1.
 - Tasa consular 2% sobre X1.
 - Tasa Extraordinario DNA de un x%.
 - Tasa Servicios Aduanera (TSA) 0,20 % sobre X1 con un máximo de U\$S 50.
 - Guía en transito 0,02 %.

Hasta ahora tenemos el costo del producto cuando este llega a la aduana a este le debemos agregar los gastos que me cobra el despachante.

Esto se traduce en:

- I. Gastos de Despacho.
- II. El IVA importación.
- III. El IVA anticipo.
- IV. Cofis.

Para ejemplificar esto cálculos nos referiremos a uno de los fabricantes. Presentaremos las cotizaciones exworks que recabamos de Alemania para el caso de Acterna y Estados

Unidos en el caso de Spirent y Sparnex. Destacamos que esto es para tener una idea del costo total no obteniéndose información para cada uno de los equipos presentados en las secciones anteriores, pues nos fue muy difícil de recabar la información. Incluso en algunas ocasiones ni siquiera pudimos obtener ni un solo precio como en el caso de Telebyte que solo mandaban cotizaciones para empresas.

En las siguientes tablas se presentan los precios de cada uno de los bloques y los fabricantes de los cuales obtuvimos datos.

Acterna:

<i>Producto</i>	<i>Cotización ex-work Alemania (en U\$S)</i>
<i>Simuladores ADSL</i>	
LS 10.02	U\$S 12,420
LS 10.02.01(con generador de ruido)	U\$S 17,364
LS 10.04	U\$S 12,526
LS 10.04.01(con generador de ruido)	U\$S 17,364
LS 10.05	U\$S 12,820
LS 10.05.01(con generador de ruido)	U\$S 17,364
<i>Simuladores ADSL2+</i>	
LS 10.12A	U\$S 14,830
LS 10.12A1	U\$S 19,578
LS 10.14A	U\$S 14,370
LS 10.14A1	U\$S 19,578
<i>Generador de Ruido</i>	
TLRG20.10	U\$S 36,842

Tabla 4.9: Cotizaciones obtenidas para Acterna.

Spirent:

<i>Producto</i>	<i>Cotización ex-work EEUU (en U\$S)</i>
<i>Simulador de Línea ADSL y ADSL 2+</i>	
DLS-400E3	U\$S 100,000
<i>Generador de Ruido</i>	
DSL 5204	U\$S 30,000

Tabla 4.10: Cotizaciones obtenidas para Spirent.

Sparnex:

Tabla 4.11: Cotizaciones obtenidas para Sparnex.

<i>Producto</i>	<i>Cotización ex-work EEUU (en U\$S)</i>
<i>Simulador de Línea ADSL y ADSL 2+</i>	
LSX 2020	€60,000
LSX 2025	€55,000
<i>Generador de Ruido</i>	
ANG Math 2005	€35,000

6.5.2 Ejemplo de cálculo precios de Acterna:

Para obtener un equipo de simulación completo necesitaríamos por lo menos tener los dos tipos de simuladores de línea (cables de 0.4 y 0.5 mm) y al menos un generador de ruido. Calcularemos la cotización total de Acterna para todo el equipo de simulación.

Tomaremos como ejemplo dos simuladores (LS 10.02 y LS 10.04) y el generador de ruido (TLRG20.10) de la tabla anterior, de la cual se pueden extraer sus precios FOB. Aplicando lo explicado en la sección 4.7.1 tenemos lo siguiente:

Estimación de costos de Importación:

Simuladores de Línea:

Modelo del Equipo: Simulador de Línea LS 10.02

Envases: 1bulto

Peso bruto: 5kilos.

Origen: Alemania.

AEC (Arancel Externo Común): 10%

Valor FOB (): U\$S 12.480,00.

Valor CIF (): U\$S 13.180.

TC (Tipo de Cambio): 25,00

<i>Concepto</i>	<i>Importe U\$S</i>	<i>Importe \$</i>	<i>% s. CIF</i>
AEC	1.318,00	32.950	10,00%
TSA	26,36	659	0,20%
Extraordinario DNA	100,00	2.500	0,76%
Comisión BROU	329,50	8.238	2,50%
Guía Transito	3,18	80	0,02%
Tasa Consular	263,60	6.590	2,00%
Subtotal costos U\$S	2.040,64	51.016	15,48%
IVA importación	3.334,54	83.364	25,30%
IVA Anticipo	1.449,80	36.245	11,00%
Cofis	529,54	13.238	4,02%
Anticipos total	5.313,88	132.847	40,32%
Gastos despacho	250,00	6.250	
Erogación total U\$S	7604,52	190.112,99	56%

Costo (Total Equipo y Despacho) U\$S	20.784,52
---	------------------

Modelo del Equipo: Simulador de Línea LS 10.04

Envases: 1bulto

Peso bruto: 5kilos.

Origen: Alemania.

AEC (Arancel Externo Común): 10%

Valor FOB (): U\$S 12.726.

Valor CIF (): U\$S 13.426.

TC (Tipo de Cambio): 25,00

<i>Concepto</i>	<i>Importe U\$S</i>	<i>Importe \$</i>	<i>% s. CIF</i>
AEC	1.342,60	33.565	10,00%
TSA	26,85	671	0,20%
Extraordinario DNA	100,00	2.500	0,74%
Comisión BROU	335,65	8.391	2,50%
Guía Transito	3,18	80	0,02%
Tasa Consular	268,52	6.713	2,00%
Subtotal costos U\$S	2.076,80	51.920	15,47%
IVA importación	3.396,78	84.919	25,30%
IVA Anticipo	1.476,86	36.992	11,00%
Cofis	539,42	13.486	4,02%
Anticipos total	5413,06	135.327	40,32%
Gastos despacho	250,00	6.250	
Erogación total U\$S	7.739,86	193.496,58	56%

Costo (Total Equipo y Despacho) U\$S	21.165,86
---	------------------

Generador de Ruido:

Modelo del Equipo: Generador de Ruido TLRG20.10

Envases: 1bulto

Peso bruto: 5kilos.

Origen: Alemania.

AEC (Arancel Externo Común): 10%

Valor FOB (): U\$S 36.842,00.

Valor CIF (): U\$S 37.542,00.

TC (Tipo de Cambio): 25,00

<i>Concepto</i>	<i>Importe U\$S</i>	<i>Importe \$</i>	<i>% s. CIF</i>
AEC	3.754,20	93.855	10,00%
TSA	75,08	1.877	0,20%
Extraordinario DNA	100,00	2.500	0,27%

Requerimientos para equipos de prueba de las tecnologías x.DSL

Comisión BROU	938,55	23.464	2,50%
Guía Transito	3,18	80	0,01%
Tasa Consular	750,84	18.771	2,00%
Subtotal costos U\$S	5.621,85	140.546	14,97%
IVA importación	9.498,13	237.453	25,30%
IVA Anticipo	4.129,13	103.241	11,00%
Cofis	1.508,32	37.709	4,02%
Anticipos total	15.136,09	378.402	40,32%
Gastos despacho	250,00	6.250	
Erogación total U\$S	21.007,94	525.198,59	55%

Costo (Total Equipo y Despacho) U\$S	58.549,94
---	------------------

Si sumamos el costo de los tres equipos, que sería un equipo de simulación daría una inversión total de:

<i>Producto</i>	<i>Costo total (equipo y despacho)</i>
LS 10.02	U\$S 20.784,52
LS 10.04	U\$S 21.165,86
TLRG20.10	U\$S 58.549,94
TOTAL	U\$S 100.500.32

Como se puede apreciar el precio sube considerablemente de la cotización ex-work que nos facilitaron los fabricantes.

Otro punto a destacar es que esto es solo por uno de los equipos y no se están considerando por ejemplo diferentes software que ofrecen y parecen ser necesarios como por ejemplo de calibración y actualizaciones.

Referencias Capítulo 6

[7]- Cra. Alicia Bentancor y Lic. Gonzalo Venditto.

Páginas Web:

[1]-“ADSL Interoperability Test Plan”, Technical Report TR-048.
DSL Forum. Abril 2000. www.dslforum.org/techwork/tr/TR-048.pdf

[2]-Test & Measurement Laboratory, Whitepapers. Sparnex
www.sparnex.com

[3]- Products , Acterna Inc.: www.acterna.com

[4]- Test & Measurements, Products Portfolio. Sparnex NV: www.sparnex.com

[5]- Spirent products, Spirent Communications: www.spirentcom.com

[6]- Products, Telebyte Inc: www.telebytebroadband.com

Capítulo 7.

Extensión del Simulador a Full-Rate (G.992.1)

7.1 Introducción

En este capítulo se explicará el software desarrollado en el convenio ANTELFING y los cambios realizados a este para migrar de la tecnología ADSL G.Lite a G.Dmt o Full-Rate. En primera instancia se presentarán las diferencias más apreciables entre las dos tecnologías para que sean más fáciles de identificar los cambios dentro de cada uno de los bloques del software.

7.2 Consideraciones previas: ADSL Full vs. ADSL Lite

Antes de incursionar en el análisis y estudio del simulador, marcaremos las diferencias más importantes entre ambas tecnologías, que nos llevarán a tener una idea de los cambios a efectuar para luego poder extender las funcionalidades del simulador a nuestros objetivos.

Dentro de las diferencias más sobresalientes entre las tecnologías en juego se encuentran: [1][2]

- Uso de splitter en ambos extremos (ATU-C y ATU-R).
- Ancho de banda.
- Velocidades alcanzables en upstream y downstream.
- Cantidad de portadoras para upstream y downstream en el cual se divide el espectro.
- Tipos de entramados.
- Cantidad de canales de comunicación (latencia simple y doble, canal rápido e intercalado)
- Tecnología de transporte ATM y STM.
- Ruidos que afectan o empobrecen su performance.
- Estándares por los cuales se rigen.

Uso del splitter:

Un splitter es básicamente un dispositivo con tres puertos, que contiene un filtro bidireccional pasa-altos y un filtro bidireccional pasa-pasabajos.

ADSL Full-Rate requiere de este dispositivo en la casa del abonado, que separe los caminos de voz (de 0-4kHz) y el de datos (de 25-1100kHz). Este permite a la señal ADSL coexistir en el par trenzado con la señal telefónica, y es necesario en cada extremo del par. En una dirección el splitter combina ambas señales, mientras que en la otra dirección simplemente se separan ambas señales. En ADSL Lite en cambio, por tener menores requerimientos en velocidad, se tolera mayor interferencia de la línea sin el uso del splitter en el abonado, reduciendo así los costos del operador.

Ancho de banda, velocidad alcanzable y cantidad de portadoras:

Como se vio en el capítulo 3, ADSL Full-rate utiliza códigos de línea DMT (Discrete Multi-tone). DMT esta basado en el uso de IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) para generar un conjunto de subcanales y transmitir información en cada uno de ellos de forma independiente. Midiendo la SNR en cada subcanal y luego asignando un número de bits, basado en esta cualidad, DMT transmitirá los datos en aquellas portadoras con una buena SNR y evitará las regiones del espectro de frecuencias ruidosas o severamente atenuadas. Se modula en QAM (amplitud y cuadratura), cada subcanal tiene un ancho de 4.3125kHz y es capaz de llevar hasta 15 bits. El downstream llega hasta 1104kHz, ofreciendo 224 subcanales, y el upstream va desde los 25 hasta los 138kHz, ofreciendo 25 subcanales.

Esto permite alcanzar velocidades 6Mbps en el downstream y aproximadamente 640kbps en el upstream dependiendo de la aplicación y el entorno de ruido.

En la figura siguiente se puede apreciar el espectro que abarca ADSL Full-Rate junto con la plataforma de servicios de voz (POTS), el tono piloto para el upstream, el del downstream, el espaciamiento entre portadoras y el número de portadoras usadas para la dirección del upstream y downstream.

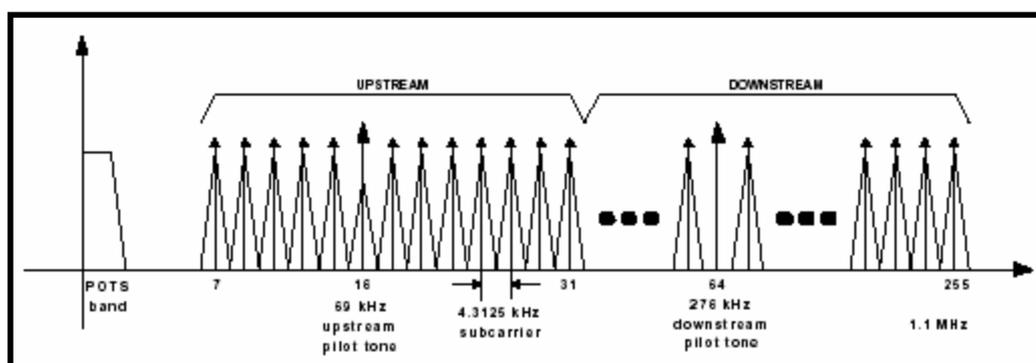


Fig-7.1: ancho de banda, cantidad e portadoras para ADSL-Full rate.

ADSL Lite al igual que su antecesor utiliza DMT y la técnica de modulación es QAM., cada subcanal tiene un ancho de 4.3125kHz y es capaz de llevar hasta 15 bits. El downstream es hasta 552kHz, ofreciendo 96 subcanales, y el upstream desde los 25 hasta los 138kHz, ofreciendo 25 subcanales.

Esto permite alcanzar velocidades 1.536Mbps en el downstream y aproximadamente 512kbps en el upstream dependiendo de la aplicación y el entorno de ruido.

En la figura siguiente se puede apreciar el espectro que abarca ADSL Lite junto con la plataforma de servicios de voz (POTS), el tono piloto para el upstream, el del downstream, el espaciamiento entre portadoras y el número de portadoras usadas para la dirección del upstream y downstream.

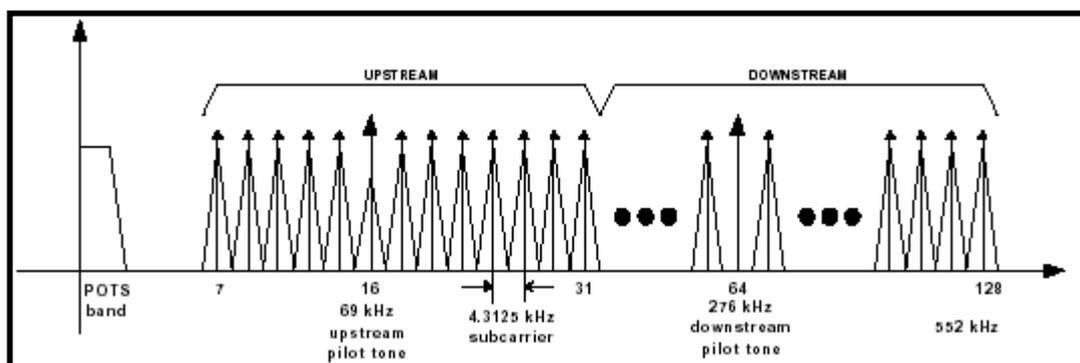


Fig-7.2: ancho de banda, cantidad e portadoras para ADSL-Lite.

Tipos de Entramado y canales de comunicación [3]:

Cada uno de los tonos generados por la DMT son ordenados de acuerdo al número de bits que estos llevan y luego son ubicados para ser transmitidos en tramas ADSL. Las tramas ADSL son agrupadas en supertramas de 69 símbolos y tienen una duración de 17ms, los primeros 68 símbolos de este período son datos útiles mientras que el último es para la sincronización de la supertrama.

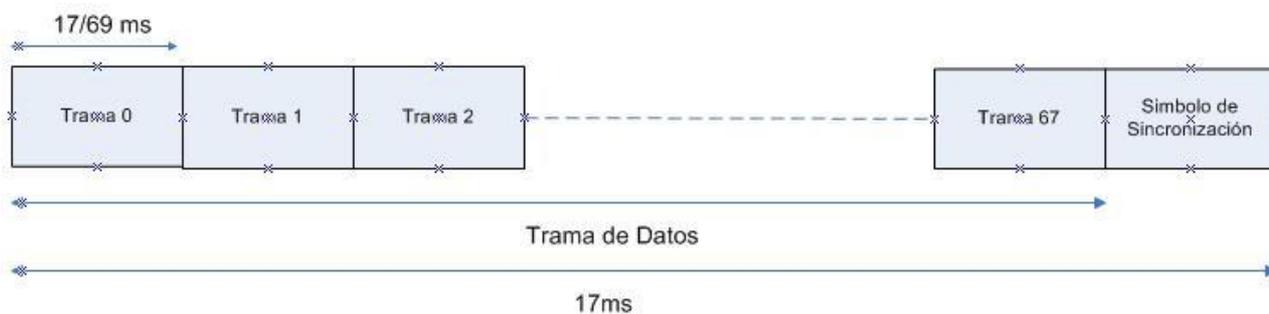


Fig-7.3: Estructura de la Supertrama.

Esta estructura básica de la supertrama es la misma tanto para la dirección del downstream como para el upstream. El símbolo de sincronización tiene la misma duración que las tramas de datos y puede ser pensado como una trama de datos que no transporta información de usuario.

Cada trama ADSL incluyendo el símbolo de sincronización corresponde a un símbolo ADSL. Cada símbolo tiene una duración de 246µs (específicamente 250x68/69µs). Sin tomar en cuenta el símbolo de sincronización, la tasa de transmisión de los datos es de 4kHz. Esta relación está dada por la siguiente ecuación:

$$f_{\text{símbolos_datos}} = 68 \text{ tramas}/17\text{ms} = 4000 \text{ tramas de datos/segundo} = 4\text{kHz}$$

La carga útil de las tramas pueden contener un canal rápido (fast channel) y un canal intercalado (interleaved channel) o ambos. El canal intercalado tiene mayor retardo, puesto que los datos son retenidos en la transmisión para ubicarlos en tramas posteriores. En contraparte el canal rápido ubica los bytes a transmitir directamente sin retardo.

La estructura de las tramas de datos es la siguiente:



Fig-7.4: Estructura de cada trama de datos incluyendo ambos canales; rápido e intercalado.

Las tramas de datos tiene diferentes modos dependiendo del número de canales ADSL y si hay o no cambios en las tasas de transmisión aplicados a cada un de los canales lógicos. Los cambios de velocidad en la transmisión se controlan por los bytes de encabezados que también tiene funciones específicas. Cada uno de los canales rápidos e intercalados puede soportar hasta siete canales lógicos. Estos se dividen en dos grupos, un grupo de canales simples (unidireccionales de latencia simple) denominados AS0 a AS1 y otro grupo de canales duplex (bidireccionales de latencia doble) denominados LS0 a LS1. Los canales simples solo pueden transportar datos del downstream, este grupo normalmente soporta velocidades más rápidas que los duplex, ya que estos pueden transportar datos del downstream y upstream, y la velocidad de transmisión queda limitada por este último.



Fig-7.5: Estructura detallada para el canal rápido ADSL de una trama de datos: la superior asociada a la dirección del downstream y la inferior al upstream.

Los canales lógicos son transportados con los canales de ADSL en uno de cuatro modos de entramado. En estos cuatro modos de entramado, se definen dos tipos de alineación de trama: overhead completo y reducido. Asimismo, se definen dos versiones del overhead completo y dos versiones de overhead reducido.

Los cuatro modos de alineación de trama resultantes se definen a continuación y serán referidos como modos de alineación de trama o modos de entramado: 0, 1, 2 y 3. [2]

Modo 0: alineación de trama de overhead completo con temporización bit a modem asíncrona (es decir mecanismo de control de sincronización habilitado).

Modo 1: Alineación de trama de overhead completo con temporización bit a modem síncrona. (es decir mecanismos de control de sincronización inhabilitado).

Modo 2: Alineación de trama de overhead reducido con byte de datos rápidos y de sincronización separados en memoria de latencia rápida e intercalada, respectivamente. (es decir tara de alineación de trama de 64kbps).

Modo 3: Alineación de trama de overhead reducido con byte de datos rápidos y de sincronización combinados, que utilizan la memoria de latencia rápida o intercalada. (es decir tara de alineación de trama de 32 kbps).

El modo de entramado a usar dependerá de ciertos factores como: si los canales ADSL incluyen bytes de extensión para variar la tasa de transmisión, si estos bytes de extensión son utilizados y si los encabezados de ambos canales ADSL (rápido e intercalado) se unen en un único encabezado al emplear solamente uno de los dos canales.

En la práctica esta flexibilidad no es necesaria puesto que los proveedores de servicio obtienen mayor flexibilidad en la capa ATM con las configuraciones más simples de ADSL. Esto es solo intercalado y overhead reducido, que es lo que emplea ADSL Lite, o solo el canal rápido y overhead reducido que es lo que utiliza ADSL Full rate.

Dentro de la trama de datos además están presentes varios bytes de overhead: el byte rápido, el byte AEX (ASx Extensión byte) y el byte LEX (LSx extensión byte).

El **byte rápido** es una manera de abreviar lo que sería el byte de sincronización para el canal de datos rápidos. Este está siempre presente aunque no se usen los canales lógicos. De la misma manera existe un byte de sincronización para el canal de datos intercalados.

Este byte cumple cuatro funciones dependiendo del número de las tramas de datos (0-67). Estas cuatro funciones son:

- Transportar el chequeo CRC de la supertrama.
- Llevar los bits indicadores para ver que canales se usan en cada dirección de transmisión, si se agrega el AEX o LEX.
- Transporte del EOC (Embedded Operation Channel).
- Información de control de sincronización.

Los **bytes AEX** y **LEX** son usados como bytes de relleno dentro de cada uno de los canales lógicos. El byte AEX está presente si al menos unos de los canales lógicos es usado en el canal rápido (AS0...AS3). De la misma manera el byte LEX está presente si al menos unos de los canales lógicos es usado en el canal rápido (LS0...LS2).

Además de estos tres encabezados debemos recordar que ADSL agrega a los canales rápidos e intercalados bytes para la corrección de errores (**FEC byte**, Forward Error Correction) para reducir la necesidad de hacer retransmisiones. ADSL emplea palabras de códigos Reed-Solomon [2] [4] como método de corrección. En la figura 7.6, puede apreciarse como quedaría la estructura de la trama de datos en el canal rápido vista en la figura 7.5 luego de agregarle el byte para la corrección de errores.

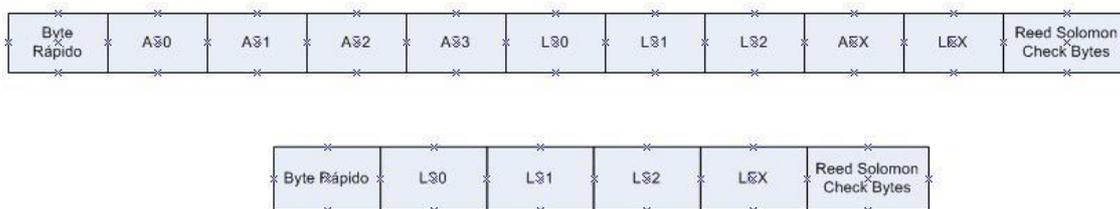


Fig-7.6: Estructura detallada para el canal rápido ADSL de una trama de datos con el overhead Reed-Solom: la superior asociada a la dirección del downstream y la inferior al upstream.

Una vez presentados los modos de entramado debemos remarcar que la tecnología ADSL G.Lite sólo emplea el modo 3 de entramado usando el canal intercalado mientras que en ADSL G.Dmt se soportan los cuatro tipos antes descritos empleando los canales rápidos, intercalados o ambos.

Estándares por la que se rigen y modo de transporte.

ADSL full se rige por el estándar ITU-T G.992.1 y en este se contemplan entre otras cosas dos formas para el transporte de datos STM y ATM. En la práctica casi no hay implementaciones de módems ADSL para STM y la mayoría de los fabricantes de módems realizan sus diseños en ATM.

ADSL Lite se rige por el estándar de ITU-T G.992.2 y sólo contempla la forma de transporte de ATM.

7.3 Extensión del Simulador a Full-Rate

El objetivo a alcanzar es lograr extender las funcionalidades del simulador desarrollado en el convenio ANTEL-FING. Este simulador permite simular una línea ADSL compatible con la norma G.992.2 (G.Lite) sobre determinada configuración de parámetros de la línea del abonado.

Nuestro desafío entonces fue poder adaptar este simulador a la norma G.992.1 ADSL Full-Rate (G.Dmt).

Para simplificar notación de ahora en más nos referiremos al simulador desarrollado en el convenio ANTEL-FING como SimADSLv1 y al extendido a Full-Rate como SimADSLv2.

En una primera instancia para poder entender las variables claves o bloques funcionales del simulador hubo que entender el escenario en que este fue diseñado y las hipótesis de trabajo que se asumieron, para así poder ajustarlo a nuestro objetivo. Esto demandó mucho esfuerzo de nuestra parte, ya que como el software inicial no fue diseñado por nosotros hubo que interpretar lo que se quería lograr con cada uno de los programas y funciones que allí se desarrollan e implementan. Otra desventaja si se quiere también, fue que está basado en otra tecnología diferente a la de nuestros objetivos, pero que de todas formas fue necesario estudiarla para comprender no solo el software sino también para poder enmarcar las diferencias existentes entre ambas tecnologías para que estas se vean reflejadas en el diseño final.

Para el desarrollo de nuestro objetivo hubo una primera etapa, que consistió en el estudio de las normas involucradas para poder determinar las variables claves desde el punto de vista de la transmisión de datos.

Las normas que fueron objetivo de estudio fueron:

- G.992.1 Asymmetric Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers.
- G.992.2 Splitterless Asymmetric Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers.
- G.992.3/4 Asymmetric/Splitterless Asymmetric digital subscriber line transceivers 2 (ADSL2/Splitterless ADSL2)
- G.992.5 Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) transceivers - Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2+)
- G.994.1 Handshake Procedure for Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers.
- G.995.1 Overview of Digital Subscriber Line (DSL) Recommendations.
- G.996.1 Test Procedures for Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers.
- G.997.1 Physical Layer Managements for Digital Subscriber Line (DSL).

Habiéndose estudiado estas recomendaciones, surgieron muchas variables que influirían e influyeron a la hora del diseño del simulador y de las extensiones a realizar sobre el mismo.

Para tener una idea de las dimensiones y la cantidad de variables dentro de la tecnología ADSL, se mencionarán las más relevantes:

- Sección y tipo de aislación de los conductores que conforman la línea del abonado.
- Longitud de los tramos de la línea.
- Cantidad y tipo de señales interferentes que comparten el torón.
- Ubicación relativa en el torón entre par interferente e interferido.
- Densidad espectral del piso de ruido de la línea
- Parámetros de configuración de los equipos como, por ejemplo potencia de transmisión, margen de SNR, ganancia del código de corrección de errores, algoritmos de asignación de bits del modem.

Cada una de estas variables abre un conjunto de posibilidades muy grande, de manera que un estudio estadístico de la planta, en la cual se contemplara cada una de ellas, llevaría a un conjunto de medidas excesivamente grande, y no es el objetivo de este proyecto.

Por otro lado, tampoco sería muy práctico, dado que, debido a la naturaleza cambiante de la planta externa y con la masificación de los servicios DSL en los últimos tiempos, el estudio estadístico tendría poca validez en el futuro. Debido a estas razones, es necesario disponer de una herramienta más dinámica para el análisis y presentación de los resultados.

Es aquí donde entran en juego los modelos matemáticos, ayudados de resultados empíricos y valores estándar utilizados universalmente, con el fin de cuantificar cada una de las distintas variables y sus posibles valores. A lo que se desea llegar, es una estimación de la velocidad soportada por la línea ADSL Full-Rate en función de todas estas variables como parámetros.

Fue necesario buscar modelos que permiten una estimación numérica de estos distintos ambientes. Para la cuantificación de las líneas de los abonados, existen modelos aproximados de las características de transmisión del cable en función de la frecuencia, basados en la teoría de línea de transmisión.

Por otro lado, es posible modelar el ruido proveniente de los diferentes servicios interferentes en las líneas. Se dispone de estimaciones de la potencia transmitida por las distintas tecnologías (ISDN, HDSL, ADSL y SDSL), de modelos teóricos para el acoplamiento de interferencia entre pares y de métodos para combinar el efecto conjunto de las distintas fuentes de ruido.

Por último, es necesario modelar la capacidad de transmisión para la codificación utilizada (DMT), teniendo en cuenta los datos de las líneas y las fuentes de ruido, obteniendo como resultado un valor para la velocidad alcanzable.

Para implementar estos algoritmos, es que surgió el simulador, para la ejecución de los mismos en una forma más amigable. Además cada uno de los modelos matemáticos requiere de una capacidad de cálculo importante, lo que hace imprescindible la utilización de alguna herramienta de software que logre automatizar estas operaciones.

La plataforma que se eligió fue MatLab, que permite una ayuda gráfica y de ponderación numérica para la presentación de los resultados.

Mediante este simulador se logra simular una línea ADSL compatible con la norma G.Lite sobre determinada configuración de parámetros de la línea del abonado. Se tienen en cuenta las restricciones propias de esta norma, como ser, velocidades máximas, potencia máxima transmitida en ambos canales, máscaras de densidad de potencia por canal, integra los conceptos anteriormente mencionados, sobre el modelado teórico de las líneas, ruido y capacidad de transmisión, para llegar a un resultados final.

Todo modelo matemático necesita ser contrastado con la realidad, tanto sea para verificación como para la calibración del mismo. Por no contar con el tiempo y recursos necesarios, y no escapar a los objetivos del proyecto, no fue posible tomar medidas para comprobar los modelos teóricos y tuvimos que validar nuestros resultados contra la norma.

7.3.1 Funcionamiento del Simulador desarrollado en el Convenio (SimASDLv1)

Dentro de la arquitectura del simulador se destacan tres grandes bloques funcionales [5]:

- Cálculos de Línea.
- Cálculos de Ruido.
- Cálculos de Velocidad Teórica.

7.3.1.1 Bloque funcional: Cálculo de la línea

El primero de los bloques corresponde al cálculo de las pérdidas de las líneas incursionadas en la línea del abonado. Esto supone simular las características de la línea, desde la central ATU-C, hasta el propio abonado ATU-R. Para llegar a eso, se debe poder simular primero, cada elemento en particular de las líneas, teniendo en cuenta variables como ser el tipo de cable (aislación y calibre), modelados de elementos de interconexión (empalmes o cruzadas en cajas de distribución), longitud de los tramos y la existencia de bridge taps.

Dentro de este bloque, es posible elegir y simular diferentes opciones de cable, definidos por su calibre y tipo de aislación, y otros elementos de red que se necesitan modelar.

Se proponen algunos cables estándares Americanos y Europeos:

Estándares Americanos:

- 22 AWG PIC
- 24 AWG PIC
- 26 AWG PIC
- 26 AWG Pulp Insulated
- 24 AWG Pulp Insulated
- 22 AWG Pulp Insulated

Estándares Europeos:

- 0.32 mm (Cubierta de Polietileno)
- 0.4 mm (Cubierta de Polietileno)
- 0.5 mm (Cubierta de Polietileno)
- 0.63 mm (Cubierta de Polietileno)
- 0.9 mm (Cubierta de Polietileno)

Además para el caso de la planta externa de ANTEL se proponen los siguientes modelos de cable:

- 0.5 (Modelado ANTEL – BICC)
- 0.5 (Modelado ANTEL – ALCATEL)
- 0.5 (Modelado ANTEL – GEES)

Como componentes adicionales de la red se proponen:

- Resistencia en Serie en la Línea.
- Atenuador Resistivo.
- Red Resistiva – Capacitiva – Sélfica.

Cada uno de estos elementos tiene asociado uno o más parámetros que terminan de caracterizar el tramo en cuestión. Para los distintos tipos de cables, estos parámetros son: longitud el tramo y si se trata de un bridge-tap en línea principal.

Para el caso del atenuador, los parámetros a definir son la impedancia de entrada y la atenuación deseada para el mismo. Por último para la red RLC será necesario ingresar los datos de cada uno de los elementos.

También es posible levantar configuraciones de líneas definidas previamente, es decir diferentes escenarios propuestos en la norma G.996.1 (G.Test), con el objeto de testear las diversas tecnologías DSL.

Por otro lado, existe la posibilidad de levantar datos obtenidos de mediciones en campo. De esta manera se puede incluir a los cálculos, datos de pérdidas de líneas de abonado ya relevadas. El parámetro de entrada en este caso será el nombre del archivo.

La línea del abonado quedará fijada por la configuración de cada elemento o tramo de la misma. Cada cable estará caracterizado como mencionamos anteriormente por sus constantes primarias en función de la frecuencia (R, L, G y C por unidad de longitud), que para G.Lite va desde 0-552 KHz. Estos valores se extraen de las tablas que figuran en la norma G.996.1 (G.Test). A su vez cada elemento de red estará caracterizado por su respuesta en frecuencia.

La configuración total de la línea y sus características, se obtiene calculando su matriz de parámetros ABCD (transferencia) de todos los elementos que la componen. Una vez obtenidos estos resultados se podrán calcular: impedancia característica de la línea, función de transferencia y las pérdidas o atenuación de la línea en cuestión.

Gráficamente, para cada cable que forma parte de la línea se podrán obtener como varían sus constantes primarias, Resistencia (en Ω/km), e Inductancia (en $\mu\text{Hy}/\text{km}$), según la frecuencia, así como también la de su Velocidad de Propagación (en km/s), e Impedancia Característica (en Ω).

7.3.1.2 Bloque funcional: Cálculo de Ruido

El ruido, que se agrega a la línea del abonado es otro factor limitante en la transmisión de datos ya que distorsiona la señal que transporta la información. Dentro de esta calificación se pueden distinguir cuatro tipos: ruido de fondo, diafonía, ruido impulsivo y ruido interferente de radio frecuencia (RFI).

Este bloque permite simular el efecto conjunto de las distintas fuentes interferentes (ruidos) que se presentan en una línea típica de abonado. El simulador es capaz de manejar variantes tales como: tipo de diafonía (paradiafonía o Next y telediafonía o Fext), tipo de fuente interferente (AWGN, HDSL, ISDN, MHDSL, DSL 2B1Q, DSL DNIC, RFI), cantidad de fuentes interferentes y nivel de señal de ruido. Debido a que no necesariamente los escenarios de ruido en los extremos de la línea son iguales. Se deberán configurar, y por ende calcular separadamente, ambas puntas. Debido a la naturaleza cambiante y flexible de algunas redes, es posible que se tengan distintos escenarios de ruido en uno y otro extremo de la línea del abonado.

Los parámetros de entrada que definen el ruido resultante son los mismos para ambos extremos, ATU-R y ATU-C. El primero de ellos es el tipo de ruido. Dentro de éste, se presentan diferentes opciones de interferentes que construirán el ruido sobre la línea.

Los tipos de ruido que se proponen son:

- AWGN (Ruido Blanco Gaussiano Aditivo)
- DSL 2B1Q (ISDN, Servicios Data Express 64 y 128 kbps) NEXT.
- DSL 2B1Q (ISDN, Servicios Data Express 64 y 128 kbps) FEXT.
- G.Lite Upstream FEXT.
- G.Lite Downstream FEXT.
- G.Lite Upstream NEXT en el Downstream.
- G-Lite Downstream NEXT en el Upstream.
- Máscaras estándar de ruido Euro-K, ETSI-A, ETSI-B.

Todas estas fuentes de ruido se encuentran definidas en la Recomendación G.996.1 G-Test, para evaluar el comportamiento de un modem ADSL.

A su vez se proponen las siguientes fuentes, correspondientes a otros servicios ofrecidos sobre la planta externa de ANTEL:

- HDSL NEXT
- HDSL FEXT
- MHDSL 2B1Q (Servicios Data Express 256, 512, 768 y 1024 kbps) NEXT
- MHDSL 2B1Q (Servicios Data Express 256, 512, 768 y 1024 kbps) FEXT
- ISDN 4B3T NEXT
- ISDN 4B3T FEXT
- DSL DNIC (Servicios Data Express 64 y 128 kbps) NEXT
- DSL DNIC (Servicios Data Express 64 y 128 kbps) FEXT

Cualquiera de estos interferentes requieren de datos o parámetros complementarios, que definen a los ruidos por completo el tipo de ruido elegido. Para el caso de AWGN el parámetro adicional es el nivel de ruido, expresado en dBm/Hz, que es la densidad espectral de potencia del piso de ruido de la línea.

Para los casos de diafonía, tanto Next como Fext, se requieren los parámetros de cantidad de interferentes y modelo a adoptar. En este último, se presentan las distintas posibilidades con las cuales se estima el nivel de interferencia de la fuente:

- Modelo del peor caso al 1 % (G.996.1).
- Modelo del mismo cuadro.
- Modelo cuadro adyacente.
- Modelo otro cuadro.

Para obtener la densidad espectral de potencia del ruido, se reduce el problema a simular la densidad espectral de potencia de cada fuente por separado, para luego sumarlas estadísticamente.

Por último, se combinan dichas fuentes para obtener el efecto conjunto de dichas fuentes Next y Fext entre sí, y llegar al resultado deseado.

Una vez definidos todos los parámetros de la fuente de ruido, se puede obtener un gráfico de la densidad espectral de potencia (PSD) en función de la frecuencia, para esa fuente en particular.

7.3.1.3 Bloque funcional: Cálculo de la velocidad teórica:

En este punto se recolectan los datos calculados anteriormente (pérdidas en la línea y PSD del ruido en ambos extremos), y junto con los nuevos parámetros ingresados (parámetros de transmisión, algoritmo y máscara de asignación) se calcula la velocidad teórica soportada por el modem ADSL.

Los parámetros de entrada corresponden a datos propios de la transmisión del modem, y a determinadas características impuestas por el escenario a evaluar.

Algunos de estos parámetros se describen a continuación:

- Upstream Power Cutback: reducción de la potencia de transmisión en el upstream. Varía en pasos de 2dB, desde 0 a 62dB.
- Downstream Power Cutback: reducción de la potencia de transmisión en el downstream. Varía en pasos de 2dB, desde 0 a 62dB.
- Máximo número de bits: cantidad máxima de bits por portadora. Según la recomendación no excede a 15 bits. Valor por defecto: 14
- Mínimo número de bits: cantidad mínima de bits por portadora. Según recomendación no puede ser menor a 2 bits.
- Ganancia de Código: Ganancia de código de corrección de errores en dB. Para un código Reed-Solomon esta ganancia está estimada en 3 dB, para corrección de errores basada en Trellis Code Modulation (TCM), esta ganancia está estimada entre 4 y 6 dB. Valor por defecto 3dB.
- Margen: margen de seguridad en dB fijado por el modem, por encima del nivel necesario de potencia para garantizar una tasa de error menor a 10^{-7} . Se propone un margen no menor a 6 dB para cualquier planta externa. Este margen tiene el fin de contemplar efectos secundarios inesperados sobre la línea, que la incidencia de dichos efectos no lleve a deteriorar el enlace establecido. Valor por defecto: 7 dB.
- Menor tono del Downstream: índice de la menor portadora correspondiente al downstream. Valor por defecto: 38.
- Mayor tono del Downstream: índice de la mayor portadora correspondiente al downstream. Valor por defecto: 127.
- Menor tono del Upstream: índice de la menor portadora correspondiente al upstream. Valor por defecto: 7.
- Mayor tono del Upstream: índice de la mayor portadora correspondiente al upstream. Valor por defecto: 29.
- Sub-portadora piloto Upstream con datos: indica si la portadora piloto del upstream lleva datos válidos, las cuales se agregarán en la velocidad final. La norma G.Dmt establece que esta portadora puede llevar dato útiles. Valor por defecto: Si.
- Sub-portadora piloto del Downstream con datos: indica si la portadora piloto lleva datos válidos. La norma GLite establece que esta portadora no puede llevar datos útiles. Esta portadora viaja sin modular y es la que utiliza el receptor para obtener la referencia de reloj, y así poder sincronizarse con el transmisor y muestrear correctamente la señal recibida. Valor por defecto: No.

Una vez fijados estos parámetros de entrada, el segundo grupo de parámetros de entrada lo constituyen: el método de cálculo y la máscara de asignación de bits.

El método de cálculo define el algoritmo a utilizar al momento de asignar la potencia disponible de transmisión para cada portadora. Se dispone de tres posibles algoritmos:

- Densidad Espectral Plana: supone que el modem transmite con la misma potencia en cada portadora, correspondiente a tener una densidad espectral constante de -40 dB/Hz en toda la banda del Downstream, y una densidad espectral constante de -38 dB/Hz en toda la banda del Upstream.

- Densidad espectral Plana con Variaciones: este algoritmo es similar al anterior, pero se permiten pequeñas variaciones de potencia por portadora, frente a los valores anteriores. La idea de este algoritmo es asignar la cantidad exacta de potencia necesaria que permita la transmisión de un determinado número de bits, redistribuyendo la potencia excedente en otras portadoras.
- Mínimo incremento de Energía: este algoritmo utiliza la potencia total disponible de la manera más eficiente posible, asignando potencia en aquellas portadoras donde el costo de transmitir un bit adicional signifique el menor incremento de energía a transmitir.

La máscara de asignación de bits define una limitante en la cantidad de bits asignados a cada portadora, y por ende, una limitante en la potencia necesaria asignada a cada portadora. Debido a las limitaciones tecnológicas y a las características del medio de transmisión, parte de la señal resultante, producto de la suma de señales QAM en cada portadora del Downstream, deja una señal residual sobre las últimas portadoras del Upstream. Esta señal residual puede verse como un ruido de fondo que se suma, y solo puede ser minimizado, disminuyendo la potencia transmitida en las primeras portadoras del Downstream. Algo similar sucede con las primeras portadoras del Upstream y la banda de frecuencia vocal. Para minimizar esta interferencia se restringe las primeras portadoras del Upstream. La inclusión de este último parámetro trata de simular este fenómeno presente en todo modulador DMT.

Las opciones para este caso están dadas por:

- Sin Máscara: no se aplica ninguna máscara al algoritmo.
- Máscara Escalonada: se trata de una máscara escalonada, basada en la teoría anterior.

Los dos bloques antes descritos, sumados a este nos permiten calcular el objetivo final del simulador. Si se supone un nivel de transmisión igual al de la máscara ADSL, y a este nivel se le restan las pérdidas, se obtendrá el nivel de señal recibido en cada extremo. Si a su vez, este nivel se le resta el nivel de señal correspondiente al ruido, lo que se obtiene, es una relación señal a ruido en recepción (SNR_r) para cada portadora. Este procedimiento es necesario realizarlo para cada extremo en la línea (ATU-R y ATU-C).

El modelado de la capacidad de transmisión supone simular el algoritmo de asignación de bits por portadora del modem ADSL, para en última instancia, poder estimar la velocidad que logrará el modem. Este algoritmo contempla parámetros como la ganancia del código de corrección de errores utilizado y otros parámetros característicos de la transmisión. De esta manera, se estima la cantidad de bits asignados por portadora, en función de la SNR en cada portadora. Sumando todos los bits por portadora se llega a una velocidad de línea teórica para el modem ADSL. Restándole el overhead correspondiente al código de errores utilizado y al protocolo de sincronismo, se obtiene un valor para la velocidad teórica neta de datos.

Se tienen tres alternativas en la visualización de los resultados finales:

- Simular una transmisión a potencia máxima, dejando fijo el margen, y de esta manera, maximizar la tasa de bits. Esto podría llegar a dar un velocidad soportada mayor a la de la norma (muchos estudios teóricos aplican esta estrategia).
- Simular una transmisión a potencia máxima pero restringiendo la máxima

velocidad según especificaciones. De esta manera se estaría maximizando el margen por portadora.

- Simular una transmisión con un margen fijo en toda la banda y con las restricciones de velocidad según establece norma, minimizando la potencia transmitida.

En los resultados finales que se entregan en este bloque del simulador, para todas las condiciones antes definidas son:

- Relación Señal a Ruido en Recepción (SNR)_r, en función de la frecuencia, para el ancho de banda abarcado por la tecnología G.Lite (en forma gráfica).
- Cantidad de bits que se podrán asignar a cada portadora, función del SNR (en forma gráfica).
- Cantidad de bits asignados por portadora para la línea considerada (en forma gráfica), distinguiendo entre Upstream y Downstream.
- La velocidad de la línea teórica obtenida para el Upstream.
- La velocidad de la línea teórica obtenida para el Downstream.
- La velocidad neta de datos teórica obtenida para el Upstream.
- La velocidad neta de datos teórica obtenida para el Downstream.
- Potencia utilizada en el Upstream.
- Potencia utilizada en el Downstream.

7.3.2 Cambios realizados en SimADSLv1 para obtener a SimADSLv2

La implementación de SimADSLv1 consta de tres bloques funcionales bien definidos: Cálculo de Línea, Cálculo de Ruido y Cálculo de Velocidad Teórica. Una vez visto el funcionamiento de cada bloque y las diferencias entre ambas tecnologías se procedió a realizar los cambios por bloque para llegar a SimADSLv2.

Remarcaremos solo los cambios más relevantes en cada bloque ya que explicitar absolutamente todos los cambios en el código de cada una de las 52 funciones que componen al simulador no aportaría a la comprensión de lo realizado. Esto no implica que no fuera fundamental su implementación para el correcto funcionamiento del mismo.

7.3.2.1 Cambios realizados en el bloque Cálculo de Línea

Dentro de este bloque, los cambios no fueron muchos ya que la planta externa es la misma, es decir el escenario es el mismo. Pero esta tiene una relación muy estrecha y fuerte con la frecuencia (que para nuestro caso de duplica con respecto a ADSL G.Lite) por lo que tuvimos que concentrarnos en sus efectos. Se supone una no uniformidad de la planta, desde sus comienzos ya que ha venido creciendo por un largo período de tiempo. Se puede dar la posibilidad que algunos de los primeros cables instalados, estén aún hoy presentes en ciertas áreas. Esto puede significar un problema para su uso en tráfico de datos de alta velocidad, ya que habrá muchas clases de cables diferentes en la misma planta. Estos cables tienen además distinta calidad, debido al uso de diferentes

materiales de construcción, o diferentes procesos de fabricación.

Las características de una línea de transmisión están determinadas por sus propiedades eléctricas, como ser la conductancia de los cables, constante dieléctrica del aislante, y sus propiedades físicas, como el diámetro del cable y el espacio entre los conductores.

Para determinar los valores numéricos de estos parámetros en función de la frecuencia, y del tipo de cable, existen modelos propuestos en la norma G.996.1 (G.Test). Se chequeó que los valores de las constantes estuvieran definidos en el rango de operación de ADSL Full-Rate (hasta 1104 Mhz).

En este bloque se obtienen de forma gráfica: la variación de las constantes primarias, velocidad de propagación, la impedancia característica y las pérdidas en función de la frecuencia. Al duplicarse el ancho de banda se deben graficar estos parámetros en el espectro correspondiente. Para constatar estos cambios a continuación se presentan los resultados SimADSLv2 (ver figuras 7.7).

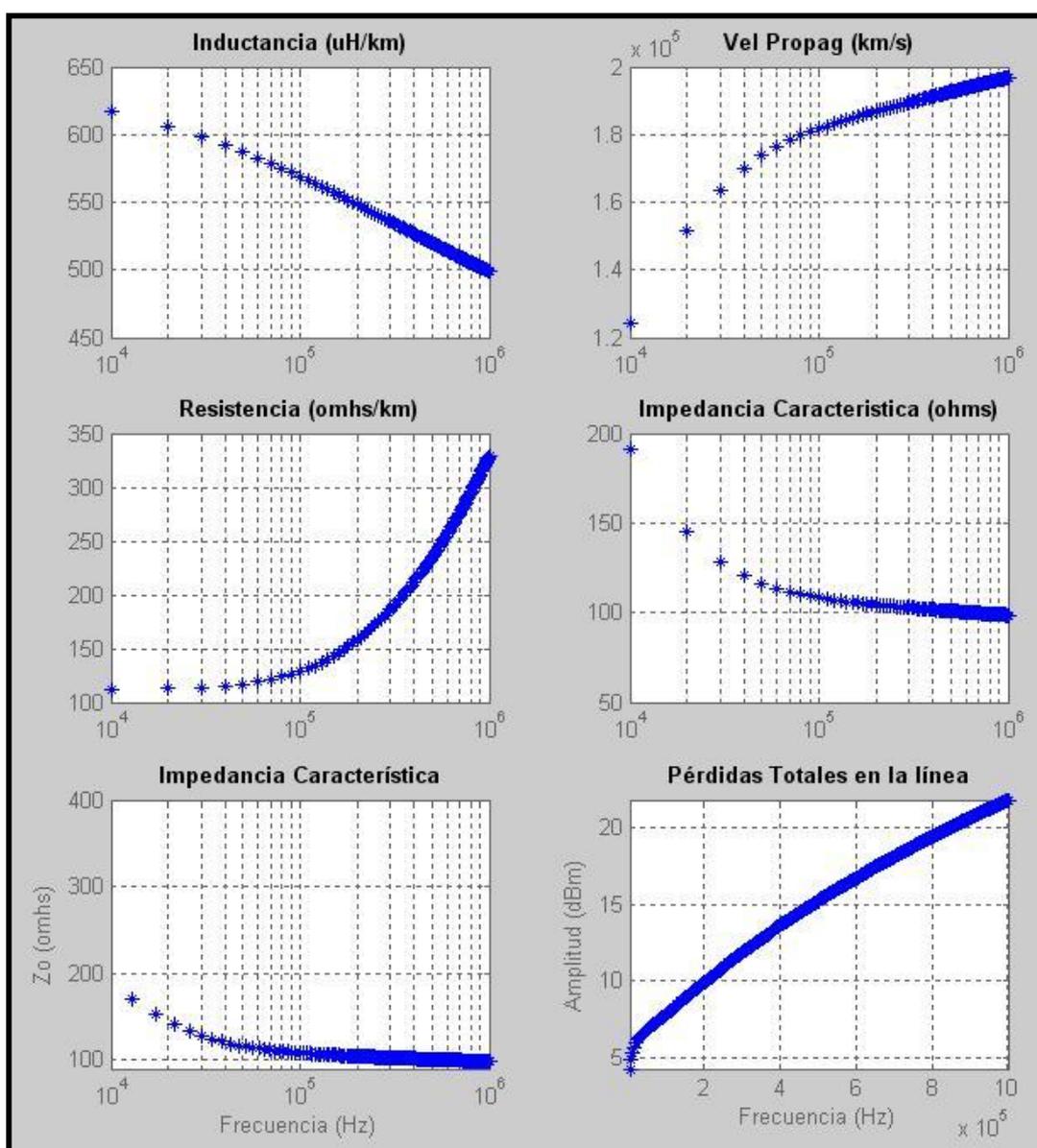


Fig.-7.7: Constantes primarias, velocidad de propagación, la impedancia característica y las pérdidas en función de la frecuencia graficadas en el espectro de ADSL G.Dmt

7.3.2.2 Cambios realizados en el bloque Cálculo de Ruido

A la hora de hacer cambios en este bloque, nos centramos principalmente en la diafonía y el RFI ya que el resto de los escenarios de ruido se mantienen.

Debido a que ambos tienen mayor impacto a frecuencias altas, y por ende, al extender las funcionalidades del simulador a Full-Rate y abarcar un rango mayor de frecuencia, requieren de un análisis más minucioso y detallado.

Para reflejar esto en el simulador, tuvimos que agregar estas dos nuevas fuentes interferentes

Diafonía:

Se agregaron las densidades espectrales de potencia ADSL Full-Rate NEXT y ADSL Full-Rate FEXT, cuyos modelados fueron extraídos de la norma G.996.1 [6].

- G.Full-Rate Upstream NEXT en el Downstream.
- G.Full-Rate Downstream NEXT en el Upstream.
- G.Full-Rate Upstream FEXT.
- G.Full-Rate Downstream FEXT.

RFI:

Otro tipo de ruido que tuvimos que considerar es el que producen las emisoras de radiodifusión o equipos de radioaficionados, comúnmente denominado RFI.

Las bandas en las cuales se pueden presentar pertenecen a la Onda Media (510 KHz a 1600 KHz). Estas bandas interfieren en los últimos subcanales del Downstream de ADSL Full-Rate. En aquellos países donde esté licenciado el uso de bandas de Onda Larga (150 KHz a 270 KHz) también se podría dar interferencia en los primeros subcanales.

Para el caso de ADSL-Lite, los efectos del ruido causado por RFI son mínimos, ya que tan solo una porción mínima del Downstream (de 510 a 552 KHz) es afectada por estas señales y por esto no fue considerado, no siendo así para nuestro caso. Este fue modelado e incluido en el simulador pero según constatamos con la empresa proveedora de servicio, su efecto aquí en Uruguay no se ve reflejado. Además si llegara a causar algún efecto, ADSL Full como explicamos en capítulos anteriores, emplea una técnica de modulación (DMT) en la cual se va midiendo la SNR en cada canal y si este fenómeno disminuye dicha relación, el efecto de este ruido desaparecería ya que se eliminaría ese canal para la transmisión. Igualmente, se extrajo su modelado de la norma y se agregó en la lista de interferentes a considerar [6][7].

Nuevamente hubo que cambiar el espectro de frecuencia en el cual se grafican todos las densidades espectrales de potencia y sus niveles fueron validados contra ejemplos de la norma G.test y de bibliografía. Los cambios se pueden ver en las figuras 7.8.

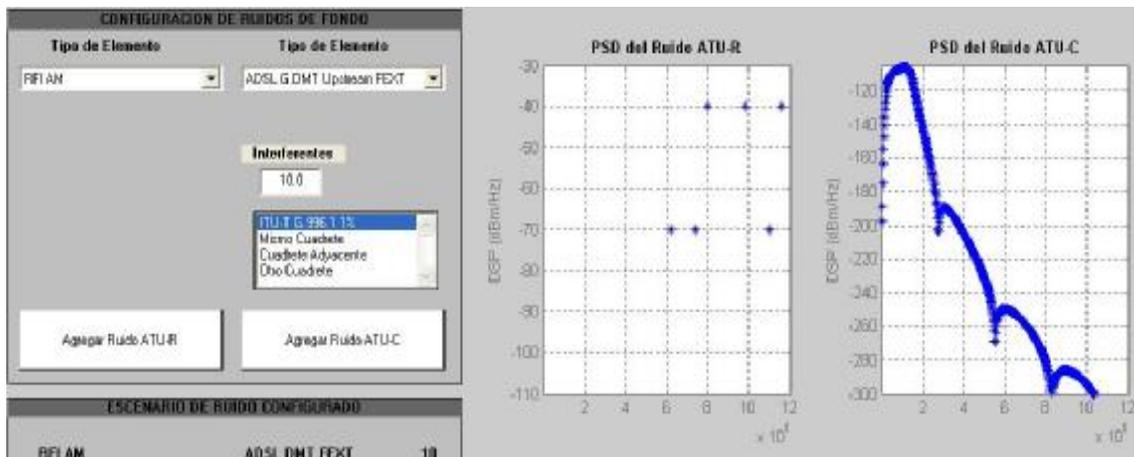


Fig.-7.8: Ejemplo de las densidades espectrales de potencia agregadas al simulador : RFI y ADSL.g.Dmt Fext .

7.3.2.3 Cambios realizados en el bloque Cálculo de Velocidad Teórica

Además de los cambios propios de la estructura en el que fue diseñado, dentro de los cambios fundamentales en este bloque se encuentran:

- Los parámetros configurables e iniciales del modem, que claramente varían para cada tipo de tecnología ya que al disponer de un mayor ancho de banda se obtiene por ejemplo un aumento en la cantidad de portadoras y una diferente ubicación de las portadoras del downstream.
- Los métodos de entramados usados en esta tecnología que, como se explicó al inicio de este capítulo, son diferentes a los de la tecnología G.lite.

Para resolver el primer punto tuvimos que investigar las prestaciones de los módems ADSL que hoy brindan servicios en nuestro país. Nos concentramos básicamente en dos fabricantes Speedtouch[8] y Turbocomm[9].

Cabe destacar que para cerciorarnos de estos parámetros consultamos personal de ANTEL entendida en este medio [10]. Esto nos llevó a sacar dos parámetros que podían setearse en la vieja versión: Upstream Power Cutback y el Downstream Power Cutback, ya que no son utilizados en G.dmt pues no se hacen recortes de potencia.

El otro parámetro que se cambió fue el mayor tono del downstream que por el aumento de ancho de banda pasa a ser 255. El resto de los valores quedaron iguales, ya que el upstream sigue siendo el mismo. En cuanto a la portadora piloto y la ganancia de los códigos de correcciones de errores se mantienen los mismos criterios en ambas tecnologías.

El segundo punto fue el más complejo al inicio puesto que en ADSL G.Lite solo implementa el modo 3 de entramado: es decir overhead reducido y canal intercalado de datos. Como mencionamos anteriormente, en ADSL G.Dmt se pueden emplear cuatro modos de entramado. Pero dado que de hecho hoy en el mercado domina el modo asíncrono (ATM) de latencia simple (canal rápido ó canal intercalado) y casi ningún fabricante de módems ADSL emplea el modo sincrónico (STM) o en latencia doble (canal rápido y canal intercalado), esto nos redujo los modos de entramado a implementar. Se descartaron los modos 0 y 1 de encabezados completos y el modo 2 de encabezado reducido pero con latencia doble.

Los fabricantes de modems [11] y los proveedores de servicio alegan que se obtiene mayor flexibilidad en la capa ATM con las configuraciones más simples de ADSL.

A su vez, y para reafirmar lo dicho anteriormente, en ANTEL se descartó el encabezado completo ya que para las velocidades que se están ofreciendo en este momento, lo único que se lograría con el encabezado completo es retardar la señal. Además, ya se pierde un 10% de los datos útiles por el encabezado que introduce ATM, por lo tanto el entramado con encabezado completo no tiene utilidad.

Por estas razones, sólo nos queda como opción a implementar el modo 3, de encabezado reducido, pero este puede usarse tanto para el canal rápido como para el intercalado.

Se descartó el uso del canal intercalado ya que debido a las velocidades que se utilizan en Uruguay, no existe ventaja alguna para emplearlo, ya que este introduce un retardo innecesario. Este sería útil si existiera la opción de velocidades cercanas a los 5Mbps, ya que el canal intercalado ofrece mayor protección frente a errores.

Por los motivos antes mencionados se decidió extender el simulador SimADSLv2 para la opción de entramado reducido utilizando el canal rápido (Modo 3).

Una vez definido el modo de entramado hubo que definir cómo manipular los bytes de encabezados que se agregan a los datos útiles. Los bytes de overhead que se agregan como se mencionó anteriormente son: el byte rápido, los bytes AEX y LEX y el byte FEC-RS.

En el modo 3 no se utilizan los bytes AEX y LEX, por lo tanto para el modelado del overhead solo se tienen en cuenta el byte de sincronización y el FEC-RS.

La cantidad de bytes FEC-RS dependen directamente de los datos que sean enviados. Debido a que no tenemos medidas de campo ni estadísticas para poder estimar el tamaño de este encabezado, tuvimos que dejar a criterio del usuario el seteo del overhead introducido por el código de redundancia (Reed-Solomon) en cada simulación. Para ello, se extrajo de la norma todo el rango de variación de estos bytes (0 a 16 bytes).

La justificación viene dada por la función que cumple este encabezado, si recordamos, este se agrega para evitar retransmisiones y tener más inmunidad a errores en los datos. Como se trata de una herramienta de simulación en la cual los diferentes escenarios de ruido son configurados por el usuario, este deberá tener las precauciones correspondientes en la elección del overhead FEC-RS.

Para reflejar algunos de estos cambios se presentan las figuras 7.9 y 7.10 en las cuales se ven algunos de los cambios entre SimADSLv1 y SimADSLv2.

PARAMETROS DE TRANSMISION	
Upstream Power Cutback	0
Downstream Power Cutback	0
Maximo numero de Bits(2-15)	14
Minima numero de Bits(1,2)	2
Ganancia del Código	3
Margen Downstream (dB)	7
Margen Upstream (dB)	9.5
DW Menor Portadora	38
DW Mayor Portadora	127
UP Menor Portadora	7
UP Mayor Portadora	29
DW Potencia Total	15.5
UP Potencia Total (dBm)	12.5
<input checked="" type="checkbox"/> Subcanal Piloto US con Datos	
<input type="checkbox"/> Subcanal Piloto DS con Datos	
Setear Parámetros	

Fig.-7.8: parámetros seteables en el bloque Cálculo de Velocidad Teórica de SimADSLv1.

PARAMETROS DE TRANSMISION	
Bits de Paridad Dw	2
Bits de Paridad Up	4
Maximo numero de Bits(2-15)	15
Minima numero de Bits(1,2)	2
Ganancia del Código	3
Margen Downstream (dB)	7
Margen Upstream (dB)	9.5
DW Menor Portadora	38
DW Mayor Portadora	255
UP Menor Portadora	7
UP Mayor Portadora	29
DW Potencia Total	15.5
UP Potencia Total (dBm)	12.5
<input checked="" type="checkbox"/> Subcanal Piloto US con Datos	
<input type="checkbox"/> Subcanal Piloto DS con Datos	
Setear Parámetros	

Fig.7.9: parámetros seteables en el bloque Cálculo de Velocidad Teórica de SimADSLv2.

Referencia Capítulo 7

Bibliografía:

[3]-“ADSL/VDSL Principles”, Dr. Dennis J. Rauschmayer. Macmillan Technology Series, ISBN 1-57870-015-9. Copyright 1999.

[5]-Convenio ANTEL-FING, “Caracterización de la planta externa para su uso a altas velocidades”, Septiembre 2002.

Normas y Estándares:

[1]-ITU-T G.992.2 Splitterless Asymmetric Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers, Julio 1999. www.itu.org

[2]-ITU-T G.992.1 Asymmetric Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers, Julio 1999. www.itu.org

[6]- ITU-T G.996.1 Test Procedures for Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers, Febrero 2001. www.itu.org

Páginas Web:

[4]-“ADSL Optimization of parameters relative to the error correction technique”. F.Moulin, M.Ouzzif, F.Gauthier, A. Zeddman.
www.issls-council.org/proc02/papers/57a4m.pdf

[7]- “Radio Frequency Interference and Capacity Reduction in DSL”, Michael Carter. Interoperability Laboratory, University of New Hampshire, Durham, NH 032824, USA.
www.iol.unh.edu/training/dsl/RFI_DSL.pdf

[8]- Products, SpeedTouch TM: www.speedtouchdsl.com

[9]- Products, TurboComm : www.turbocomm.com

[10]-“ADSL Clear EOC Channel Capability”, Ryan Yi Wang. Broadband Access Groups. Application Report SPRAA17. Abril 2004. Texas Instruments.
<http://focus.ti.com/pdfs/beg/Spraa17.pdf>

[11]- Ing. Línder Reyes. Antel- Data.

Capítulo 8.

Soluciones propuestas para el equipo de simulación

8.1 Introducción

En este capítulo partiremos del análisis realizado en el capítulo 5 y en base a éste propondremos la arquitectura para nuestro equipo de simulación. Las soluciones comerciales presentadas en el capítulo 6 nos servirán para validar nuestro diseño en base a prestaciones y costos. Posteriormente se presentarán los aspectos a tomar en cuenta para adaptar el simulador software SIMADSLv2 al esquema de simulación, con el objetivo de que éste interactúe con el simulador hardware. Mostraremos que el nuevo simulador software obtenido cumplirá la función de generador de ruido y nos permitirá cargar la línea que deseamos. Describiremos el alcance y las limitaciones de la arquitectura propuesta y finalmente presentaremos dos prediseños de nuestro equipo de simulación que se compararán entre sí en cuanto a costo y prestaciones.

8.2 Arquitectura Propuesta

Para poder simular fehacientemente el comportamiento de la señal ADSL a través de un par de cobre se precisa contar con los siguientes cuatro equipos:

- Simulador de Línea
- Generador de Ruido
- Generador de Tráfico
- Analizador de Espectro

Para este proyecto solamente se tomaron en cuenta el Simulador de Línea y el Generador de Ruido.

Vale la pena recordar los siguientes aspectos:

- Los generadores de ruido, en su mayoría, presentan extensas librerías con los diferentes modelados de ruidos especificados en los estándares.
- SimADSLv2 cuenta con una librería de ruidos completa

De aquí surgió automáticamente la idea de utilizar SimADSLv2 como generador de ruido, y con esto ahorrar aproximadamente la mitad del dinero necesario para la construcción del equipo en su totalidad. Luego de un análisis más detenido y detallado, se llegó a la conclusión que adaptar SimADSLv2 como generador de ruido implicaría grandes cambios. Esto se debe a que este simulador maneja densidades espectrales de potencia de los ruidos y crosstalk, no las transformadas de Fourier de las muestras de ruido en tiempo real. Para poder sumar el ruido a la señal ADSL precisamos crear un modelo de éste para luego implementar una solución aproximada del mismo, lo cual

escapa a los plazos preestablecidos para este proyecto. De todas maneras se estudiaron y se presentaron algunas alternativas (ver Capítulo 9) que podrían ser soluciones a esta limitante encontrada.

En la figura 8.1 se muestra la arquitectura propuesta para el equipo de simulación en la cual se ve claramente que SimADSLv2. Aunque finalmente solo será el módulo que carga la línea.

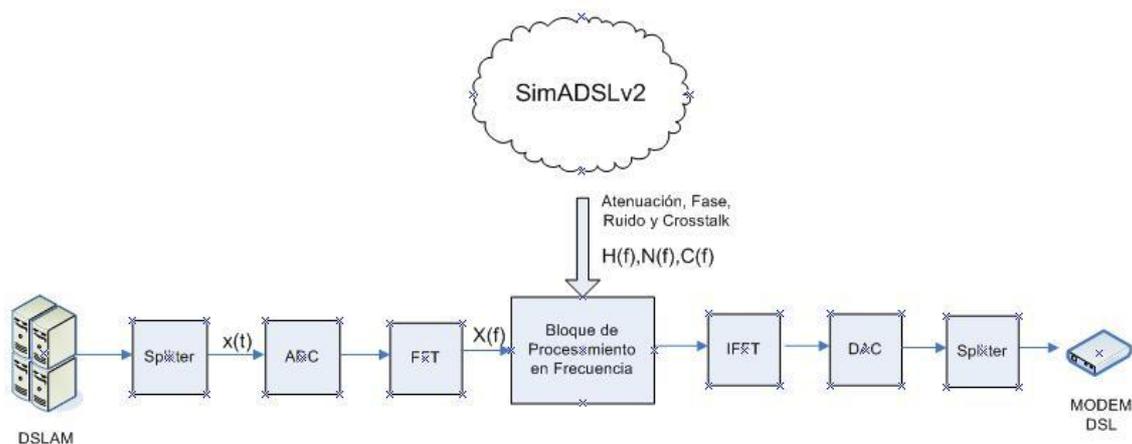


Fig-8.1: Diagrama de Bloques Inicial del Equipo de simulación.

8.3 Justificación de la Arquitectura elegida

Para justificar la arquitectura elegida debemos tomar en cuenta la norma ITU-T G.996.1 “G.test” [1], dado que fue el marco teórico contra el cual comparamos nuestra implementación extendida del simulador software. Además, como dijimos en la sección 8.2, SimADSLv2 interactuará con el simulador hardware brindando al equipo de simulación el generador de ruido y la transferencia de la línea.

Recordando la descripción de los bloques funcionales del software implementado, mostrados en el capítulo anterior, podemos ver que los ruidos e interferencias crosstalk son modelados por su función de densidad espectral de potencia (PSD, Power Spectrum Density) la cual está expresada por sus valores en todo el rango de frecuencias de interés.

Del mismo modo, la transferencia de la línea está expresada por sus valores dados en función de la frecuencia, lo cual justificaría aún más la arquitectura elegida. Es por ello, que nuestra elección hace uso del procesamiento en frecuencia de la señal dejando clara la idea de que la señal debe ser transformada del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia para su procesamiento y manipulación.

Se puede ver en la arquitectura planteada que la señal ADSL luego del splitter es muestreada por el ADC, el cual entrega las muestras al bloque FFT. Este bloque devuelve el valor de la transformada de Fourier de la señal al Bloque de Procesamiento en frecuencia. La PC envía al bloque de Procesamiento en Frecuencia el vector que contiene la transferencia del cable ($H(f)$), el vector que contiene el crosstalk $C(f)$ y el que contiene el ruido $N(f)$. $H(f)$ se multiplica por la señal $X(f)$ y luego se le suma el vector de crosstalk y ruido aditivo. Luego, la señal se anti-transforma mediante el bloque IFFT y se reconstruye posteriormente en el DAC. Finalmente a la salida del DAC obtenemos la señal original afectada por la transferencia del cable, el crosstalk y el ruido.

Hay tres bloques fundamentales a la hora de plantear el entorno de simulación interno:

- FFT
- Procesamiento en Frecuencia
- IFFT

Cabe precisar que estos bloques podrían ser manejados por distintas señales de reloj con lo cual es necesario el desarrollo de interfaces bien definidas para absorber posibles diferencias de reloj, con el objetivo de realizar un aceptable control de flujo entre un bloque del sistema y otro consecutivo en el diagrama.

La arquitectura completa con la descripción de las interfaces se muestra en la figura 8.2

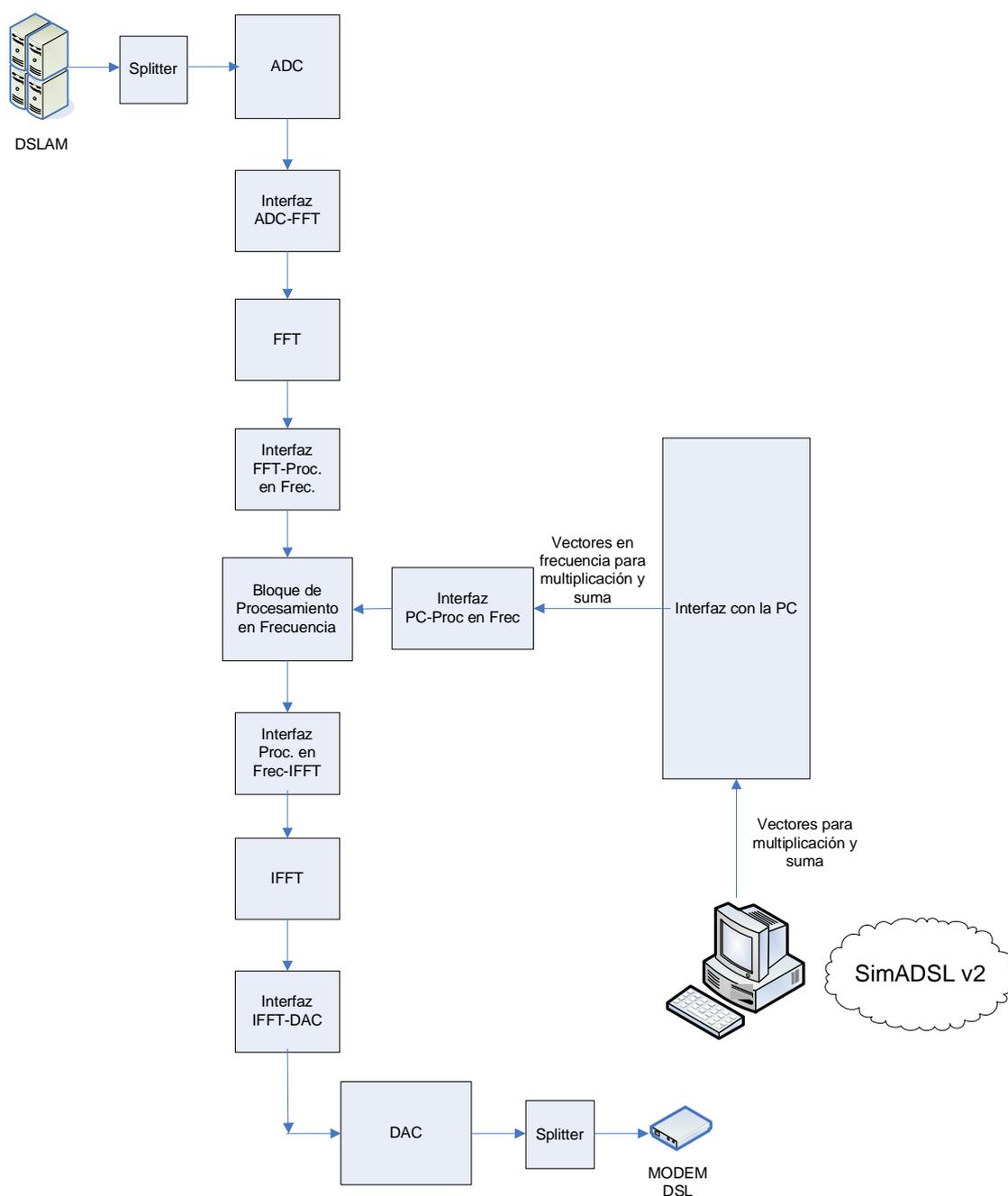


Fig.-8.2: Esquema completo de la arquitectura elegida

8.3.1 Adaptación de SimADSLv2 para el Equipo de Simulación

SimADSLv2 precisa ser adaptado para utilizarlo como parte del Equipo de Simulación. La cantidad de muestras definida por la FFT, como se explicó en el capítulo 5, debe ser de 512, mientras que, en SimADSLv2 se utilizan 256 ya que solo se precisa una muestra por portadora dmt. Esto precisa ser modificado para su correcto funcionamiento. A su vez, como no interesa hacer el cálculo de la velocidad teórica en esta aplicación, el último menú no es necesario, así que se eliminan las funciones que afectan a este cálculo. Tampoco es necesario levantar datos de medidas realizadas. Por todo esto es que surgió una nueva versión del software, denominada SimADSLv3. Además se implementó la función que genera y deja listo los datos a ser enviados a la interfaz con la PC para su posterior uso en el Bloque de Procesamiento en Frecuencia. Esto incluye la matriz de transferencia de loop elegido y el entorno de ruido a inyectar.

8.4 Funciones de cada bloque

Dado que la necesidad de cada bloque de la arquitectura elegida ya fue explicada, se pretende mostrar ahora la función que debe cumplir cada bloque para asegurar el correcto funcionamiento del equipo de simulación.

El primer bloque que se presenta en la arquitectura es el conversor ADC, el cual define la ventana de muestreo que utilizaremos como ventana de observación de la señal. Como se vio en el capítulo 5, para cumplir con todos los requerimientos en cuanto a las pérdidas por inserción de línea y distorsión de fase, se precisaría una transformada de 1024 puntos en el ancho de banda de ADSL G.dmt (1.104MHz), pero esto llevaría a tener que utilizar una FFT de un número muy grande de muestras o a muestrear la señal a una tasa demasiado rápida. Esto implicaría una complejidad mucho mayor a la hora del diseño debido al aumento en la carga de procesamiento.

Sin embargo, una transformada de 512 puntos es más fácil de implementar y solamente aumenta el error en las pérdidas para la línea de 12kft en 0.72dB (18%) (ver tabla 5.1), mientras que se cumple con el error permitido en la fase. Esto no es un gran problema ya que la distancia promedio en la cual se puede brindar un servicio ADSL G.dmt con tasas aceptables es menor a 12kft.

Por lo tanto, el bloque FFT debe calcular ésta con una resolución de 512 celdas para que el simulador pueda detectar cambios en la atenuación y en la fase dentro del rango de diseño planteado. Esto por un lado nos estaría imponiendo un tamaño para la transformada rápida de Fourier, ya que como mencionamos se requieren obtener 512 muestras en la banda de operación de ADSL.

El requerimiento impuesto por el bloque FFT implica el análisis de las tasas de muestreo manejadas por los modems, dado que esto recaerá en la tasa de muestreo tomada por nosotros. Analizando entonces la información brindada por los fabricantes de conversores ADC para módems ADSL, logramos determinar que los modelos estándar de estos últimos aplican en su mayoría un sobremuestreo de 8.8 MHz a la señal DMT. Si tomamos en cuenta que la señal a tratar proviene de un sobremuestreo a una determinada tasa, sería conveniente conservar ésta si no se desea distorsionar la señal aún más de lo que el propio modem la distorsiona. Por otro lado, también podríamos plantear una tasa de muestreo sensiblemente diferente y más baja (que a la larga se

reflejará en una solución más barata pero trae aparejado un diseño más complejo del filtro anti-aliasing) siempre y cuando se cumpla con el teorema de muestreo que nos da garantía de la reconstrucción adecuada a pesar de lo analizado anteriormente. Para ello podríamos plantear la existencia de dos posibles soluciones para realizar la FFT e IFFT con el fin de llegar a estas 512 muestras en el ancho de banda de ADSL G.dmt que definen las 512 celdas requeridas por la arquitectura del prediseño. En definitiva se plantean a continuación dos soluciones, las cuales cumplen con el teorema de muestreo más allá de la especificación estándar de los módems y con la cantidad de celdas requeridas.

Las situaciones serían las siguientes:

- Empleando una transformada de tamaño $N = 1024$ muestreando a 2.2 MSPS, se tiene un ancho de banda observable de 1.1Mhz (usando ADSL G.dmt), dentro del cual se obtienen 512 muestras de frecuencias. Una FFT de estas dimensiones ($N=1024$), puede ser realizada empleando los dos algoritmos antes mencionados pues, con Radix-2 ($1024 = 2^{10}$) o Radix-4 ($1024 = 4^5$). Ver Fig.-8.3.
- Otra alternativa sería emplear una transformada de tamaño $N = 4096$ muestreando a 8.8MSPS, se tiene un ancho de banda observable de 4.4 Mhz. Sobre el ancho de banda de ADSL de 1.1Mhz, también tendré las 512 muestras de frecuencias requeridas. Al igual que en el punto 1. esta puede ser calculada empleando ambos algoritmos pues $4096 = 2^{12}$ o 4^6 . Ver Fig.-8.4

El desarrollo de cada una de estas dependerá del dispositivo que se use para el cálculo de la FFT y tendrá que cumplir con los requerimientos mencionados en la sección anterior. Obviamente que el tiempo de ejecución de la FFT variará de uno a otro pues la cantidad de puntos N se cuadruplica para la segunda alternativa. Por consecuencia de esto, la cantidad de operaciones, y sin dudas que el costo del mismo, se incrementará pues se requerirá de mayores cantidad de recursos para su desarrollo.

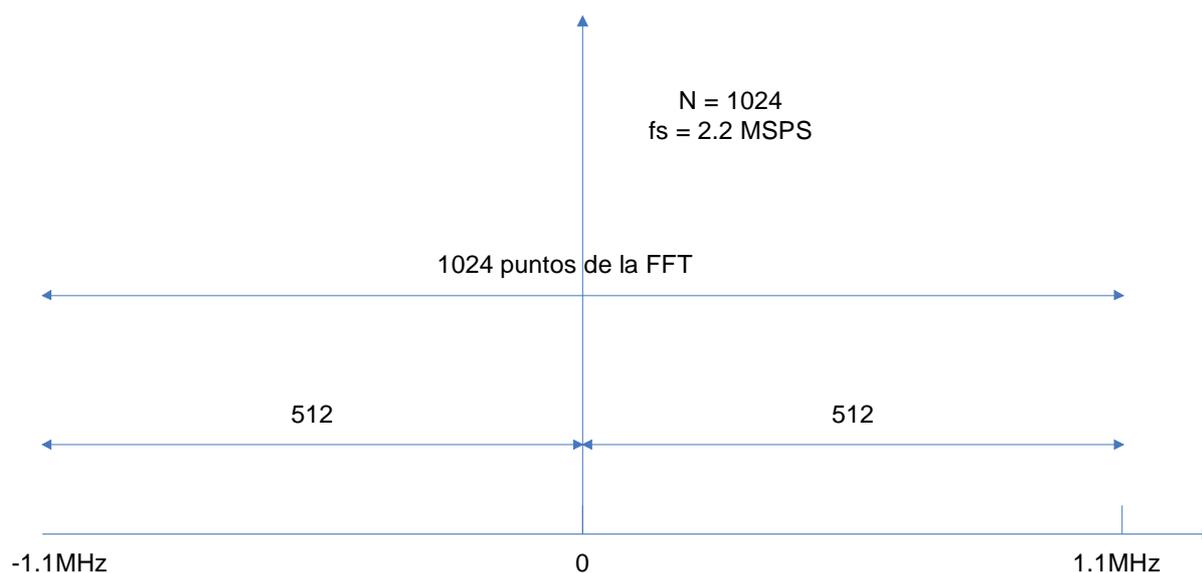


Fig.-8.3: Muestreando a 2.2Mhz y una FFT de 1024 se tienen las 512 muestras requeridas para la resolución.

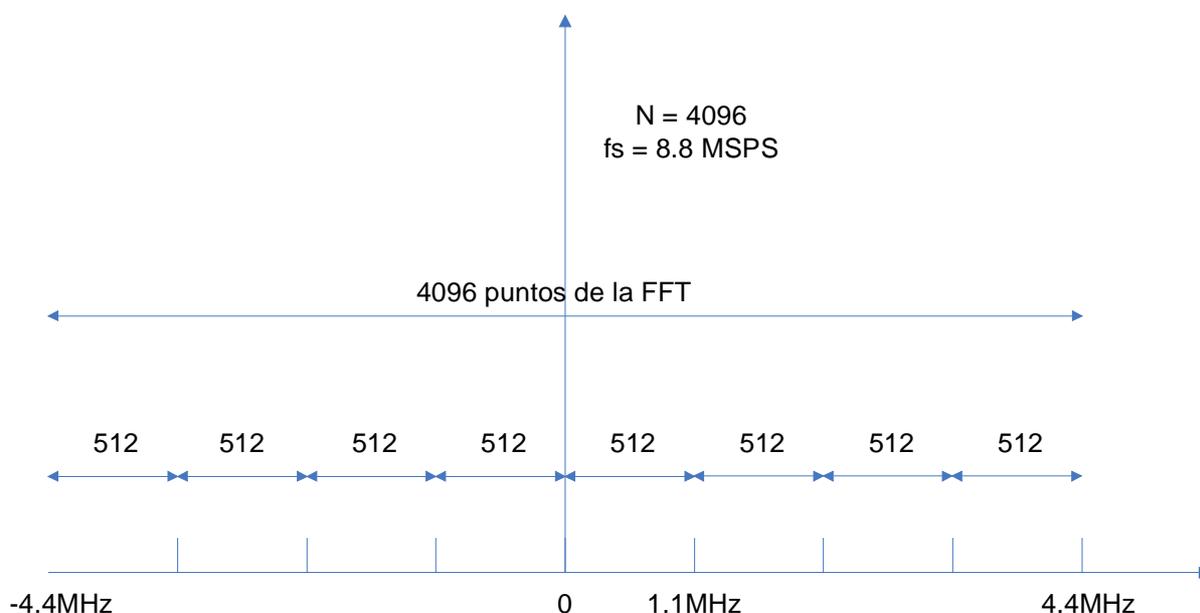


Fig.-8.4: Muestreando a 8.8Mhz y una FFT de 4096 se tienen las 512 muestras requeridas para la resolución.

8.4.1 Conversión ADC y DAC

Antes de que se realice el cálculo de la FFT a la señal analógica proveniente del módem, ésta debe ser muestreada en el dominio del tiempo. Contrariamente, luego de realizar la transformada inversa (IFFT), se debe convertir la señal digital a analógica en el extremo receptor. Prácticamente todas las conversiones se basan en un intervalo finito de cuantización descrito por un número limitado de bits para ser procesado por cualquier circuito digital.

Para el diseño de simulador, se decidieron elegir conversores que cumplieran con las tasas de muestreo seleccionadas ($f_1 = 2.208$ MHz, $f_2 = 8.832$ MHz). Luego de analizadas varias hojas de datos de conversores se hallaron conversores que muestreaban a dichas tasas y cumplían con la resolución que requiere el equipo de simulación (16 bits) que es la misma resolución que manejan los modems x.DSL.

8.4.2 Análisis de tiempos para la FFT y el Procesamiento en Frecuencia

Como primer punto, debemos definir la ventana de muestreo para ambas alternativas planteadas. Esto implica, saber de cuanto tiempo disponen los dispositivos que implementen los bloques FFT e IFFT para efectuar tal procesamiento.

- Para la primer opción, $N = 1024$ y $f_s = 2.208$ MSPS.
- Para la segunda opción $N = 4096$ y $f_s = 8.832$ MSPS

Por lo tanto, la ventana de muestreo para ambos casos resulta en:

$$T_v = \frac{1024}{2.208 * 10^6} = \frac{4096}{8.832 * 10^6} = 464 \text{ms}$$

Dado que no hay necesidad de efectuar los tres bloques en una misma ventana de muestreo, ya que complicaría demasiado la lógica y podría resultar bastante más caro, se va a realizar cada bloque independiente del anterior. Con este tiempo máximo en mente, se realizó una búsqueda exhaustiva de los diferentes equipos aptos para realizar estas tareas.

8.4.3 Resolución de los ADC y DAC

La resolución de los conversores ADC y DAC debe ser tan buena como la que usan los modems DSL para que el proceso de muestreo del simulador hardware no distorsione aún más la señal de entrada. La rapidez que logran estos conversores en la práctica es lograda mediante el uso de conversores pipelined [2][3].

Dentro de la arquitectura de estos conversores existen sub-bloques que manejan un número pequeño de bits que forman parte del largo de la palabra, con lo cual realizan la conversión en forma de cascada. Por lo tanto se consigue un proceso de muestreo rápido y de muy buena precisión, gracias a que cada etapa maneja unos pocos bits.

En cuanto a los requerimientos que deben satisfacer el ADC y DAC para cumplir las funciones, estos quedan teóricamente impuestos por los estudios rigurosos realizados sobre los AFE (Analog Front Ends) [4] de los modems DSL. Los requerimientos en la precisión de la conversión dados en estos, serán los requerimientos en los que se tendrá que basarse el simulador de línea.

Los fabricantes hacen hincapié en tres factores fundamentales que determinan la resolución a emplear en el DAC cuando se trabaja con transmisores pasabanda modulando en QAM.

Estos son:

- El tamaño de la constelación.
- La relación señal a ruido o tasa de error.
- El rango dinámico de la señal a transmitir

Por ejemplo, un transmisor pasabanda con un tamaño de constelación de 16 puntos requiere de 4 bits de cuantización ($2^4=16$) sin el filtrado digital. Si se hace un filtrado este hace incrementar a 6 bits con una BER límite entre 10^{-6} y 10^{-8} . Para ADSL que tiene un máximo en el tamaño de constelación de 32768 puntos ya que por portadora asigna como máximo 15 bits, impondría una resolución mínima en el DAC de 14 bits, pero en la práctica serían 15 o 16 bits para minimizar los efectos del ruido de cuantización comparado con otros efectos de la línea.

A su vez, los fabricantes recomiendan un mínimo de 16 bits de resolución para los ADC para líneas de hasta 16 kfts de largo. Es claro entonces, a la hora de fijar los requerimientos de la resolución en la etapa de muestreo del simulador hardware, que ésta deberá ser al menos tan buena como la usada en los modems al cual el equipo de simulación se conectará. Estos datos fueron cotejados de las hojas de datos de los ADC/DAC que tienen los modems DSL en su interior y que pueden verse en el anexo del presente documento.

8.4.4 Análisis de las funciones a cumplir para ADSL2+

Como vistas a futuro, para que el mismo simulador pueda operar también con la nueva tecnología ADSL2+, en lo que se refiere a la resolución de la transformada, los requerimientos para esta serían los mismos. Pues, como se mostró en el capítulo 5, pese a que el ancho de banda se duplica, para detectar variaciones en la atenuación y en la fase se requieren 512 celdas ya que las mayores variaciones de estas se dan al comienzo de la banda.

De las dos soluciones antes presentadas para implementar la FFT de acuerdo a la frecuencia de muestreo y sin perder de vista el Teorema de Muestreo, sólo seguirá siendo válida la segunda opción. El ancho de banda para ADSL2+ es de 2.2Mhz y se obtienen 512 portadoras luego de la modulación DMT. Con la resolución elegida se estarían obteniendo, del mismo modo que para ADSL, dos muestras por portadora, resultando en 1024 muestras en el ancho de banda de 2.2Mhz de ADSL2+.

Esto nos lleva a dos posibles soluciones:

- Adaptar nuevamente SimADSLv2 para obtener las 1024 muestras que se precisan para poder efectuar la misma FFT, y por lo tanto, reutilizar el hardware disponible.
- Adaptar los tres bloques centrales del equipo de simulación para que luego de la FFT se logre obtener 512 muestras en el ancho de banda de la señal ADSL2+. Esto resulta en una FFT de 2048 puntos.

Obviamente la primera opción sería la más económica, ya que solamente hay que realizar cambios en software.

8.5 Alcance y limitaciones del prediseño

La arquitectura finalmente elegida no toma en cuenta el efecto producido por la interferencia crosstalk del propio servicio ADSL G.dmt. Esto implica pérdida en la precisión del equipo de simulación, pero no nos podemos olvidar que este es un prediseño de primera aproximación.

Considerar el efecto de self-crosstalk implicaría enviar la señal desde la salida del bloque FFT a la PC, donde ésta última debería retardar y atenuar la señal. Luego la señal resultante se sumaría al crosstalk dado por otros servicios x.DSL. El problema con lo anterior viene dado por la interfaz que implementa el pasaje de la señal a la PC, dado que a través de la misma deben transmitirse los datos a una velocidad suficientemente grande en comparación al tiempo de ventana manejado. Esto es así puesto que se debe

sumar la señal retardada y atenuada con los demás interferentes y luego inyectar la suma resultante en el bloque de procesamiento en frecuencia, y todo esto dentro del tiempo de ventana considerado. El estudio de este procesamiento no fue tomado en cuenta, dado que el self-crosstalk es del tipo de interferencias que menos afectan al servicio x.DSL. Además, la implementación de ésta interfaz no fue estudiada ya que precisa de un análisis más a fondo y se puede considerar como un estudio a futuro.

Otro aspecto no tomado en cuenta fue la consideración de los ruidos expresados en el dominio del tiempo, como es el ruido impulsivo. Para considerar este ruido sería necesario implementar un bloque de procesamiento en el tiempo que aumentaría el costo de la solución, pero de todas formas la norma no explicita el comportamiento de este tipo de ruido y no encontramos fuente bibliográfica ni web que nos brindará tal información. Sólo se pudo verificar que son efectos de menor magnitud en comparación a otras fuentes de ruido. Esto hace que para los prediseños de primera aproximación presentados, no sea grave la no consideración de estos efectos.

La elección de los componentes para los prediseños planteados al final del capítulo no fue realizada en base a un estudio detallado de las hojas de datos. Esto implica una limitante, ya que estos fueron realizados a un nivel macro. No buscamos la elección en función de parámetros específicos como consumo de potencia o corriente consumida por citar algunos, los cuales si serán tomados en cuenta si se desea un diseño a un nivel más específico y un análisis más a fondo del mismo. Por lo tanto, los prediseños presentados no buscan ser un óptimo de todas las posibilidades existentes, sólo buscan ser una recomendación en función del cumplimiento de los requerimientos vistos en este capítulo y de la comparación de costos entre los dispositivos que los componen.

8.6 Prediseños planteados

Presentaremos el objetivo de plantear un prediseño y las alternativas elegidas como solución para la construcción del equipo de simulación (SimADSLv2 + Simulador hardware).

8.6.1 Objetivo de un prediseño

El objetivo de presentar un prediseño es el de brindar una aproximación a un diseño (para su posterior estudio en forma más detallada), con el objetivo de una implementación a futuro. Los prediseños que plantearemos como solución tratan sólo de ser una idea a tomar en cuenta para quien diseñe el equipo de simulación y no un estudio riguroso del cual debe sostenerse ninguna solución en particular.

8.6.2 Alternativas tecnológicas

Los dispositivos más adecuados para el procesamiento de señales suelen ser procesadores digitales de señales (DSP, Digital Signal Processors) y dispositivos de compuertas programables (FPGA, Field Programable Gate Array), ya que son optimizados para realizar la manipulación y el tratamiento de señales en un amplio rango de frecuencias. Es por esto que fueron tomados en consideración para la construcción de los prediseños.

8.6.2.1 Diferencias principales entre DSP y FPGA

La elección entre un DSP o un FPGA dependerá de los recursos disponibles en cuanto a memoria interna, registros o compuertas lógicas de las cuales disponen estos dispositivos.

Para nuestro caso, esto se ve reflejado a la hora de calcular la FFT, puesto que decidimos realizar dos prediseños, uno que toma una ventana de 1024 puntos para calcular la transformada rápida de Fourier y el otro que toma 4096 puntos para el mismo cálculo. Esto se ve claramente ya que no encontramos DSP's que permitieran calcular FFT menores a 4096 puntos por falta de recursos de memoria y multiplicadores integrados en el procesador [5].

Un FPGA sin embargo posee lógica adicional y espacio para la programación de arrays de compuertas, lo que permite implementar mayor cantidad de multiplicadores y registros, logrando que sea posible calcular FFTs de 4096 puntos sin comprometer el número de recursos disponibles.

Además existen módulos que pueden estar embebidos en los FPGA, diseñados exclusivamente para el cálculo de FFT's e IFFT's. Sin dudas esto favorece más al FPGA a la hora de realizar tales cálculos. Si se desea información detallada sobre la arquitectura de cada uno de estos módulos embebidos, la misma se puede consultar en el apéndice al final de la documentación.

Otra diferencia relacionada a la capacidad de procesamiento y cálculo de estos dispositivos (que de alguna forma justifica la limitación entre una y otra implementación de la FFT) es el throughput manejado por ambos dispositivos.

Mientras un DSP puede manejar grandes tasas de datos a bajas frecuencias de reloj, haciendo uso de memoria externa si la frecuencia de trabajo aumenta más allá de unos MHz, un FPGA maneja grandes tasas de datos sin la necesidad de módulos de memoria externa debido a su gran capacidad de almacenamiento y procesamiento que le brindan sus registros y bloques RAM embebidos. [6][7][8]

La tabla 8.1 muestra las diferencias principales entre los DSP's y FPGA's que demuestran a modo de resumen lo detallado anteriormente.

<i>Diferencias principales</i>	
DSP	FPGA
Microprocesador especializado programado en C o código de ensamblado propietario	Conjunto de compuertas programables
Adecuado para baja carga de procesamiento, funcionalidades limitadas por arquitectura fija	Adecuado para altas cargas procesamiento, tareas realizadas en paralelo
Frecuencia de reloj fija	Frecuencia de reloj variable (referencia externa)
Utiliza recursos compartidos (buses de memoria, manejo de interrupciones).	Lógica dedicada para manejo
Manejo pobre de tasas de datos mayores a unos pocos MHz	Cantidad limitada de recursos internos de almacenamiento
Capacidad de reutilización de recursos (reutilización de rutinas, librerías software)	Reutilización de recursos implica mayores costos, debido a esto existen recursos dedicados
Facilidad de implementar toma de decisiones	Necesidad de recursos adicionales para toma de decisiones
Capacidad de soportar muchas configuraciones coexistiendo sobre el mismo dispositivo gracias a las posibilidades del lenguaje de alto nivel	Capacidad de soportar muchas configuraciones coexistiendo sobre el mismo dispositivo si existen recursos lógicos (CLB's) suficientes.
Dificultad de implementación a partir del diseño en diagrama de bloques, orientado a sistemas fácilmente desarrollados bajo lenguajes de alto nivel	Facilidad de implementación a partir del diseño en papel del diagrama de bloques, orientado a sistemas fácilmente desarrollados en hardware

Tabla 8.1: Diferencias principales entre DSP's y FPGA's

Por más información a cerca de estos dispositivos consultar Anexo A.

8.6.2.2 Interfaces entre bloques

La implementación de las interfaces entre los bloques del sistema se realizará a partir de memorias RAM duales [9] dispuestas en una arquitectura de doble paginado. Se dispondrán módulos de memoria de 32 bits (16 bits para la parte real y 16 bits para la parte imaginaria) entre los bloques que manejan muestras complejas y módulos de memoria de 16 bits para los bloques que manejan muestras reales.

La tabla 8.2 muestra el resumen de las arquitecturas elegidas para las interfaces de memoria.

FFT-Bloque procesamiento en frecuencia Bloque procesamiento en frecuencia-IFFT Bloque procesamiento en frecuencia-PC (Manejo de datos complejos)	ADC-FFT IFFT-DAC (Manejo de datos reales)
1 Memoria dual paginada 2048×32 (Caso 1)	1 Memorias dual paginada 2048×16 (Caso 1)
1 Memoria dual paginada 8K×32 (Caso 2)	1 Memorias dual paginada 8K×16 (Caso 2)
16 bits más significativo (Partes reales) 16 bits menos significativos (Partes imaginarias)	

Tabla 8.2: Posibles implementaciones de las interfaces entre los bloques del sistema

La justificación de que las memorias seleccionadas para implementar las interfaces sean duales, es debido a que uno de los bloques que interactúa con la interfaz escribe una ventana de muestras dentro del tiempo de la ventana de observación, mientras que el bloque adyacente lee de la misma, la ventana de muestras de la ventana de observación anterior, durante el mismo período. O sea, si uno de los bloques escribe durante la ventana N la tanda de muestras X+1 el bloque siguiente lee durante la misma ventana N la tanda de muestras X, permitiendo prescindir de lógica adicional para la transmisión de la señal y obteniendo una mayor velocidad.

La figura 8.5 muestra el mapa de memoria interno de las memorias con el fin de entender la arquitectura de doble paginado elegida

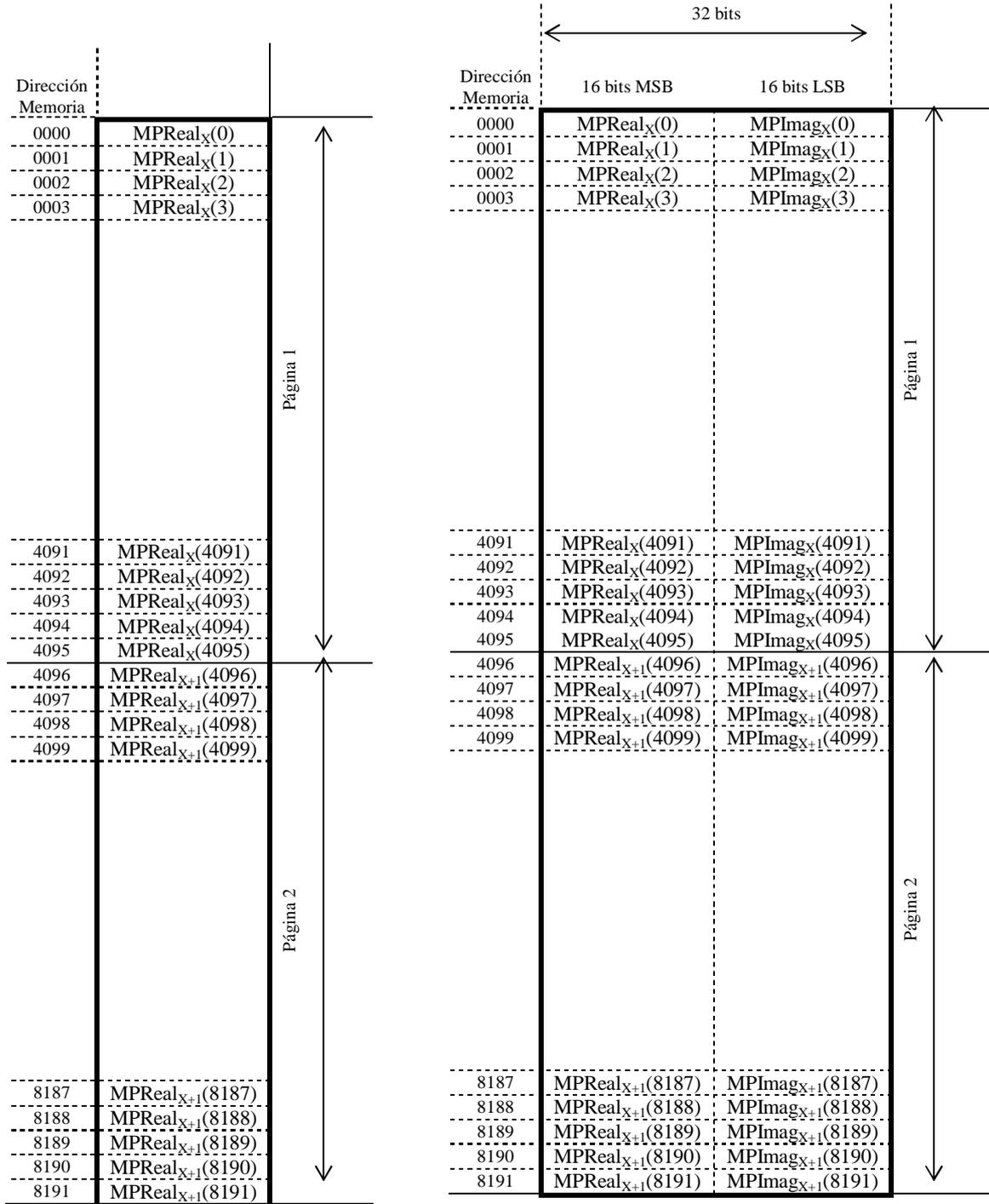


Figura 8.5 – Implementación a partir de una memoria dual paginada de 8K ×16 bits para cada componente o para el caso de interfaces que manejan sólo datos reales (izquierda) una memoria dual paginada de 8K ×32 bits con ambas componentes (derecha) .

8.6.3 Dispositivos analizados y elección final

A continuación se listan los dispositivos analizados para la construcción de los prediseños presentados. Se analizará cada uno de los prediseños, uno de ellos será denotado como **Caso 1** y el otro como **Caso 2**.

Primeramente, se evaluarán los dispositivos en cuanto al cumplimiento o no de los requerimientos de tiempo. Finalmente entre estos último se elegirán los dispositivos para la construcción de los prediseños en función de su costo.

Anteriormente ya se explicó que se citarán dos prediseños uno basado en DSP's para realizar los cálculos pertinentes y otro basado en FPGA's. Los conversores utilizados serán los mismos para ambos prediseños ya que su tasa de muestreo depende de la señal de reloj que los comanda.

8.6.3.1 DSP's

Se analizaron dos fabricantes de DSPs: Analog Devices [10] y Texas Instrument [11]. En la Tabla 8.3 se presentan los tiempos de ejecución de la FFT Compleja de 1024 puntos.

Nota: Los tiempos para la IFFT son los mismos.

DSP Analog	Tiempo de Ejecución (μs)	DSP TI	Tiempo de Ejecución (μs)
ADSP-218x	465	TMS320C6203B-300	44,1
SHARC 21262	46	TMS320C6416T-1000	8

Tabla 8.3: Comparación de Tiempos de Ejecución para DSPs.

Como se ve en la Tabla, la serie ADSP-218x de Analog Devices no cumple con el requerimiento de tiempo para el cálculo de la FFT. Esto ya lo descarta de nuestra lista de opciones a elegir para la construcción de los prediseños.

A partir de este momento debemos verificar que los DSPs cumplan con el tiempo establecido para el Bloque de Procesamiento en Frecuencia. Se buscó información en ambos fabricantes, siendo imposible conseguir datos para Analog Devices. Por lo cual se continuó con el análisis para ambos DSPs de Texas Instruments.

De acuerdo con el Benchmark de TI [12], las 1024 multiplicaciones y sumas complejas del TMS320C62x se computan en 4457 ciclos de reloj y en el TMS320C64x le lleva 2287 ciclos de reloj.

Teniendo en cuenta que para el primer DSP el reloj es de 300MHz, esto lleva a un tiempo total de ejecución de 14.9 μs. Realizando la misma cuenta, con la diferencia que el reloj del segundo DSP es de 1GHz, el tiempo total resultante es de 2.3μs.

Tomando en cuenta los DSP's que cumplen con el requerimiento de tiempo se elegirá uno de ellos en función del costo. La tabla 8.4 muestra el costo de cada uno de ellos.

Modelo de DSP	Fabricante	Costo ex work
<i>TMS320C6203BGNZA300</i>	Texas Instruments	U\$S 114.75
<i>TMS320C6416TGLZA6</i>	Texas Instruments	U\$S 161.65

Tabla 8.4 – Procesadores Digitales de Señales que cumplen los requerimientos

El dispositivo DSP elegido finalmente es TMS320C6203BGNZA300 (300MSPS) de Texas Instruments.

8.6.3.2 FPGA's

Realizando un análisis similar con las FPGAs, se analizaron los dos principales fabricantes de estos equipos: Xilinx [13] y Altera [14]. Pero, del mismo modo que para los DSP's de Analog Devices, Xilinx no nos brindó la información suficiente para poder efectuar el diseño. Por este motivo se realizó el mismo con FPGAs de Altera.

La diferencia con el modelo anterior radica en el cálculo de la FFT que se implementará, la cual es de 4096 puntos en lugar de 1024 puntos. En la Tabla 8.5 se presentan los tiempos de ejecución de una Radix-4 FFT Compleja de 4096 puntos implementada por el Core FFT MegaCore FFT v2.2.0 [15] embebido en los FPGA's citados en la tabla.

FPGA Altera	Tiempo de Ejecución (µs)
<i>Stratix EP1S40F780C5N</i>	17,8
<i>Stratix II EP2S30F484C3</i>	13,6

Tabla 8.5: Comparación de Tiempos de Ejecución para FPGAs.

Claramente estos valores demuestran el poder de cálculo que tienen estos dispositivos, ya que el tiempo para ejecutar la FFT de 4096 puntos es menor que el de ambos DSPs para una FFT de 1024 puntos. Del mismo modo que para los DSPs, el tiempo de ejecución de la IFFT es el mismo que para la FFT.

A su vez, el análisis de los multiplicadores resultó en que para ambas FPGAs se tienen 12 ciclos de reloj de latencia para obtener el primer dato [16]. A partir de este tiempo se realiza una multiplicación por ciclo de reloj. Esto resulta en un peor caso de $4095+12=4107$ ciclos de reloj. Para la Stratix, funcionando a 198MHz, el tiempo total es de 20.7 µs; y para la Stratix II, operando a 266MHz, el tiempo total es de 15.4µs. Pero si aprovechamos las grandes ventajas que nos brindan estos dispositivos, como por ejemplo tener multiplicadores en paralelo, el tiempo para las multiplicaciones se reducirá sensiblemente. Por ejemplo, si usáramos 16 multiplicadores, la cantidad de puntos se reduciría a 256, por lo tanto la cantidad de ciclos sería $255+12=267$, obteniendo un tiempo de 1µs para el caso de la segunda FPGA. Realizando un razonamiento análogo para las sumas, cuya latencia es de 3 ciclos de reloj, el total de tiempos para sumas y multiplicaciones tomando el peor caso resulta en 30.8µs para la Stratix II.

Esto nos asegura la posibilidad de utilizar cualquiera de las FPGAs para nuestro diseño. En cuanto al costo de ambas placas FPGA, la tabla 8.6 muestra los mismos.

Modelo	Fabricante	Costo
<i>Stratix EP1S40F780C5N</i>	Altera	U\$S 1905
<i>Stratix II EP2S30F484C3</i>	Altera	U\$S 645

Tabla 8.6: Costo de ambos modelos de FGPA analizados

La placa FPGA elegida finalmente para embeber el Core FFT y para realizar el procesamiento en frecuencia es Stratix II [17], mientras que el CoreFFT elegido es el MegaCore modelo UG-FFT-v1.3[18].

8.6.3.3 Conversor ADC y DAC

Para realizar la elección de los DAC y ADC adecuados partimos de la base que cada portadora de la señal ADSL G.dmt asigna como máximo 15 bits, pero para corrección de errores se agrega un bit más, por lo cual precisamos un ADC y un DAC de 16 bits. Como vimos, precisamos conversores de 2.208 MSPS para el primer modelo y de 8.832 MSPS para la segunda opción.

A su vez pudimos corroborar nuestra teoría al obtener información de algunos fabricantes de módems ADSL [4] los cuales utilizaban en su mayoría DACs de 16 bits con tasas de 8.832MSPS. Nos propusimos entonces encontrar un DAC y un ADC que nos fueran útiles para ambos diseños. Investigando las diferentes opciones, nos encontramos con modelos de conversores que llegaban hasta 200 MSPS y otros cuya tasa mínima era de 30 MSPS, lo cual obviamente está fuera de nuestro rango Nos propusimos encontrar un DAC y un ADC que nos fuera útil para ambos diseños. En las tablas 8.7 y 8.8 se muestran los modelos y costo asociado de los conversores ADCs y DACs analizados respectivamente.

Modelo de ADC	Fabricante	Tasa Mínima - Tasa Máxima (MSPS)
<i>ADC16061</i>	National Semiconductor	0.3 – 2.5
<i>SPT8100SIT</i>	Fairchild Semiconductor	N/A - 5
<i>LTC2202CUK</i>	Linear Technology	1 - 10
<i>AD9446</i>	Analog Devices	1 - 100
Modelo de DAC	Fabricante	Tasa Mínima - Tasa Máxima (MSPS)
<i>LTC1668CG</i>	Linear Technology	1 -75
<i>AD768ARZ</i>	Analog Devices	1 -50
<i>MAX5885</i>	Dallas Semiconductor	1 - 200

Tabla 8.7: Conversores ADC y DAC analizados

Modelo de ADC	Fabricante	Costo
<i>LTC2202CUK</i>	Linear Technology	U\$\$ 25.00
<i>AD9446</i>	Analog Devices	U\$\$ 48.33
Modelo de DAC	Fabricante	Costo
<i>LTC1668CG</i>	Linear Technology	U\$\$ 13.75
<i>AD768ARZ</i>	Analog Devices	U\$\$ 19.95
<i>MAX5885</i>	Dallas Semiconductor	U\$\$ 14.95

Tabla 8.8: Costos asociados a conversores ADC y DAC analizados

El conversor ADC elegido es el LTC2202CUK y el conversor DAC elegido es el LTC1668CG, ambos de Linear Technology [19] pues cumplen un buen compromiso entre costo y desempeño.

8.6.3.4 Memorias

Las memorias elegidas son memorias SRAM de 2K y 8K de Cypress, con un largo de palabra de 16 bits y 32 bits para las interfaces descriptas. Estas memorias tienen un tiempo de acceso mucho menor al tiempo de ventana de observación considerado. Además los ciclos de lectura y escritura son suficientemente rápidos como para ser realizados dentro de la misma ventana. La tabla 8.9 muestra los modelos de memorias seleccionados y su costo. Las hojas de datos de estas memorias son presentadas en el Anexo C al final de la documentación para información más detallada [9].

Modelo de memoria	Fabricante	Costo
<i>SRAM 2K x 16/32 CY7C024/0241</i>	Cypress	U\$\$ 23.55
<i>SRAM 8K x 16/32 CY7C024/0251</i>	Cypress	U\$\$ 28.43

Tabla 8.9 – Lista de memorias seleccionadas

8.6.4 Primer prediseño

Este prediseño fue construido con DSP's, por lo comentado en la sección 8.6.2 en cuanto a la disponibilidad de recursos hardware y de procesamiento para la realización del cálculo de la FFT de 1024 puntos. En la sección anterior ya fueron seleccionados los dispositivos que utilizamos para su construcción. A continuación en la figura 8.6 se presenta el diagrama de bloques de la arquitectura de este primer prediseño.

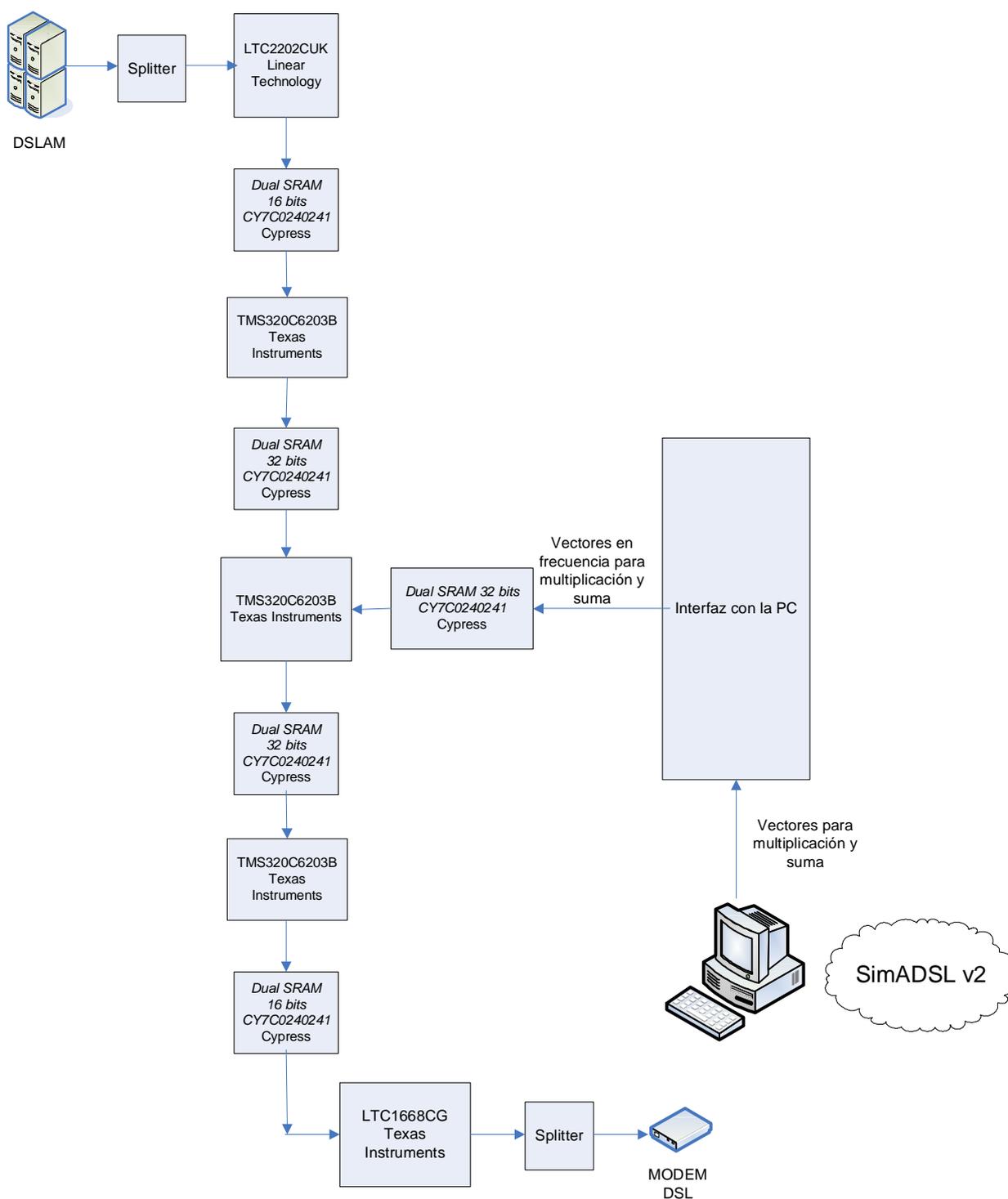


Fig.-8.6: Arquitectura definitiva para el Caso 1

8.6.4.1 Estudio de Tiempos

La figura 8.7 muestra el diagrama de tiempos de este prediseño. Se ve claramente que se cumple con el requerimiento de tiempo establecido.

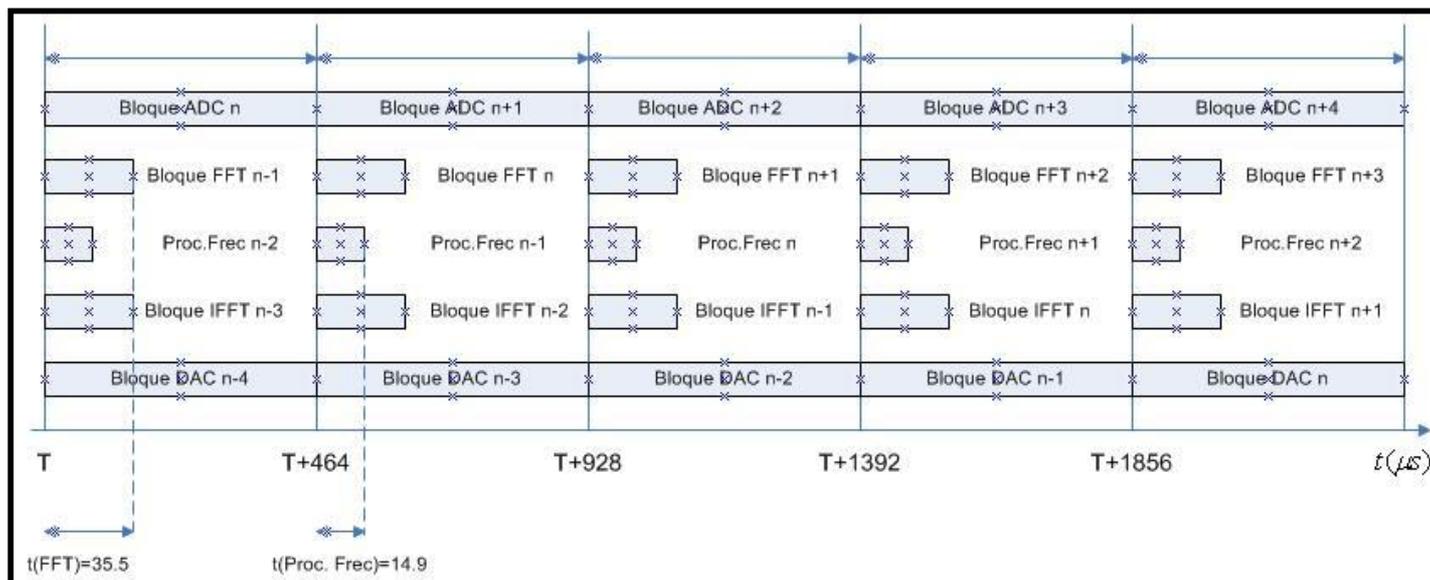


Fig.-8.7: Análisis de Tiempos para el Caso 1

8.6.4.2 Estudio de Costos

Los bloques correspondientes para la solución presentada para este pre-diseño son:

- Conversor A/D mod. LTC2202CUK fab. Linear Technology.
- DSP mod. TMS320C6203BGNZA300 fab. Texas Instrument.
- Conversor D/A mod. LTC1668CG fab. Linear Technology.
- Memorias SRAM Duales 2K 16/32bits mod. CY7C024/0241 fab. Cypress.
- Kit de Desarrollo para la programación de los DSP: “Code composer Studio, CCStudio”[20][21].

La tabla 8.10 muestra el costo del simulador hardware detallando el costo FOB y CIF de importación de cada uno de los dispositivos que lo componen.

<i>Producto</i>	<i>Valor FOB (U\$S)</i>	<i>Valor CIF (U\$S)</i>
Conversor A/D LTC2202	35,71	37,49
3 x DSP TMS320C6203B	344,25	361,46
Conversor D/A LTC1668	17,40	18,27
5 x Memoria SRAM Duales 2Kx32	117,75	123.64
Kit de Desarrollo CCStudio	—	600,04
Total (U\$S)		1140,87

Tabla 8.10: Costos totales para el Caso 1

8.6.5 Segundo prediseño

Este prediseño fue construido con FPGA's dado que el cálculo de la FFT demanda otros recursos de hardware como ya vimos a lo largo del análisis de los requerimientos del simulador hardware. La figura 8.8 presenta el diagrama de bloques de la arquitectura de este segundo prediseño.

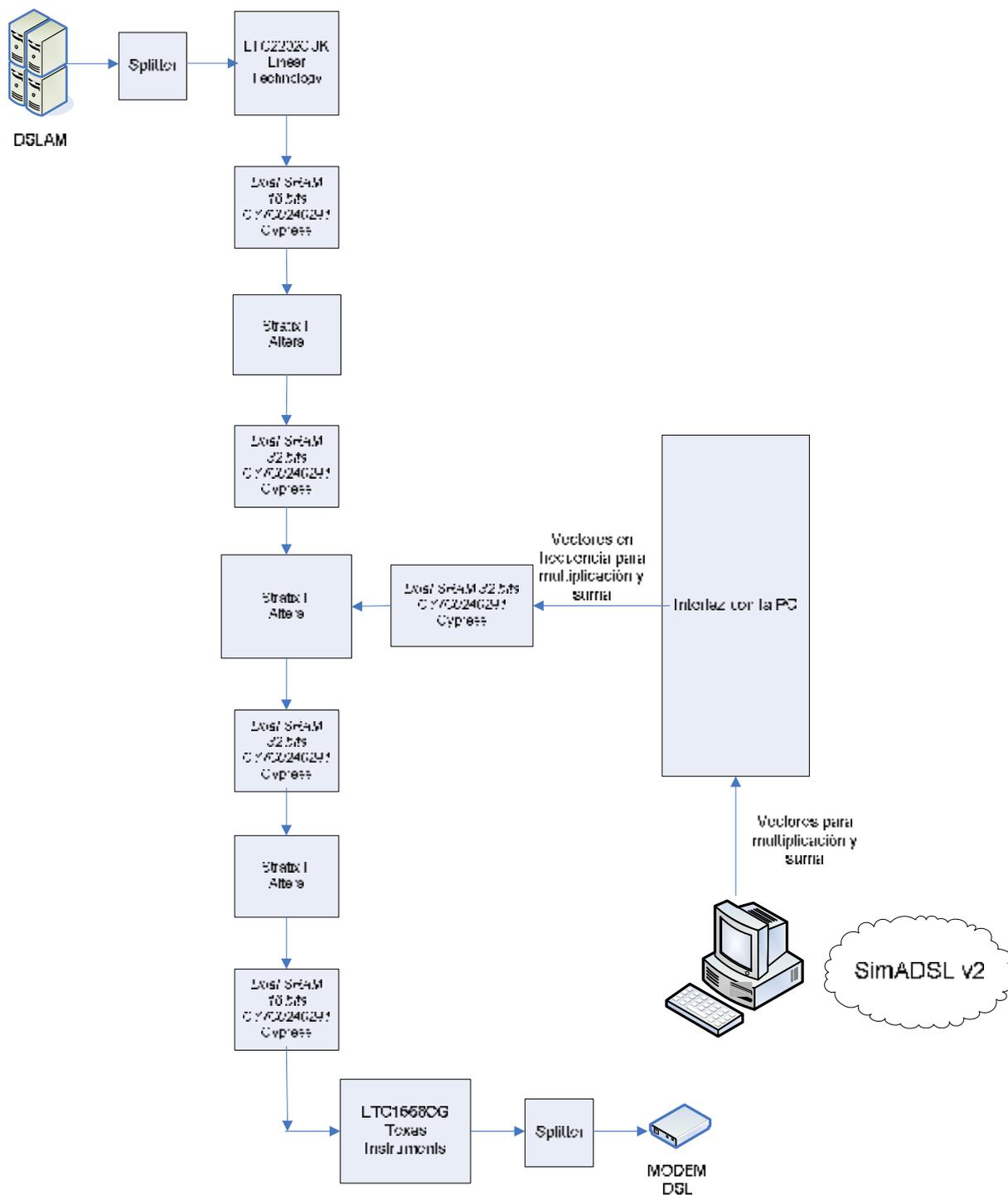


Fig.-8.8: Arquitectura definitiva para el Caso 2

8.6.5.1 Estudio de Tiempos

La figura 8.9 muestra el diagrama de tiempos de este prediseño. Se ve claramente que se cumple también con el requerimiento de tiempo establecido.

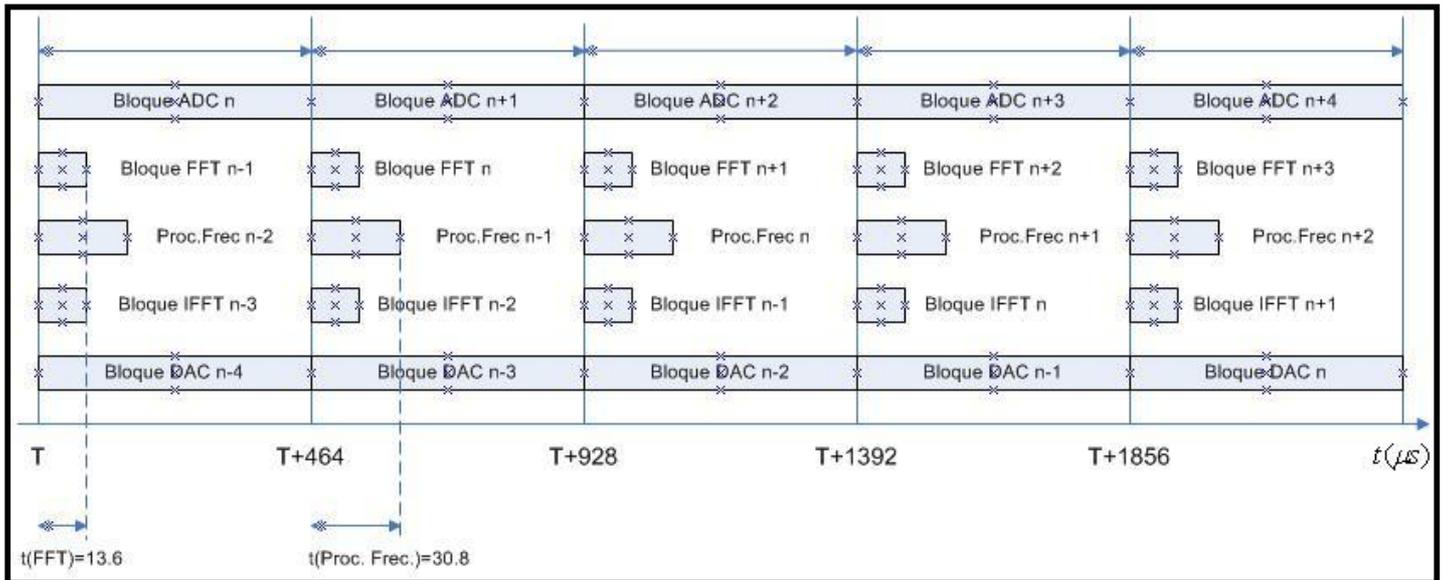


Fig.-8.9: Análisis de Tiempos para el Caso 2

8.6.5.2 Estudio de Costos

Los bloques correspondientes son:

- Conversor A/D mod. LTC2202CUK fab. Linear Technology.
- Placa FPGA mod. Stratix II EP2S30F484C3 fab. Altera.
- Core FFT/IFFT mod. MegaCore UG-FFT-1.6 v2.2.0.
- Conversor D/A mod. LTC1668CG fab. Linear Technology.
- Memorias SRAM Duales 8K 16/32bits mod. CY7C025/0251 fab. Cypress.
- Kit de Desarrollo: Software Quartus II, DSP Builder y IP MegaCore [22][23].

Tanto del Core FFT/IFFT como el DSP Builder vienen incluidos con el Software Quartus II. Por lo tanto una vez adquirida la licencia para este software se puede contar con todo el kit de desarrollo y sus funcionalidades. Esta licencia tiene una determinada duración, pudiéndose emplear en diferentes diseños y en caso de caducar se puede renovar fácilmente vía web.

Del mismo modo que para el prediseño anterior la tabla 8.11 muestra el costo del simulador hardware, detallando el costo de los dispositivos que lo componen.

<i>Producto</i>	<i>Valor FOB (U\$S)</i>	<i>Valor CIF (U\$S)</i>
Convertor A/D LTC2202	35,71	37,49
3 x Stratix II FPGA MegaCore 4096 puntos.	1.935,00	2.031,75
Incluido con la licencia del Sw. Quartus II	-	2000,00
Convertor D/A LTC1668	17,40	18,27
5 x Memoria SRAM Duales 8Kx32	117,75	123,64
Total (U\$S)		4210,78

Tabla 8.11: Costos totales para el Caso 2

8.6.6 Comparación de ambos prediseños

Como punto de comparación se tomará esencialmente el costo así como también sus ventajas y desventajas centrándonos en la tecnología elegida para su desarrollo (ADSL G.Dmt).

En cuanto al estudio de costos debemos destacar que no se consideraron los costos de desarrollo para ambos prediseños, ya que siempre pensamos, que de ser posible la implementación de los diseños estos se realicen mediante proyectos de fin de carrera.

Dado que no existen Cores para los DSP's no podemos realizar una comparación de costos entre ambos prediseños. De todas formas, para salvar esta limitante debemos acotar que existe código libre para la implementación de la FFT dentro de la familia de DSP elegida en el prediseño [24].

Para su comparación, primero debe tomarse en cuenta el estudio de costos realizado por cada uno de los prediseños presentados para comprender la apreciable diferencia entre uno y otro prediseño. Es claro que la capacidad y velocidad de procesamiento se ven reflejadas en el costo. Por eso el primer prediseño presentado sería la opción más accesible desde el punto de vista del costo. Pero es claro que esta diferencia se refleja en la cantidad de puntos que procesan ambos pre-diseños.

La desventaja que encontramos al primer prediseño es que se está muestreando al límite de Nyquist. Siempre fuimos concientes de esta limitante, ya que se eligió muestrear al límite para poder realizar un prediseño mediante el uso de DSP. Estos tienen un costo sensiblemente menor a las FPGA, pero solo son capaces de realizar FFTs de hasta 1024 puntos. Esto nos trae como consecuencia que no tendríamos un diseño libre de errores ya que al muestrear al límite aumenta la probabilidad de tener interferencia intersimbólica (ISI) debido a la imposibilidad de realizar un filtrado ideal antes de muestrear.

La gran desventaja del segundo prediseño es el costo, pero se tiene mejoras desde el punto de vista del diseño ya que no tiene la limitante del filtrado como en el caso del primer prediseño.

Otra ventaja que se tiene con el segundo prediseño es que útil para ADSL2+ y adaptable a dicha tecnología. No siendo así para el primero ya que no se estaría cumpliendo el Teorema de Muestreo debido a que el ancho de banda de ADSL2+ es de 2.208MHz.

Referencia Capítulo 8

Normas y Estándares:

[1]-ITU-T G.996.1 Test Procedures for Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers, Febrero 2001. www.itu.org

Páginas Web:

- [2]-“Understanding Pipelined ADCs”, Dallas Semiconductors. Application Note 1023. Marzo 2001. <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1023.pdf>
- [3]-“Pipelined ADCs Come of Age”, Dallas Semiconductor. Application Note 634. Marzo 2000. www.maxim-ic.cn/pdfserv/en/an/AN634.pdf
- [4]-Fujitsu Microelectronic, Inc Key Wave™ II Quad Analog Front End. Mayo 2001. www.fujitsu.com/us/news/pr/fma_20010522-02.html
- [5]-“Embedding FPGAs in DSP”, by Rodger Hosking, Richard Kuenzler, Junio 2005. www.automotivedesignline.com/howto/164901126
- [6]-“DSP meets FPGA. Is Massive Parallelism Enough?”, Custom-wired algorithms make FPGAs a serious signal-processing contender, Jack Shandle. Noviembre 2003. http://www.techonline.com/community/tech_group/dsp/31151?print
- [7]- “Choosing DSP or FPGA for your Application”, P. Warnes. Rev1.1. Julio 2002. www.hunteng.co.uk/pdfs/tech/FPGAorDSP.pdf
- [8]- “Implementing FFT in an FPGA Co-Processor”. Sheac Yee Lim and Andrew Crosland, Altera. Septiembre 2004. CF-FFT031505-1.0. www.techonline.com/pdf/pavillions/gsp/2004/747.pdf
- [9]- Cypress Semiconductor: www.cypress.com
- [10]-Analog Devices: www.analog.com
- [11]-Texas Instruments: www.ti.com
- [12] Core Benchmark Texas Instruments <http://focus.ti.com/dsp/docs/dspplatformscontentaut.tsp?sectionId=2&familyId=326&tabId=495>
- [13]-Xilinx Inc: www.xilinx.com
- [14]-Altera Corporation: www.altera.com
- [15]-“MegaCore Function User Guide”, FFT. Documents Version 2.2.0. Octubre 2005. UG-FFT-1.6 www.altera.com
- [16]-“Implementing Multipliers in FPPA Devices”. Application Note 306. Julio 2004 versión 3. www.altera.com
- [17]-“Stratix II device Handbook”, Volume I. Altera Corporation, Diciembre 2005. SII51001-4.0. www.altera.com
- [18]-“Newsletter for Altera Customer”. Fourth Quarter, Noviembre 1996. www.altera.com.cn/literature/nv/nv96q4.pdf
- [19] Linear Technology: www.linear.com
- [20]-Kit de Desarrollo DSP “Code Composer Studio, CCStudio”, Texas Instrumentes. <http://focus.ti.com/dsp/docs/dspsupportatn.tsp?sectionId=3&tabId=415&familyId=44&toolTypeId=30>
- [21] -Precio del CCStudio, Texas Instruments. <http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/ccstudiosubscriptions.html>
- [22] Licencia del Quartus II que esta incluye la IP megacore Functions y DSP Builder <http://www.altera.com/products/ip/dsp/transforms/m-ham-fft.html>

[23]-Lista de precios de la licencia del Quartus II, Altera Septiembre 2005.

www.altera.com/education/univ/materials/boards/price-list.pdf

[24] “An Implementation of FFT, DCT, and other Transforms on the TMS320C30”,
Panos Papamichalis, Application Report: SPRA113, 1997.

<http://focus.ti.com/docs/apps/catalog/resources/appnoteabstract.jhtml?abstractName=spra113>

Capítulo 9.

Conclusiones.

9.1 Introducción

Durante el desarrollo de este proyecto se identificaron cuatro objetivos principales:

- poder extender las funcionalidades del simulador software, desarrollado durante el convenio ANTEL-FING, de ADSL G.Lite a ADSL G.Dmt.
- estudio de las soluciones comerciales existentes de equipos de simulación (Simulador de Línea y Generador de Ruido).
- lograr un prediseño de un simulador de línea y generador de ruido para ADSL y futura adaptabilidad del mismo a la tecnología ADSL2+.
- brindar una recomendación a ANTEL en cuanto a sus intereses.

Analizaremos cada uno de los objetivos y en función de ello desarrollaremos los resultados obtenidos, las dificultades encontradas y el trabajo a futuro.

9.2 Extensión del simulador software a Full-Rate (SimADSLv1 a SimADSLv2)

En lo que respecta a extender las funcionalidades del simulador a full-rate creemos haber cumplido con este objetivo ya que se lograron realizar todos los cambios necesarios en el software para adaptarlo a la nueva tecnología. Esto lo podemos ratificar ya que una vez presentadas las diferencias con ADSL G.Lite pudieron ser reflejadas en el mismo.

Por ejemplo, el ancho de banda de las señales desplegadas en el simulador se duplicó, se siguen manteniendo las densidades espectrales de potencia de los ruidos ya establecidos y se agregó el Crosstalk (NEXT y FEXT) introducido por la propia señal ADSL G.dmt en un mismo par y el modelado del RFI. A su vez se comprobó que dichas densidades espectrales concuerdan en forma y valor con las citadas en la norma G.Test.

Se verificó que la velocidad teórica alcanzada en la nueva versión llega a valores cercanos a los máximos teóricos. Para el cálculo de la velocidad teórica sólo se tuvieron en cuenta los métodos de asignación de bit de Densidad Espectral Plana, dejando el método de Mínimo Incremento de Potencia como opción para prueba, ya que como vimos en el capítulo 7 este no es útil en ADSL G.dmt.

Otras diferencias entre ambas tecnologías incluyen algunos de los parámetros iniciales del modem, como ser la última portadora del downstream y el Power Cutback que utiliza ADSL G.Lite.

Otro cambio fundamental fue el entramado, ya que debimos pasar del entramado de overhead reducido en canal intercalado de ADSL G.Lite al entramado con overhead reducido en el canal rápido de ADSL G.dmt. Como se explicó en el capítulo 7, se implementó solamente este entramado debido a que es el utilizado por la mayoría de los modems ADSL actualmente.

9.2.1 Resultados obtenidos

Consideramos que se tiene una herramienta más para estimar la velocidad alcanzada por un enlace ADSL Full-Rate en diferentes escenarios de la planta externa. También se puede apreciar como se degrada la performance de los servicios DSL en presencia de ruido e interferencia.

9.2.2 Dificultades encontradas

En el punto que tuvimos más dificultad fue cuando iniciamos los cambios en el bloque Cálculo de Velocidad Teórica. La función principal de este bloque es el cálculo de la velocidad neta, para ello hay que restar los encabezados que se emplean en esta tecnología. Estos dependen fuertemente del modo de entramado y el canal empleado en la transmisión.

Pese a que los modos de entramado y el overhead a emplear están definidos en la norma, no encontramos evidencia del uso de todos los que allí se explicitan. Todo indica que los proveedores de servicios solo emplearían el modo 3 (overhead reducido y canal rápido de datos) ya que el resto de los modos de entramado se emplearían según el tipo de aplicaciones, y las funcionalidades que con ellos se tiene se pueden obtener en capas superiores.

Una vez que se definió el modo 3 como el método de entramado a implementar se tuvieron dificultades para estimar los bytes que se agregan a los datos para corrección de errores. Estos bytes son agregados a los bytes de datos para proveer redundancia y evitar retransmisiones, pero ¿cómo calcularlos u estimarlos si a priori no se sabe la información que se va a enviar? Si se hubiese contado con medidas podríamos haber obtenido una estimación de cuantos bytes se agregan o al menos haber definido un rango de variación.

Los modos de entramado son manejados por el modem ADSL como forma de salvar nuestra limitación en la realización de medidas de campo para validar nuestro software, con lo cual se debió dejar a criterio del usuario el manejo del overhead introducido por el código de redundancia (Reed-Solomon), en vez de poder calcularlo a partir de la velocidad de la línea.

9.2.3 Cumplimiento de lo planificado

Al inicio de este proyecto nos propusimos alcanzar este objetivo en un plazo de tres meses. Esto no se cumplió principalmente por el punto discutido anteriormente que hasta último momento se hicieron esfuerzos por conseguir información contundente sin resultados positivos.

Otro punto a destacar es que modificar un código que no fue desarrollado por nosotros retrasó más de lo esperado. Una vez entendido su funcionamiento tuvimos que encontrar las diferencias entre las tecnologías por lo cual se estudiaron dos normas diferentes lo que nos demandó aun más tiempo.

9.2.4 Trabajos a futuro

La validación del software la logramos comparando los resultados obtenidos contra la norma. Es por esto que si bien es un límite superior sería bueno poder validar los resultados contra algunas medidas para poder discernir cuanto se ajusta lo modelado con la realidad.

9.3 Estudio de las soluciones comerciales de equipos de simulación hardware

La investigación sobre las soluciones de los equipos de simulación hardware (Simulador de Línea y Generador de Ruido) disponibles en el mercado nos sirvió como punto de partida para poder desarrollar nuestro prediseño hardware.

9.3.1 Resultados obtenidos

Se seleccionó una lista con los cuatro fabricantes más importantes de simuladores de línea y generadores de ruido: Acterna, Sparnex, Spirent y Telebyte. Se estudiaron las diferentes prestaciones, limitaciones y costos de estos equipos.

En el análisis de las hojas de datos encontramos que todas eran planteadas desde un punto de vista meramente comercial y se extrajo la información más importante desde el punto de vista técnico.

Se realizó un estudio de costos de estos equipos con la ayuda de gente entendida que nos sirvió para una posterior evaluación de la conveniencia o no del desarrollo de un prediseño hardware.

9.3.2 Dificultades encontradas

En lo que respecta a la recopilación de material, intercambiamos correos con los fabricantes antes mencionados para poder adquirir material más detallado de estos equipos pero solo tuvimos alcance a aquel que se encontraba en sus páginas web. Como mencionamos anteriormente, si bien se podía rescatar algunos datos, en su mayoría el contenido era muy comercial.

Otra dificultad fue a la hora de averiguar el costo de estos equipos. En el caso de Telebyte por ejemplo, sólo cotizaban para empresas y no pudimos obtener ningún precio.

9.3.3 Cumplimiento de lo planificado y trabajo a futuro

Durante este análisis se cumplió con lo planificado en el cronograma. Además creemos haberlo desarrollado en forma completa, sorteando riesgos que fueron considerados a la hora del realizar el cronograma como ser el intercambio de información con los fabricantes. No distinguimos ningún trabajo a futuro dentro de este objetivo.

9.4 Lograr un prediseño hardware de un simulador de línea y de un generador de ruido

Simulador de Línea: pasando ya a la implementación hardware, consideramos que se lograron los objetivos impuestos, ya que se partió de la base de lograr un prediseño de alto nivel, en el cual se pudieron definir requerimientos específicos en cada uno de los bloques. En este punto se presentaron dos prediseños cada uno basado en tecnologías diferentes dados por los requerimientos impuestos.

Generador de ruido: lamentablemente no se pudo alcanzar con este objetivo. Nuestra primera idea fue usar SimADSLv2 extendido (SimADSLv3) como generador de ruido ya que éste manejaba una librería completa con todas las densidades espectrales de potencia de los diferentes ruidos e interferentes. Dado los requisitos impuestos para la manipulación de señales mediante el uso de Fourier, esto nos impuso que tanto la señal ADSL como la carga de la línea ($H(f)$), manipulen señales complejas. Al trabajar con densidades espectrales de potencia, como lo hace SimADSL, solo manipulamos la parte real de los ruidos e interferentes por lo que no estamos considerando el aporte de la fase. Como forma de salvar esta limitante, se estudiaron posibles soluciones que se presentaran como vistas a futuro dentro de este proyecto. No se pudo implementar ninguna solución ya que su implementación excedería a los plazos preestablecidos.

9.4.1 Resultados obtenidos

Mediante el desarrollo de estos prediseño creemos haber dado un gran paso inicial y ahorrar gran parte de tiempo si se pensara realizar un diseño a bajo nivel. No sólo ésto, sino que se pudo seleccionar un hardware específico para implementar cada unos de estos bloques, pero con el aliciente de no pensar en optimizar el costo ni el tiempo. Por ejemplo, puede llegar a ser viable implementar todo el proceso de simulación con un único dispositivo, siempre y cuando se respeten los requerimientos del tiempo de procesamiento.

Considerando que la recopilación de información se tornó crítica, fundamentalmente en la etapa de estudio de los simuladores existentes en el mercado ya que la información disponible era puramente comercial, el prediseño terminó siendo un buen paso inicial para la implementación a futuro en hardware.

Además se estudio la posibilidad de interacción entre el simulador software adaptado SimADSLv3 y el posible desarrollo a futuro de un simulador hardware, en el cual utilizar el software como generador de ruido y para brindar al hardware los valores de transferencia de la línea la cual sería cargada desde una PC corriendo dicho software. Concluimos a partir del análisis de una posible interacción que habría que definir específicamente la interfaz de comunicación entre la PC y el hardware junto con el rediseño de algunas de las rutinas software para lograr dicho objetivo.

A partir de la integración de SimADSLv3 en el prediseño se logran las características esenciales:

- Si bien a nivel del bloque de cálculo de líneas las modificaciones no fueron muchas en lo que respecta a la caracterización de la planta, pudimos aprovechar estas prestaciones de SimADSLv3 para nuestro diseño. Desde el punto de vista

de los simuladores, se logró un diseño que presenta algunas ventajas con respecto a los simuladores de Telebyte o Acterna, en los cuales no se logra tener flexibilidad a la hora de configurar las líneas. Del mismo modo que en todos los equipos del mercado, se pueden setear las características de la línea, como ser el largo, el tipo de cable, aislamiento, bridge taps, etc; también cuenta con los loops de prueba establecidos en las normas tan necesarios para las pruebas de interoperabilidad y performance de los modems.

- Como se analizó en capítulos anteriores, todos los generadores de ruido implementan algún mecanismo de librerías en la cual se modelan las densidades espectrales de potencia de los ruidos e interferentes presentados en las normas. De poderse llegar a modelar los interferentes y ruidos en Matlab, hacen de este software un generador de ruido completo, ahorrando tiempo de diseño hardware y costo de fabricación o importación.
- Pese al corto tiempo que tuvimos para encarar un diseño de tales características, intentamos abarcar todos los requerimientos a gran escala, lo cual nos llevo a no profundizar demasiado en algunos aspectos, y dejando como tareas a futuro otras prestaciones que tuvimos en cuenta a la hora de empezar el prediseño, pero que no pudimos llevar a cabo, como por ejemplo el intercambio de datos entre la PC y el simulador y el modelado en el dominio del tiempo.

9.4.2 Dificultades encontradas

La principal dificultad encontrada fue no poder implementar el generador de ruido como mencionamos anteriormente.

Otro punto que se tornó difícil para el desarrollo de los prediseños fue el estudio de los DSPs y FPGAs. Nos encontramos en un mundo totalmente desconocido para nosotros por lo que su estudio demandó mucho tiempo de nuestra parte.

Nuevamente en el análisis de costos de los prediseños tuvimos dificultades a la hora de conseguir el precio de los componentes.

9.4.3 Cumplimiento de lo planificado

Lo mencionado en la sección anterior nos consumió gran parte del tiempo planificado para este objetivo. Estimamos tener un prediseño en un plazo de seis meses, pero también creemos que hubo factores ajenos al proyecto que en cierta manera nos retrasaron.

9.4.4 Trabajos a futuro

Es importante recalcar nuevamente que se trató de un prediseño a muy alto nivel en el cual se abarcaron los requerimientos a gran escala, sin profundizar demasiado en algunos aspectos por el corto tiempo que disponíamos para alcance de este objetivo.

De esta manera encontramos varias tareas a futuro que consideramos importantes para lograr un diseño hardware de bajo nivel. Dentro de los bloques definidos en el prediseño se identificaron:

- Programación e interconexión de los diferentes módulos involucrados en ambos prediseños.
- Interfaz con la PC para un posterior procesamiento en tiempo real el cual ayudaría a la implementación del diseño del fenómeno del self-crosstalk y la generación de ruido impulsivo en el dominio del tiempo.
- Análisis de tiempos más detallado entre las involucradas en el prediseño.
- Posibilidad de implementar todas las etapas definidas en un solo dispositivo en un tiempo de ventana.
- Futura adaptabilidad con la tecnología ADSL2+.
- Desarrollo del simulador software propuesto (SIMADSLv3), para que éste sea utilizado como generador de ruido y herramienta de interacción entre el usuario y el entorno de prueba. Esto, con el objetivo de cargar datos desde la PC (en donde corre dicho software) como son los vectores de ruido y crosstalk, vectores de transferencia de la línea y entregar a la misma la señal ADSL para el cálculo del self-crosstalk el cual debe implementarse en el software.

Posibles soluciones para el Generador de Ruido:

Recordando las funciones de SimADSLv3, este tenía como función principal pasarle al bloque Procesamiento en frecuencia la matriz de transferencia $H(f)$ y el ruido y crosstalk configurado en la línea $N(f)$. Esto con el objetivo de poder modelar la simulación de la línea mediante la siguiente expresión: $Y(f) = X(f)H(f) + N(f)$.

Tanto $X(f)$ como $H(f)$ son funciones complejas, pero en SimADSLv3 $N(f)$ es real dado que no conocemos el comportamiento de la fase. De esta manera en resultado final, no se está considerando el aporte en fase del ruido $N(f)$.

En vista de esto se plantearon las posibles soluciones, expresándolas mediante el siguiente diagrama de flujo.

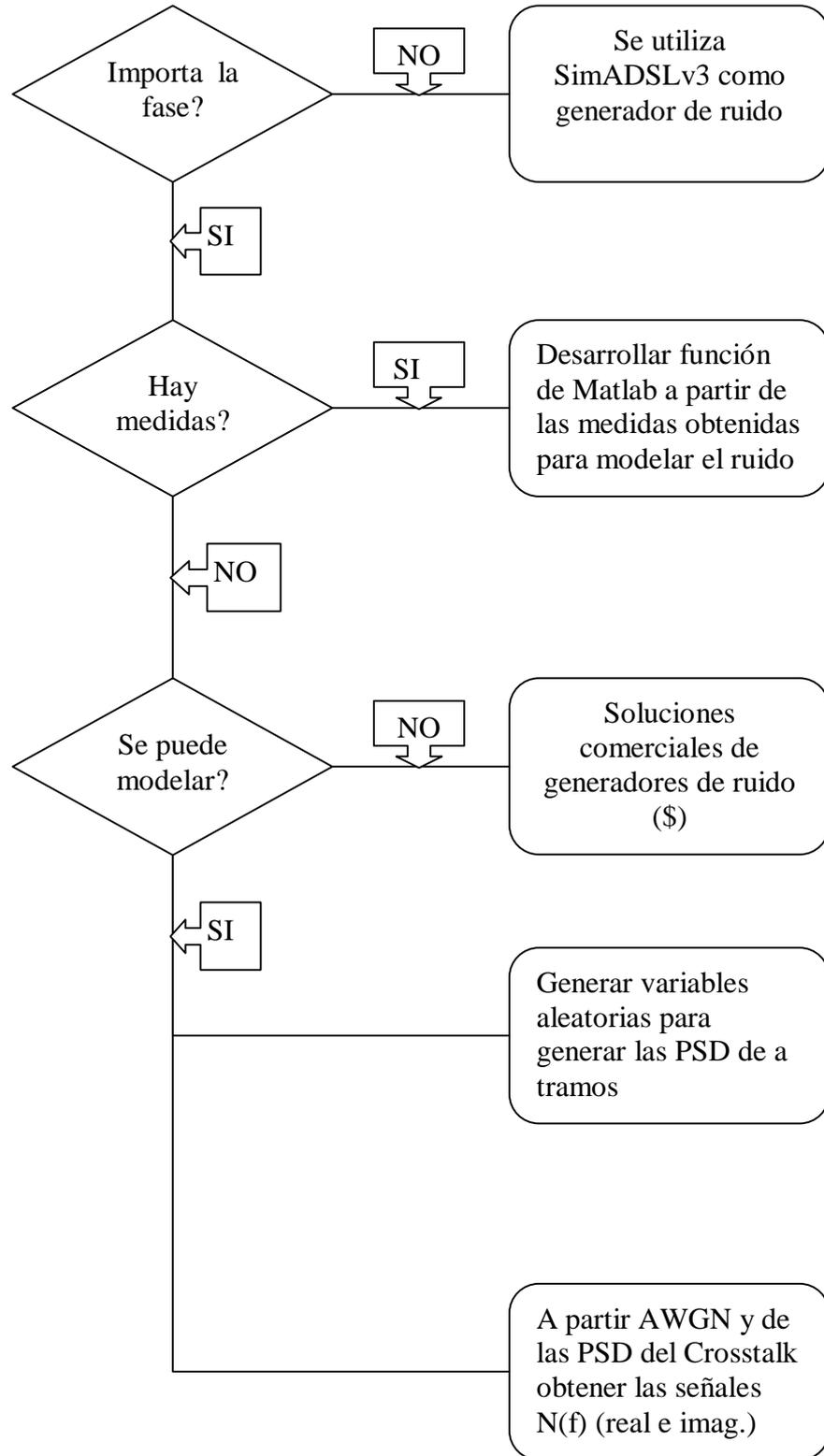


Fig.-9.1: Diagrama de Flujo de las posibles soluciones propuestas.

Lo primero que se debe discutir es si los resultados varían considerablemente al no tener en cuenta la fase del ruido. De llegarse a la conclusión que con el modulo del ruido basta para tener una simulación aceptable, con SimADSLv3 se resolvería el problema.

Si fuera fundamental tener la fase del ruido, el siguiente paso lógico sería tratar de conseguir o realizar medidas sobre pares de cobre para obtener estadísticas reales de todos los tipos de ruido e interferentes. Esto puede llegar a ser muy tedioso, ya que se pretende simular TODOS los tipos de interferentes posibles. Esto implica realizar medidas de campo para cada uno de los tipos. Si se obtienen las medidas, luego se deberá tratar de simular o generar el ruido aleatoriamente a partir de éstas.

De no ser posible realizar medidas, quedan dos opciones claras:

- Tratar de modelar el ruido
- Comprar un Generador de Ruido en el mercado.

Obviamente la segunda opción implica un gasto considerable, por lo cual lo ideal sería (ya que se pretende que se haga como proyecto de fin de carrera) que se lograran modelar todos los tipos de ruidos e interferentes.

Para el modelado se plantean dos ideas para tener en cuenta:

- Modelar a tramos la PSD del Crosstalk mediante variables aleatorias cuyo espectro sea cada uno de los tramos de la PSD
- Multiplicar AWGN creado aleatoriamente por un filtro con módulo y fase, con la forma de la PSD del crosstalk que queremos simular.

La primera opción podría ser la más difícil de implementar en matlab, ya que implica manejar muchas variables aleatorias a la vez con el objetivo de crear una señal cuyo espectro sea similar a la PSD que se quiere simular. Por otro lado no sabemos si es posible realizarlo de esta manera, ya que no encontramos bibliografía alguna sobre este tipo de solución.

La segunda opción es sugerida por estudios realizados en el IOL (Inter- Operability Lab) [1]. Parece ser la mejor opción, pero habría que analizar más a fondo la solución que allí se propone.

Obviamente estas son sólo algunas alternativas que encontramos por donde comenzar a analizar la solución final.

9.5 Recomendación a ANTEL en cuanto a sus intereses

Para el brindar una recomendación a ANTEL nos basaremos en dos cosas: comparativa de los prediseños en cuanto a costos y el tiempo que involucraría el desarrollo de los mismos.

9.5.1 Resultados obtenidos

Se presentaron dos prediseños del equipo de simulación hardware y se dio un estimativo del costo que estos involucran. Obviamente existe un compromiso grande entre la eficiencia y el costo, pero nuestra tarea no es la de dejar establecido un diseño óptimo, sólo buscamos presentar la posibilidad de desarrollo y dejar claro el estudio de la factibilidad de una posible implementación de los diseños a un costo razonablemente más bajo en comparación al costo de los simuladores existente como vimos en el capítulo 6.

Observando la gran diferencia de costos entre las soluciones de los fabricantes y nuestro prediseño todo parece indicar que convendría desarrollar un diseño hardware. Pero no debemos engañarnos ya que estas estimaciones de costos representan cierto tipo de inversión inicial que podemos tomar de base dado que indudablemente el costo real es mayor. Con lo cual, es adecuado tomar este análisis como una primera inversión a corto plazo pero no debemos aspirar a que solamente con ella podemos llevar a cabo una implementación final.

Para que estos valores puedan ser comparables habría que considerar un diseño inicial del simulador de línea y generador de ruido a más bajo nivel, como por ejemplo, especificaciones eléctricas, packaging de las placas y de los equipos, análisis más minuciosos de tiempos entre interfaces, conectores entre diferentes módulos, interfaz con la PC entre otras.

En lo que respecta a las horas hombre nos parece muy difícil estimar la cantidad de horas exactas para llegar a un producto terminado de un equipo de simulación teniendo en cuenta la cantidad de tareas a futuro que consideramos. En una primera instancia nos podríamos basar en nuestra experiencia adquirida. Dado que brindamos un primer análisis del equipo simulación basado en el estudio de tecnologías y hardware disponible para su desarrollo, creemos que ahorramos una gran etapa previa de análisis a la implementación hardware.

Si consideramos cada una de las tareas enumeradas en las secciones anteriores como tareas a realizar en un grupo de proyecto y teniendo en cuenta las horas estimadas para la realización de nuestro proyecto, creemos que un par de grupos de proyectos trabajando en forma conjunta pueden realizarlo en el plazo curricular establecido.

En cuanto a la recomendación a ANTEL sobre la factibilidad de implementar este equipo mediante proyectos de fin de carrera, debemos acotar que con el costo estimado del prediseño con DSPs, más aún teniendo en cuenta que en la facultad se podría llegar a adquirir estos dispositivos mediante donaciones o convenios, vale la pena el esfuerzo económico por parte de la empresa, ya que serviría para promover la realización de proyectos interesantes, con una tecnología muy difundida actualmente, y a un bajo costo.

Referencia Capítulo

Páginas Web:

[1]-“DSL Crosstalk Simulation and Calibration”, Timothy R.Clark, 11 Mayo 2004.
InterOperabilityLaboratory.

www.iol.unh.edu/training/dsl/DSL_Crosstalk_Simulation_and_Calibration.doc

Referencia Totales

Bibliografía:

- “Caracterización de la planta externa para su uso a altas velocidades”, Convenio ANTEL-FING, Septiembre 2002.
- “ADSL/VDSL Principles”, Dr. Dennis J. Rauschmayer. Macmilan Technology Series, ISBN 1-57870-015-9. Copyright 1999.
- “ADSL, VDSL and Multicarrier Modulation”, J. Bingham, Wiley Inter-Science, ISBN 0-471-29099-8, Mayo 2000.
- “Understanding Digital Subscriber Line Technology”, Thomas Starr, John M. Cioffi, Peter J. Silverman.
- “Digital Signal Processing Principles, Algorithms and Applications”, 3th Edition. Jhon G.Proakis and Dimitris G.Manolakis, New Jersey USA. 1996 Prentice Hall.
- “An Algorithms for Machina Calculations of Complex Fourier Series”, Math Computacional, 1965.

Normas y Estándares:

- ITU-T G.992.1 Asymmetric Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers, Julio 1999. www.itu.org
- ITU-T G.992.2 Splitterless Asymmetric Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers, Julio 1999. www.itu.org
- ITU-T G.992.3/4 Asymmetric/Splitterless Asymmetric digital subscriber line transceivers 2 (ADSL2/Splitterless ADSL2). Mayo 2005/Juilo 2002. www.itu.org
- ITU-T G.992.5 Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) transceivers - Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2+). Enero 2005. www.itu.org
- ITU-T G.994.1 Handshake Procedure for Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers. Mayo 2003. www.itu.org
- ITU-T G.995.1 Overview of Digital Subscriber Line (DSL) Recommendations. Febrero 2002. www.itu.org
- ITU-T G.996.1 Test Procedures for Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers, Febrero 2001. www.itu.org
- ITU-T G.997.1 Physical Layer Managements for Digital Subscriber Line (DSL). Septiembre 2005. www.itu.org
- “ATM over ADSL Recomendation”, TR-017, DSL Forum. Mayo 1999. www.dslforum.org/techwork/tr/TR-017.pdf
- “ADSLF Testing & Interoperability Working Group”, Technical Report. TR-023, DSL Forum. Mayo 1999. www.dslforum.org/techwork/tr/TR-023.pdf
- “ADSL Interoperability Test Plan”, Technical Report TR-048. DSL Forum. Abril 2000. www.dslforum.org/techwork/tr/TR-048.pdf

Páginas Web:

“ADSL Tutorial”, Mathew J.Longlais, University of New Hampshire Interoperability Laboratory.Mayo2002

www.iol.unh.edu/consortiums/adsl/groupptest/mar_14_2005gtp/logistics.v1.4.pdf

“Signal Processing in Communications I: xDSL”, Samuel Sheng, Phd.D Data Path Systems, Inc. Agosto 1999.

www.hotchips.org/archives/hc11/1_Sun/hc99.t1s2.sheng.pdf

“DSL White Papers”, Allied Telesyn International Ltd, New Zeland. Agosto 2004.

www.alliedtelesyn.com/corporate/media/whitepapers/dsl_wp_a.pdf

Vocal Technologies, Ltd. www.vocal.com/adsl/modems

“ Loop Qualification for xDSL”, Final Report by Adam Wia. Department Applied Signal Processing Ericsson Telecom. Department of Signal, Sensor & System at Royal Institute Technology. IR-SB-EX-0104. Febrero 2001.

www.s33.kth.se/publications/2001/IR-SB-EX-0104.pdf

Test & Measurements Solution, Whitepapers. Spirent Cmunications.

www.spirent.com

Test & Measurement Laboratory, Whitepapers. Sparnex

www.sparnex.com

Product Preview, Key Wave TM AFE, Fujitsu Microelectronic Uk Limited. Diciembre 1998. www.fujitsu.com

“A calculation of the required A/D Precision for ADSL” W.Chen. Bellcore T1E1 Contribution, T1E1 4/92-082, Mayo 1992.

“ADSL/VDSL Line Simulation, A Feasibility Study and Initial Design”, Andrew Wilkinson, Agosto 1999. Dr Phil Lane. University College London.

www.user.tototalise.co.uk/~awilkinson/index.html

“Mixed Signal and DSP Designs Technics”, Section 5, Fast Fourier Transform. Walter Kester, 2000.

www.analog.com/Analog_Root/static/static/pdf/dataConverters/Mixedsignal_Outline.pdf

Products , Acterna Inc,: www.acterna.com

Test & Measurements, Products Portfolio. Sparnex NV: www.sparnex.com

Spirent products, Spirent Communications: www.spirentcom.com

Products, Telebyte Inc: www.telebytebroadband.com

“Análisis de Costo”, Cra. Alicia Bentancor y Lic. Gonzalo Venditto.

“ADSL Optimization of parameters relative to the error correction technique”, F.Moulin, M.Ouzzif, F.Gauthier, A. Zeddman.

www.issls-council.org/proc02/papers/57a4m.pdf

“Radio Frecuency Infrerence and Capacity Reduction in DSL”, Michael Carter. Interoperability Laboratory, University of New Hampshire, Durham, NH 032824, USA.

www.iol.unh.edu/training/dsl/RFI_DSL.pdf

Products, SpeedTouch TM: www.speedtouchdsl.com

Products, TurboComm : www.turbocomm.com

“ADSL Clear EOC Channel Capability”, Ryan Yi Wang. Boadband Access Groups. Application Report SPRAA17. Abril 2004. Texas Instruments.
<http://focus.ti.com/pdfs/beg/Spraa17.pdf>

Asesoramiento por parte de ANTEL, Ing. Línder Reyes. ANTEL, división Antel- Data. “Understanding Pipelined ADCs”, Dallas Semiconductors. Application Note 1023. Marzo 2001. <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1023.pdf>

“Pipelined ADCs Come of Age”, Dallas Semiconductor. Application Note 634. Marzo 2000. www.maxim-ic.cn/pdfserv/en/an/AN634.pdf

Fujitsu Microelectronic, Inc Key WaveTM II Quad Analog Front End. Mayo 2001. www.fujitsu.com/us/news/pr/fma_20010522-02.html

“Embedding FPGAs in DSP”, by Rodger Hosking, Richard Kuenzler, Junio 2005. www.automotivedesignline.com/howto/164901126

”DSP meets FPGA. Is Massive Parallelism Enough?”, Custom- wired algorithms make FPGAs a serious signal-processing contender, Jack Shandle. Noviembre 2003. http://www.techonline.com/community/tech_group/dsp/31151?print

“Choosing DSP or FPGA for your Application”, P. Warnes. Rev1.1. Julio 2002. www.hunteng.co.uk/pdfs/tech/FPGAorDSP.pdf

“Implementing FFT in an FPGA Co-Processor”. Sheac Yee Lim and Andrew Crosland, Altera. Septiembre 2004. CF-FFT031505-1.0. www.techonline.com/pdf/pavillions/gsp/2004/747.pdf

Cypress Semiconductor: www.cypress.com

Analog Devices: www.analog.com

Texas Instruments: www.ti.com

Core Benchmark Texas Instruments
<http://focus.ti.com/dsp/docs/dspplatformscontentaut.jsp?sectionId=2&familyId=326&tabId=495>

Xilinx Inc: www.xilinx.com

Altera Corporation: www.altera.com

“MegaCore Function User Guide”, FFT. Documents Version 2.2.0. Octubre 2005. UG-FFT-1.6 www.altera.com

“Implementing Multipliers in FPGA Devices”. Application Note 306. Julio 2004 versión 3. www.altera.com

“Stratix II device Handbook”, Volume I. Altera Corporation, Diciembre 2005. SII51001-4.0. www.altera.com

“Newsletter for Altera Customer”. Fourth Quarter, Noviembre 1996. www.altera.com.cn/literature/nv/nv96q4.pdf

Linear Technology: www.linear.com

Kit de Desarrollo DSP “Code Composer Studio, CCStudio”, Texas Instrumentes.
<http://focus.ti.com/dsp/docs/dspsupportatn.jsp?sectionId=3&tabId=415&familyId=44&toolTypeId=30>

Precio del CCStudio, Texas Instruments.

<http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/ccstudiosubscriptions.html>

Licencia del Quartus II que esta incluye la IP megacore Functions y DSP Builder

<http://www.altera.com/products/ip/dsp/transforms/m-ham-fft.html>

Lista de precios de la licencia del Quartus II, Altera Septiembre 2005.

www.altera.com/education/univ/materials/boards/price-list.pdf

“An Implementation of FFT, DCT, and other Transforms on the TMS320C30”, Panos Papamichalis, Application Report: SPRA113, 1997.

<http://focus.ti.com/docs/apps/catalog/resources/appnoteabstract.jhtml?abstractName=spra113>

“DSL Crosstalk Simulation and Calibration”, Timothy R.Clark, 11 Mayo 2004. InterOperabilityLaboratory.

www.iol.unh.edu/training/dsl/DSL_Crosstalk_Simulation_and_Calibration.doc

Glosario.

A)

AAL: ATM Adaptation Layer. La capa sobre la capa ATM en el stack de protocolos lógicos, esta capa traduce formatos de servicios de capas superiores en celdas ATM.

AAL-5: ATM Adaptation Layer 5. Clasificación de la ITU-T para una capa AAL que soporta conexiones orientadas a la conexión y tráfico de datos tolerantes al retardo.

Acometida: cable aéreo que va instalado desde la caja de dispersión hasta el acceso del abonado.

ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line. Tecnología de comunicación de datos que permite la transmisión de datos sobre los pares de cobre a una velocidad superior a la de los módems convencionales. Para el acceso emplea 1.1Mhz de ancho de banda y tiene la posibilidad de ofrecer, dependiendo de la línea del abonado, tasas en el downstream de 8Mbps. Las tasas en el upstream comienzan en los 64Kbps y típicamente alcanza los 256Kbps, pero puede llegar hasta los 768Kbps. Definido en las normas de la ITU-T G.992.1 y ANSI T1.413

ADSL Lite: Asymmetric Digital Subscriber Line. Tecnología ADSL definida en el estándar ITU-T G.992.2, que provee de velocidades de 1.544Mbps

ADSL 2: Asymmetric Digital Subscriber Line 2. Tecnología ADSL de alta velocidad definida por los estándares ITU-T G.992.3/4, capaz de brindar hasta 12Mbps en el downstream

ADSL 2+: Asymmetric Digital Subscriber Line 2+. Para el acceso emplea un ancho de banda de 2.2Mhz y tiene la posibilidad de ofrecer velocidades más altas que ADSL de hasta 24Mbps en el downstream. Definido en la norma ITU-T G.992.5

A/D: Analog to Digital Conversion. Conversor de señales analógicas a señales digitales.

AEC: Arancel Externo Común.

AEX: ASx Extension Byte. Byte de extensión insertado en la estructura de la trama ADSL transmitida para proporcionar capacidad de sincronización que es compartida entre canales portadores ASx.

AFE: Analog Front End. Es el extremo frontal analógico.

ALUT: Adaptive Lookup Table.

AM: Amplitude Modulation. Técnica de modulación lineal en la cual se varía la amplitud de la señal portadora de forma que esta cambie de acuerdo a la señal moduladora que transporta los datos a transmitir.

AMI: Amplitude Code Modulation. Código de línea para acomodar los requerimientos de densidad de los unos en línea T1 y E1.

Ancho de Banda: rango de frecuencias que un dispositivo es capaz de manejar.

ANSI: America National Standard Institute. Organismo que define las normas y esquemas de señalización en los Estados Unidos.

ANTEL: Administración Nacional de Telecomunicaciones.

AOOC: ADSL Overhead Channel. Canal para el control del encabezado de la trama ADSL.

ASx: Cualquiera de los canales portadores simplex AS0 a AS3.

AS0 a AS3: Designadores del canal portador simplex en el sentido descendente o downstream.

Atenuación: disipación de la energía transmitida por una señal que se propaga sobre un par de cobre.

ATM: Asynchronous Transfer Mode: Conjunto de reglas para la transmisión de datos de un lado para otro en una red de comunicaciones. ATM es un protocolo orientado a la conexión de conmutación de celdas, usa circuitos virtuales para transmitir los datos de un origen a un destino. Los datos son transmitidos a lo largo del circuito virtual en celdas de tamaño fijo 53 bytes de los cuales 5 bytes son de encabezados y 48 bytes de datos útiles. ATM no garantiza que cualquier celda particular alcance su destino, pero si garantiza que llegue en el mismo orden de como salió de la fuente. ATM emplea un conjunto de reglas para dar calidad de servicio (QoS) que les brinda prioridades a diferentes tipos de tráfico y fija límites de cuantas celdas se pueden perder o descartar.

ATMF: ATM Forum. Organización Internacional para la promoción y estandarización de ATM.

ATM Layer: Capa ATM. Para la conexión de dos entidades en la capa ATM del stack de protocolos lógicos.

ATU: ADSL Transmission Unit. Término ampliamente usado para nombrar cualquier dispositivo xDSL

ATU-C: ADSL Transceiver Unit – Central Office. Tranceptor ADSL que se ubica en el extremo central.

ATU-R: ADSL Transceiver Unit – Remote. Tranceptor ADSL que se ubica en el extremo remoto.

AWG: American Wire Gauge. Es una medida del diámetro del conductor su valor es inversamente proporcional al diámetro del cable.

AWGN: Aditive White Gaussian Noise. El ruido aditivo blanco gaussiano existente en todos los sistemas de comunicación y se debe entre otros al ruido térmico de los componentes electrónicos.

B)

Backbone: Circuito principal encargado de llevar los datos antes que sean separados hacia el destino final. Término que a menudo es usado para referirse a la parte de una red que une LANs diferentes.

Bit: digito binario. Unidad de información digital más pequeña que puede tomar dos valores 0 ó 1.

BER: Bit Error Rate. Mide la calidad de la comunicación indicando la cantidad de bits que fueron transmitidos incorrectamente respecto de la totalidad de bits transmitidos en un lapso de tiempo dado.

Bps: Bit/s Bits per second. Indica la velocidad a la cual se transmiten los datos en una conexión.

Bridged-Taps: Segmento del par trenzado o conectado al par principal en un solo extremo.

Bridge: Conexión que permite el pasaje de paquetes entre dos segmentos de red.

Byte: secuencia sucesiva de bits (usualmente 8) manejado por una unidad en la transmisión de datos.

C)

CAP: Carrierless Amplitude Phase Modulation. Código de línea similar al QAM que se implementa mediante filtros digitales, es empleado por algunos fabricantes en las diferentes tecnologías DSL.

Caja de dispersión: caja externa en donde se conectan multipares de 10 a 20 pares de cobre.

CBR: Constant Bit Rate. Una categoría de servicio en ATM con una determinada tasa de datos garantizada.

Celda: es la unidad de transmisión de datos empleada en ATM. Esta tiene un tamaño de 53 bytes de los cuales 5 bytes sin de encabezado y 48 bytes de datos útiles.

CF: Crest Factor. Relación entre el voltaje de pico y el voltaje rms.

CF: Current feed. Alimentación de corriente.

CIF: Cost Insurance and Freight: Costo del seguro y flete. Significa que el vendedor entrega cuando las mercancías sobrepasan la borda del buque en el puerto de destino

convenido. Esto quiere decir que el vendedor debe soportar todos los costos y riesgos de la pérdida y el daño de las mercancías desde ese punto.

Circuito: Conexión lógica entre dos dispositivos.

Clipping: recorte de una señal analógica debido al escaso rango dinámico del conversor A/D.

CO: Central Office. Facilidad de la PSTN que aloja uno o más switches proveyendo el servicio local de los usuarios de telefonía.

CP: Customer Premise. Instalación de los equipos del cliente.

CPE: Customer Premise Equipment. Equipo terminal de un servicio del lado del usuario que hace de interfaz en una red de telecomunicaciones.

CRC: Cyclic Redundancy Check. Algoritmo para el chequeo de errores con códigos de redundancia cíclica.

Crosstalk: Diafonía o Interferencia. Distorsión en la línea que aparece en los pares de cobre que se encuentran en el mismo multiplexor.

Cuadrete: Trenzado de dos pares de cobre.

CVoDSL: Channelized Voice over ATM. Mecanismo para el transporte de voz sobre líneas DSL.

D)

dB: Decibels. Unidad logarítmica que expresa la relación entre dos magnitudes normalmente potencia.

Dbm: Decibels por mili-watts. Un decibel referido a un miliwatts en 600Ω . Esta unidad mide la potencia relativa de una señal.

DFT: Discrete Fourier Transform. Herramienta matemática para el análisis de señales en el dominio de la frecuencia.

DS0: Digital Signal nivel 0. Un canal o señal digital de telecomunicaciones de 64kbps.

DSP: Digital Signal Processing. Microprocesador diseñado para realizar y ejecutar intensivos cálculos matemáticos y algoritmos de alta velocidad en tiempo real diversas aplicaciones. Dentro de las aplicaciones más comunes del DSP se encuentran: muestreo de señales, transformada rápida de Fourier y procesamiento de imágenes, audio digital y transmisión de datos.

D/A: Digital to Analog conversion. Conversores de señales digitales a señales analógicas.

DMT: Discrete Multi-Tone Modulation. Tecnología DSL que se basa en el procesamiento digital de las señales para dividir en sub-bandas el canal de transmisión.

DNA: Dirección Nacional de Aduana.

Downstream: sentido de la transmisión de datos, desde ATU-C a ATU-R.

DSL: Digital Subscriber Line. Familia de tecnologías que proveen conexiones digitales sobre los pares de cobre de la red telefónica local. Mediante esta se permite tener una comunicación digital sin bloquear el acceso a los servicios tradicionales de voz

DSLAM: Digital Subscriber Line Access Multiplexer. Dispositivo de red que usualmente esta ubicado en la compañía telefónica y que recepciona múltiples conexiones DSL, colocando las señales en un backbone empleando técnicas de multiplexado. Dependiendo del producto, el DSLAM conecta las señales DSL con alguna combinación de ATM, Frame Relay o Protocolos de Internet.

DTE: Data Terminal Equipment. El equipamiento, como una computadora o terminal que provee datos en la forma de transmisión de señales digitales.

E)

E1: Interfase digital que opera a 2048 Mbps, definida en las recomendaciones G.703/704 de ITU-T.

EC: Echo Cancellation. Mecanismo para la cancelación de eco.

EOC: Embedded Operation Channel. Es un canal entre dos dispositivos DSL a nivel de capa física usado para el manejo de datos.

Encapsulado: protocolo creado para información de control que es agregado a los datos o tramas que son fragmentados en bloques o paquetes. Los DTE construyen estos paquetes de control para encapsular los datos del usuario.

ETSI: European Telecommunication Standards Institute. Organismo que define las normas y esquemas de señalización en Europa

Ethernet: Estándar internacional para la implementación de redes alámbricas. Las redes básicas tradicionales ofrecen un ancho de banda de 10Mbps. Mientras que la Fast Ethernet provee velocidades de 10Mbps y la Gigabit Ethernet provee velocidades de 1000Mbps.

F)

FDM: Frequency Division Multiple. Técnica para la utilización de un canal común mediante la división en frecuencia de su espectro.

FEC: Forward Error Correction. Método para el control de errores en la transmisión de datos donde el dispositivo receptor puede detectar o corregir un carácter o bloque de código que contiene un número de bits erróneos.

FEXT: Far End Crosstalk (o Telediafonía). Crosstalk que ocurre en el extremo remoto de un enlace o línea.

FFT: Fast Fourier Transform. Es un algoritmo eficiente para calcular la DFT y su inversa. Se aplica para el procesamiento digital de señales.

FOB: Free on Board. Significa que el vendedor entrega cuando las mercancías sobrepasan la borda del buque en el puerto de embarque convenido. Esto quiere decir que el comprador debe soportar todos los costos y riesgos de la pérdida y el daño de las mercancías desde ese punto. El termino fob exige al vendedor despachar las mercancías para la exportación.

FPGA: Field Programmable Gate Array. Componente digital cuya lógica puede ser reprogramada después de su manufacturación.

Full-Duplex: Transmisión de datos sobre un canal en ambos sentidos al mismo tiempo.

ft: feets/pies. Unidad de longitud del sistema

G)

Gauge: indicativo del diámetro del alambre de cobre que se emplea para hacer el par trenzado
según el AWG.

G.Dmt: un nombre para la modulación de línea definida en el estándar de la ITU-T recomendación G.992.1.

G.Lite: un nombre para la modulación de línea definida en el estándar de la ITU-T recomendación G.992.2

G.Test: un nombre para las diferentes pruebas a realizar en las tecnologías DSL definida en el estándar ITU-T recomendación G.996.1

GPIB: General Purpose Instrumentation Bus. Bus de datos digital estándar para la conexión de dispositivos de test y medida a dispositivo controladores.

H)

Half-Duplex: Transmisión de datos sobre un canal en ambos sentidos pero que no puede ser realizada al mismo tiempo.

HDB3: High Density Bipolar Three Zeros Substitution. Código de línea usado para acomodar los requerimientos de los unos en líneas E1.

HDSL: High data rate Digital Subscriber Line. Tecnología DSL que provee acceso simétrico con velocidades de 1.544Mbps en cada dirección del par de cobre.

HDSL2: High data rate Digital Subscriber Line 2. Una especificación de ANSI de gran ancho de banda para la transmisión bidireccional de sobre un par de cobre.

HEC: Header Error Correction. Byte en el encabezado de la celda que permite el chequeo y la corrección de errores.

Hz: Hertz. Unidad de frecuencia que equivale a un ciclo por segundo.

I)

IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform. Función inversa de la transformada discreta de Fourier.

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform. Función Inversa de inversa de la transformada rápida de Fourier.

IMA: Inverse Multiplexing for ATM. Una especificación del ATM Forum para el envío de flujos de caldas ATM sobre múltiples enlaces físicos

Internet: Interconexión de subredes heterogéneas de diferente ancho de banda y modelo del los servicios de mejor esfuerzo.

IP: Internet Protocol. Protocolo de comunicación de datos entre computadoras, usado como estándar para la transmisión de datos sobre redes y como estándar de los protocolos de Internet.

IPoA: IP over ATM.

ISI: Inter Symbolic Interference. Interferencia que un pulso le genera a otro debido a la dispersión del mismo, producido por la mala respuesta en frecuencia del canal.

ISDN: Integrated Services Digital Network. Servicio de telecomunicaciones que utiliza la transmisión digital y tecnología de conmutación de circuitos para proveer comunicación de datos y voz manteniendo un canal de señalización en paralelo

ISP: Internet Service Provider. Un vendedor que provee acceso directo a Internet.

ITU: International Telecommunication Union. Es la agencia de las Naciones Unidas encargada de los procesos de estandarización, antiguamente denominada CCITT.

J)

Jitter: Variación en el retardo con el cual son recibidos los bits.

K)

Kbps: Kilobits per Second. Equivalente a 1024bits

Kft: KiloFeet. Equivale a 1000 pies.

Khz: Kilo Hertz. Equivale a 1000 ciclos.

M)

MAC: Medium Access Control Subcapa entre la capa de red y la de enlace, que controla el acceso a un medio compartido

MAE: Mean Absolute Error. Promedio del error cuando se ignoran los signos

MatLab: Software que provee una herramienta de programación orientada al cálculo matemático y análisis de datos.

Mbps: Mega Bits per Second. Equivalente a 1048576 bits

MDF: Main Distribution Frame. Es el punto donde terminan todos los loops locales en la Oficina Central (CO).

MIPS: Mega Symbol Per Second.

Modem: MODulator /DEModulator. Un dispositivo para la conversión de señales digitales a analógicos para que los datos puedan ser transmitidos por la línea telefónica. Una vez que la señal es recibida, la señal analógica es convertida nuevamente a digital.

MPEG: Moving Picture Expert Group. Comité que desarrolla estándares para audio y video digital.

Msps: Mega Symbol Per Second.

Mxx: Cualquiera de la bloques de memoria interna en un FPGA. Donde xx denota la capacidad de la misma.

N)

NEXT: Near End Crosstalk (o Paradiafonía). Distorsión producida por la señal que viaja en la dirección opuesta a la deseada.

L)

LAN: Local Area Network. Una red compartida por diferentes dispositivos de comunicación, que usualmente ocupan una pequeña área geográfica.

Latencia: es el tiempo que demora una transferencia de datos de un origen a un destino.

Latencia simple: transporte simultaneo de uno o más canales portadores en cualquier sentido, en el que se le atribuyen todos los datos de usuario al trayecto rápido o al intercalado.

Latencia doble: transporte simultaneo de canales portadores de datos múltiples en cualquier sentido, en el que se atribuyen datos de usuario a los trayectos rápido e intercalado.

LEX: LSx Extension Byte. Byte insertado en la estructura de trama ADSL transmitida para proporcionar capacidad de sincronización que es compartida entre canales portadores LSx y ASx.

LLC: Logical Link Control. Protocolo de capa de enlace de datos.

LS: Line Simulator. Simulador de línea.

LS0 a LS2: Designadores de los canales portadores duplex.

LSx: Cualquiera de los canales portadores duplex LS0 a LS2.

P)

PAM: Pulse Amplitude Modulation. Código de línea en el cual se modula la amplitud de los pulsos para codificar la información.

Parámetros ABCD: Parámetros mediante los cuales se representa un cuadripolo, es usado para cálculos con líneas de transmisión.

Parámetros RLCG: Parámetros utilizados para el modelado eléctrico de los cables

PC: Personal Computer. Computadora personal.

PCM: Pulse Code Modulation. Método para codificar señales analógicas en un medio digital.

PE: Polyethylene or polyethene. Polietileno: es uno de los polímeros más simples y baratos, además de uno de los plásticos más comunes. Es químicamente inerte. Se obtiene de la polimerización del etileno, de lo cual se deriva, además, su nombre.

PET: Polietileno Tereftalato. Es un polímero plástico que se obtiene mediante un proceso de polimerización de ácido tereftálico y monoetilenglicol

PHY: Physical Layer. El medio físico conectando dos dispositivos ATM.

PIC: Plastic Insulated Cable. Cable con cubierta de plástico y con relleno de aire.

POTS: Plain Old Telephony Service. Hace referencia al servicio convencional de telefonía sobre el par de cobre.

Portadora: Una señal continua en frecuencia que puede ser modulada por otra señal y que contiene información a para ser transmitida.

PPPoEoA: Point to point Protocol over Ethernet over ATM. Métodos para establecer sesiones y el encapsulado de los datos.

PPP: Point to Point Protocol. Protocolo para la transmisión de datos sobre enlaces seriales especificados en el RFC 1661

PSD: Power Spectral Density. Representa en frecuencia la distribución de la energía de una señal aleatoria.

PVC: Polyvinyl chloride. Cloruro de polivinilo: material con muy buena resistencia ante la electricidad y a la llama. Es tan rígido que se utiliza para la composición de cañerías, las cuales han reemplazado en gran medida al hierro (que se oxida más fácilmente); al igual que él, el PVC se utiliza para paneles u otros objetos moldeados.

Q)

QAM: Quadrature Amplitude Modulation. Código de línea mediante en el cual se modulan dos señales sinusoidales en amplitud, desfasadas 90°.

R)

Ripple: variación que sufre la señal por efecto de discontinuidades.

RF: Radio Frequency. Señal de radiofrecuencia.

RFC: Request For Comment. Uno de los documentos publicados para describir protocolos y reglas.

RFI: Radio Frequency Interference. Interferencia generada por las señales de radiofrecuencia.

RMS: Root Mean Square. Es una medida estadística de la magnitud de una cantidad variable.

RS: Reed Solomon. Algoritmos para la corrección de errores.

RS-232: Interfaz serial. Es un estándar de baja velocidad

RT: Remote Terminal. Dispositivo ubicado en un extremo remoto.

S)

SDSL: Symmetric Digital Subscriber Line. Es una técnica que permite el uso de las existentes líneas telefónicas que permite gran ancho de banda y transmisión bidireccional.

Self-Next: paradiafonía cuando dos sistemas utilizan la misma tecnología.

SHARC: Super Harvard Architecture. Una de las arquitecturas de memoria para los DSP, la cual usa un bus doble de datos

SHDSL: Symmetric High bit rate Digital Subscriber Line. Nombre para un estándar de la ITU-T G.991.2 diseñado para reemplazar a SDSL, HDSL y otros servicios DSL.

SFDR: Spurious Free Dynamic Range. Es la relación en decibeles entre la potencia de la señal convertida y los armónicos no deseados.

SIMADSLv1: Software desarrollado por la Facultad de Ingeniería para estudiar la capacidad de transmisión de módems ADSL compatible con la norma ITU-T G.992.2 sobre una plante externa.

SIMADSLv2: Software desarrollado por este grupo de proyecto para extender las funcionalidades de SIMADSLv1.

SNR: Signal to Noise Ratio. Relación de señal a ruido que indica cuan contaminada por ruido está la señal bajo estudio.

Splitter: Dispositivo utilizado para separar dos señales pertenecientes a distintas bandas de frecuencia, la telefonía convencional y las señales ADSL.

T)

T1: interfase digital que opera a 1544 Mbps, definida en las recomendaciones ANSI T1.403.

TC: Tipo de Cambio.

TCM: Trellis Codes Modulation. Codificación por la cual se limita la cantidad de transiciones entre los valores posibles de un código de línea, generando mayor inmunidad al ruido.

TDM: Time Division Multiplex. Técnica de modulación por la multiplexación de señales en el tiempo.

Torón: trenzamiento de 50 pares (25 cuadretes).

TSA: Tasa de servicio Aduanero.

U)

Upstream: sentido de la transmisión de datos, desde ATU-R a ATU-C.

UBR: Unspecified Bit Rate. Categoría de servicio de ATM que no tiene restricciones en ancho de banda.

V)

VBR: Variable Bit Rate. Categoría de servicio de ATM que soporta parámetros promedios y picos de tráfico.

VC: Virtual Circuit. Conexión lógica o mecanismo para la conmutación de paquetes entre dos dispositivos que iniciaron una transmisión.

VDSL: Very High bit rate Digital Subscriber Line. Transmisión de datos a alta velocidad que va desde los 13 – 55 Mbps sobre distancias cortas, usualmente entre 1000 y 4500 pies (300 y 1500 metros) de par de cobre. Cuanto más corta es la distancia más rápida es la conexión.

VLAN: Virtual Local Area Network. Es una LAN virtual.

VoD: Video on Demand. Es un término de un amplio conjunto de tecnologías cuyo objetivo común es permitir a las personas seleccionar videos desde un servidor central para mirarlos en una TV o computadora personal.

VoATM: Voice over ATM. Transmisión de voz usando el protocolo de ATM.

VoIP: Voice over IP. Transmisión de voz usando el Protocolo de Internet.

VoDSL: Voice over DSL. Transmisión de voz empleando las tecnologías DSL

Numéricos:

2B1Q: Código de línea en el cual se representa dos bits mediante una señal PAM consistente en un pulso de cuatro niveles.

4B3T: código de línea en el cual se presentan cuatro bits en una señal PAM consistente con tres pulsos de tres niveles.

DSP y FPGA

A.1 Introducción

En este apéndice se describirán las características más notables de los dos dispositivos adoptados para la construcción de los prediseños. Se describirá también su estructura interna al igual que sus campos de aplicación más típicos

A.2 FPGA (Field Programmable Gate Arrays)

Como lo dice el nombre, un FPGA es un arreglo de compuertas programables capaces de realizar alguna función dependiendo del diseño lógico realizado con las compuertas. Generalmente son utilizados para implementación de interfaces, como también para el diseño de memorias y para realizar alguna función relacionada al procesamiento de señales, como son filtros FIR, análisis en frecuencia mediante FFT, ecualizadores de canales de comunicación, etc.

En definitiva, tenemos un conjunto de compuertas lógicas con las cuales podemos programar funciones necesarias para la implementación de cualquier sistema de procesamiento de señales digitales o interfaces capaces de interactuar con otra lógica programable. El uso aquí de éste tipo de lógica esta relacionado al procesamiento de la señal digital que adquirimos del módem, recordar del capítulo 8 de la documentación que nosotros queremos obtener la señal DMT analógica, digitalizarla y luego procesarla (afectarla de ruido, agregarle crosstalk, etc.) junto con un análisis en frecuencia y en el tiempo.

En los últimos tiempos los FPGA se han convertido en dispositivos con un costo extremadamente efectivo, a causa de los intensivos algoritmos para mejorar el desempeño de los sistemas que se han desarrollado. Por ejemplo una posible implementación de FFT sobre FPGA utiliza múltiples recursos de hardware dedicado, que pueden efectivamente realizar un buen desempeño en comparación a otras tecnologías de diseño lógico, mientras reduce el tiempo de desarrollo, el costo y los riesgos del propio desarrollo.

Su desempeño se ve limitado por el número de compuertas disponibles y por la frecuencia de reloj con la que trabaja. Aunque, existen FPGA's que remedian estos problemas, incluyendo funciones preestablecidas en la lógica capaces de realizar multiplicadores, funciones de corrimientos, etc., lo que hace que puedan realizar tareas que son comúnmente realizadas en DSP's de una forma más eficiente.

El FPGA maneja una cantidad de memoria de almacenamiento interna limitada, la cual es necesaria para manejar un conjunto muy pequeño de datos, sin embargo, algunos FPGA's pueden manejar módulos de memoria externos para eliminar esta restricción.

Un FPGA en otras palabras dedica lógica para la recepción de datos con lo cual es capaz de mantener altas tasas de datos de entrada/salida.

En definitiva un FPGA es un circuito integrado de propósito general para que el usuario realice las funcionalidades deseadas como son un filtro FIR, el cálculo de una FFT, una interfaz para manejo de memoria, etc. Este puede ser reprogramado aún cuando ya haya sido desarrollado dentro de un sistema particular, además ofrece al diseñador un arreglo en dos dimensiones de recursos programables, con los que puede, programar una gran variedad de funciones aritméticas y lógicas para el desarrollo de muchos sistemas prácticos de control, procesamiento de señales, etc.

Entre los recursos existentes están los bloques DSP integrados y dedicados, multiplicadores, memorias de doble-puerto, registros, buffers tri-estado, multiplexores y manejadores de relojes digitales. Los FPGA's se han destacado por ser dispositivos de procesamientos de datos de alto desempeño que se deriva de la capacidad que tienen para proveer arquitecturas en paralelo para el procesamiento de datos, o sea, implementación de bloques que trabajan en paralelo para realizar una función específica y así aumentar el desempeño del sistema y las tasas de datos de entrada/salida.

Por otro lado, el desempeño de los FPGA's está vinculado a esta capacidad de procesamiento en paralelo, ya que el desempeño depende de la cantidad de tareas en paralelo que éste puede llevar a cabo en los algoritmos que hacen a un sistema de procesamiento de señales. Esto es, así gracias a las altas tasas de reloj que manejan estos dispositivos que combinadas entre ellas y junto con la gran variedad de arquitecturas de memorias altamente distribuidas, logran dar al desarrollador del sistema la capacidad de explotar el paralelismo a efectos de manejar flujos de datos de forma eficiente con respecto a la velocidad de procesamiento.

Existen muchas aplicaciones vinculadas al procesamiento de señales que pueden ser realizadas por un FPGA con ciertas ventajas frente a otros circuitos integrados, como son, los bajos costos recurrentes de ingeniería en el diseño como los que se asocian con los circuitos integrados dedicados, un menor tiempo de puesta en el mercado y la capacidad de re-configurabilidad que posee un FPGA que permite destinar al dispositivo a la realización de otra función, aún después de su desarrollo sobre un cierto sistema.

A.2.1 Diseño básico interno de FPGA's

En cuanto al diseño interno y más precisamente a las arquitecturas de FPGA existentes, se destacan tres tipos de arquitecturas:

- Arquitectura Antifuse (Sólo se programa una vez)
- Arquitectura Flash (Programable una cierta cantidad de veces)
- Arquitectura SRAM (Programable dinámicamente)

Existen muchos vendedores de FPGA's de entre los cuales se destacan Altera, Xilinx, Atmel. Las arquitecturas utilizadas por estos vendedores varían considerablemente, pero de todas formas, existen algunos aspectos que se mantienen entre las diferentes arquitecturas empleadas.

Estas características básicas son las siguientes:

- 1) Arreglo de compuertas lógicas
- 2) Interconexiones programables entre las compuertas lógicas, los pines de entrada/salida y otros recursos como la memoria interna al chip.

La arquitectura utilizada más comúnmente es la arquitectura SRAM, puesto que es la más dominante dado que permite obtener una velocidad superior en comparación a las demás arquitecturas y sobre todo permite reprogramar al dispositivo cuantas veces se quiera. Como dijimos anteriormente las arquitecturas de FPGA existentes entre un vendedor y otro pueden diferir, pero, se mantiene de todas formas la misma idea básica, ya que las diferentes arquitecturas mantienen:

- **Flexibilidad**, puesto que poseen **CLBs (Configurable Logic Blocks)** programables los cuales brindan los elementos funcionales para la construcción lógica.
- **Poseen IOBs (Input/Output Blocks)** los cuales brindan las interfaces entre los pines de entrada/salida y la lógica interna al dispositivo.
- **Poseen DLLs (Delay-Locked Loops)** para la distribución de la señal de reloj.
- **Memoria interna** dedicada (Bloques de **RAM**).
- **Estructura versátil de interconexión multinivel.**

Los CLBs forman la estructura de lógica central de todo el soporte y ruteo de las señales digitales, mientras que los IOBs están ubicados alrededor de la lógica y de los bloques de memoria, para facilitar el ruteo de las señales digitales desde y hacia el chip. Los valores almacenados en celdas de memoria estática controlan todas las compuertas lógicas y los recursos de interconexión, estos valores deben ser cargados dentro de celdas de memoria activas y pueden ser recargadas para cambiar la función del dispositivo casi en cualquier momento. La figura 8.1.1 muestra la arquitectura interna de un FPGA típico:

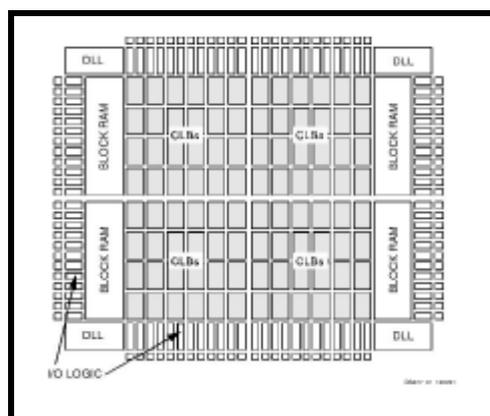


Fig.: A.1 – Arquitectura Interna típica de un FPGA

Los diseños basados en FPGA's han venido ganando lugar por el lado del costo, ya que los programadores cada vez más son forzados a incursionar en la tecnologías de FPGA's, lo cual afortunadamente se ha convertido en una tarea que ahora es mucho más fácil debido a la disponibilidad de las siguientes características:

- 1) Algoritmos DSP en forma de propiedad intelectual (IP) también llamados *Core*.
- 2) Herramientas para incorporar estos algoritmos de propiedad intelectual en diseños basados en FPGA.

Un número creciente de módulos IP están predefinidos y realizan funciones de procesamiento orientadas a DSP's, también están siendo construidos para estar disponibles para FPGA's y permitir como dijimos integrar al desarrollador de sistemas con DSP's a la tecnología de FPGA's. Brindan también una variedad de algoritmos de procesamiento digital de señales estándares como:

- Filtros
- Predictores
- Bloques de generación de senos y cosenos
- Transformadas
- Memorias
- Funciones matemáticas específicas

Estos dispositivos también llamados CORE realizan estas funciones para permitir de forma mucho más simple al diseñador acostumbrado a manejar DSP's la utilización de FPGA's.

Además también los FPGA's mejoran el desempeño del sistema ya que permiten al diseñador del sistema mejorar el desempeño de los sistemas basados en microprocesadores DSP gracias que los FPGA's permiten el diseño de una arquitectura en cascada de flujos de datos, donde estos flujos se dan a partir de una unidad o bloque de procesamiento a otro dentro del FPGA con una mínima lectura de la señal y sin sobrecarga para la lectura de las instrucciones y la lectura de datos.

Por otra parte los FPGA's pueden ser usados como alternativa frente a los DSP con el objetivo de minimizar la potencia disipada por el circuito como comentamos anteriormente puesto que el uso de los FPGA's en lugar del uso de un cluster de DSP's reduce considerablemente la disipación de potencia y brinda niveles más altos de integración lo cual implica una gran ventaja para diseñadores de sistemas portables. Es necesario tener en cuenta que mucha de la potencia disipada de cualquier sistema es disipada sobre los caminos de conducción de los circuitos impresos que conducen la señal e interconectan componentes del mismo, con lo cual, por ejemplo, los ciclos de reloj necesarios para cargar las instrucciones y los registros operandos desde la memoria de registros del chip (sobre los buses de memoria y datos) se suman a los requerimientos de potencia necesarios para la ejecución de un algoritmo.

Debido a que el consumo de memoria de un chip es directamente proporcional a su frecuencia de reloj, la capacidad de un Fuga para separar el flujo de datos de entrada y procesarlo como muchos flujos de datos en paralelo a frecuencias de reloj más bajas con

lo cual también se convierten en una importante parte de la ecuación total del sistema a desarrollar.

Como dijimos los FPGA's pueden ser usados para el diseño reconfigurables lo que permite flexibilidad y un alto desempeño frente a fallas. Además, mientras la capacidad del área de diseño en los FPGA's aumenta más y más de las funcionalidades del sistema serán embebidos en cada dispositivo FPGA, puesto que la reconfigurabilidad de ciertas funciones permite al FPGA adaptarse dinámicamente a las constantes demandas de cambios del tráfico de datos. En definitiva tanto en el tamaño físico del sistema como en el consumo de potencia del sistema y el costo del dispositivo FPGA.

A.3 DSP (Digital Signal Processor)

Estos microprocesadores surgieron entre los años 1970 y 1980 a causa de que los procesadores de propósito general existentes como los de la familia Intel x86 no podían llevar a cabo cálculos analíticos intensivos como los que son necesarios a la hora del análisis, procesamiento y síntesis de una señal digital.

Tomando en cuenta esto se construyó un procesador capaz de realizar una gran variedad de aplicaciones referentes al procesamiento de señales con lo cual un DSP no es más que un microcontrolador optimizado para llevar a cabo cálculos intensivos presentes en todo procesamiento de señales. Como un procesador de propósito general un DSP es un dispositivo programable con su propio repertorio de instrucciones y con la capacidad de llevar a cabo más de un millón de operaciones en punto flotante, como también posee la capacidad de integrarse a otros sistemas de procesamiento que incluyen procesamiento digital y analógico permitiendo así una fácil integración a un sistema existente convirtiéndolo en un sistema más rápido y eficiente.

Un DSP o procesador digital de señales es un microprocesador específico para el tratamiento y/o procesamiento de señales digitales, comúnmente programado en algún lenguaje de alto nivel como C o lenguaje propietario de código ensamblado para aumentar el desempeño del procesador.

Este procesador está dedicado a satisfacer la realización de tareas analíticas intensivas con un alto grado de complejidad y procesamiento condicional. Su desempeño es limitado a causa de la frecuencia de reloj que maneja y del número de operaciones que puede realizar con el reloj que posee.

Por ejemplo para aplicaciones que demanden tasas de datos más allá de unos pocos MHz, un DSP trabajará muy por debajo de su desempeño global, puesto que, para transferir ésta tasa de datos sin pérdida alguna, debe usar recursos compartidos con otras partes del sistema como son los bancos de memoria. Además el corazón del procesador puede tomar interrupciones de vez en cuando lo cual implica adoptar el control sobre otras tareas que degradan el desempeño.

Un DSP está optimizado para el uso de memoria externa. Éste puede manejar un conjunto grande de datos para ser usados en el procesamiento, lo que se refleja en el aumento de la velocidad de procesamiento (siempre limitado por el clock que lo maneja, como se comentó anteriormente). Un procesador digital de señales también ofrece el reuso de unidades de procesamiento, ya que es un procesador programado por software.

Es capaz entonces, de hacer reuso de una cierta rutina para implementar otra de mayor complejidad, como por ejemplo una rutina para la construcción de un filtro FIR que puede ser utilizada para la realización de una rutina que calcule en una etapa de análisis de la señal la FFT de la misma.

A.3.1 Diseño básico interno de DSP's

Con un DSP se puede obtener un mayor contexto de conmutación dado que podemos estar frente a una aplicación la cual precisa en determinado momento de la elección de una u otra decisión, lo cual sabemos que es más fácil de implementar mediante rutinas software que mediante implementación hardware.

Un ejemplo de por más útil, es cuando, precisamos hacer uso del stack de protocolos de un sistema de comunicación el cual posee un montón de procesos condicionales. Aunque existen una variedad de arquitecturas para DSP también estas poseen funcionalidades similares, entre las que se destacan:

- Aritmética específica de alta velocidad
- Transferencia de datos desde y hacia el mundo
- Arquitecturas de memoria de alta velocidad

Para realizar estas funcionalidades los procesadores DSP poseen a menudo las siguientes características:

- Sumas y multiplicaciones en paralelo
- Acceso múltiple a memoria
- Registros para mantener datos momentáneamente
- Direccionamiento eficiente para el manejo de arreglos
- Características especiales como retardos y direccionamiento circular

En una aplicación típica el DSP tendrá que manejar múltiples recursos de datos desde el exterior, en tales casos el DSP puede tener que ser capaz de recibir y transmitir datos en tiempo real sin interrumpir sus cálculos aritméticos internos. Estas distintas fuentes necesitan ser ruteadas a través del dispositivo sin degradar el desempeño del procesador, esto es lo que marca la diferencia entre un microprocesador de propósito general con un DSP.

La necesidad por conducir estas diferentes fuentes de datos eficientemente conducen a ciertas características en la comunicación asociada a los DSP's:

- Puertos seriales síncronos de alta velocidad y puertos asíncronos
- Transmisión de reloj y datos en forma separada y reloj tomado de la señal de datos (puertos asíncronos)
- Acceso directo a Memoria para manejo de puertos seriales (DMA)

Estas características permiten al DSP transmitir la señal de reloj y de datos de forma separada, a no ser cuando, se manejan puertos asíncronos. Aunque existen casos de algunas familias de DSP que tienen puertos asíncronos que derivan de los datos la señal de reloj.

La temporización es versátil y da la opción de generar la señal de reloj desde el propio DSP o desde un oscilador externo. Los puertos además pueden ser capaces de soportar distintas señales de reloj, por ejemplo, una para recepción y otra para transmisión. Los puertos seriales operan usualmente mediante acceso directo a memoria con lo cual los datos presentados en un puerto se escriben automáticamente en los registros de memoria interna de los DSP's, sin necesidad de parar la actividad en curso del DSP y por lo tanto brindar la posibilidad de transmitir y recibir datos simultáneamente.

Los puertos seriales tienen instrucciones dedicadas que permiten manejarlos de forma más simple. Estas instrucciones son estándares dentro de la tecnología, con lo cual es posible manejar una variedad de hardware de entrada/salida sin un gran impacto en el código. Puesto que el DSP sólo se comunica con los puertos seriales y no trata directamente con el hardware de entrada/salida, éste se comunica con el DSP a través de la interfaz que brinda el puerto serial correspondiente.

Es importante saber también que un DSP puede estar sobre una tarjeta de conexión de un PC o sobre otro tipo de interfaz hardware, que a su vez, juega el papel de supervisión del DSP. A veces, también existen microprocesadores dedicados para realizar la función de control y supervisión de un DSP, una vez inicializado, luego de que éste se encuentra activo.

En cuanto a la comunicación con otros procesadores, un DSP dedica puertos llamados "host ports" para la intercomunicación con otro procesador de diferente tipo o con un tipo de bus estándar. Usualmente estos puertos operan con acceso directo a memoria (DMA) con lo cual una vez presente el dato sobre el puerto este es automáticamente escrito en los registros de memoria del DSP, sin necesidad de interrumpir el procesamiento del mismo y por lo tanto se obtiene un mayor desempeño para la transmisión y recepción de datos simultáneamente. Esto es posible también gracias al repertorio de instrucciones que posee el DSP para llevar a cabo ésta comunicación.

Ahora bien, cuando la aplicación que queremos desarrollar demanda una carga de procesamiento que no es posible manejarla con un solo DSP, se debe lograr hacer una intercomunicación entre diferentes DSP's. Cuando muchos procesadores manejan múltiples buses de datos pero todos están interconectado son necesarios puertos de enlaces que se encargan de brindar una forma simple de conectar varios DSP's del mismo tipo. Estos puertos usualmente operan a través del acceso directo a memoria (DMA).

Si consideramos por ejemplo 6 procesadores cada uno manejando una carga N , entonces la carga total manejada será $6N$. Obviamente ésta tasa de datos no se consigue tácitamente ya que depende del ancho de banda de los buses internos que juegan un papel importante en la transferencia y recepción de datos.

Estos puertos también tienen instrucciones dedicadas a ellos dentro del repertorio de instrucciones del DSP. Además hay veces que son usados para manejar las señales de entrada/salida, pero esto no es una buena idea dado que implica el manejo de señales a muy alta velocidad sobre los pines del procesador. Por lo tanto esto puede ser un problema para el hardware externo en cuanto al cumplimiento de los requerimientos de tiempos.

En cuanto a las arquitecturas de memoria utilizadas junto con los DSP's existen dos tipos de arquitecturas preponderantes. También hay que tener en cuenta que para cualquier operación matemática básica (que debe almacenar temporariamente valores en un registro de memoria) se debe tener un acceso a la misma en modo escritura y lectura en forma simultánea, ya sea para almacenar el valor de la operación o para leer el resultado de una operación aritmética.

Por esto, generalmente los procesadores DSP soportan múltiples accesos a memoria en el mismo ciclo de instrucción, lo cual no es posible si se quiere acceder a una dirección de memoria dos veces simultáneamente sobre el mismo bus de memoria. Es por esto, que existen dos métodos comunes para realizar accesos múltiples a memoria por ciclo de instrucción, estos métodos son los siguientes:

- Arquitectura Harvard
- Arquitectura modificada de Von Neumann

En la arquitectura Harvard se tienen dos buses de memoria, uno que se dedica para cargar las instrucciones y el otro bus para cargar las variables situadas en memoria. Este método no es muy adecuado para las operaciones que realiza un DSP, puesto que usualmente implica por lo menos dos variables en memoria. Es por esto que la arquitectura Harvard para DSP's generalmente permite que sea usado el bus de programa también para el acceso a variables almacenadas en memoria.

Además ésta arquitectura ofrece a menudo una memoria cache para almacenar las instrucciones que serán reutilizadas, lo cual es útil para tareas repetitivas, permitiendo que quede libre el bus de datos de la memoria para cargar nuevas variables leídas desde la misma. La extensión de la arquitectura Harvard que maneja cache se denomina Super Harvard ARChitecture (SHARC).

Por otro lado la arquitectura de memoria Von Neumann utiliza sólo un bus de memoria, puesto que es simple de utilizar. El programador del DSP puede cargar las instrucciones o los datos en cualquier lugar disponible de la memoria, no obstante, no es posible realizar esto cuando se quiere tener múltiples accesos a memoria. La arquitectura modificada de Von Neumann permite múltiples accesos a memoria por ciclo de instrucción, gracias a la posibilidad de que el reloj que maneja la memoria tenga una frecuencia mayor que la frecuencia del ciclo de instrucción.

Cada ciclo de instrucción es dividido en 4 estados de máquina y el acceso a memoria se realiza en cada estado de máquina permitiendo así un total de 4 accesos a memoria por ciclo de instrucción. La figura A.2 muestra un posible diseño interno de DSP que utiliza la arquitectura Super Harvard (SHARC).

Otro factor importante en un procesador DSP es la resolución y la aritmética que maneja, pues dependiendo de la aplicación existen DSP de 12, 14 o 16 bits de resolución en punto fijo o de hasta 32 bits de resolución en punto flotante. Esto se debe a que el DSP debe ser capaz de manejar el rango dinámico de la señal con la que trata ya que sino se producirían fenómenos de overflow lo cual se obtendrían resultados no deseados sobre la aplicación.

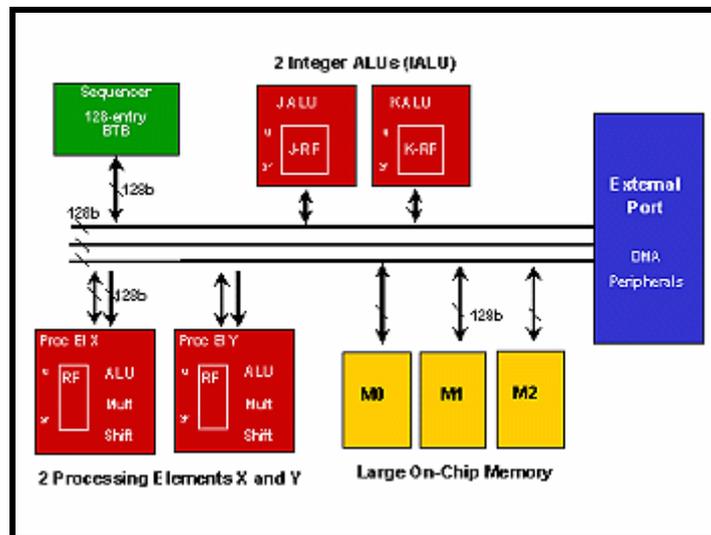


Fig.: A.2 – Arquitectura SHARC típica para DSP

A.4 Campos de aplicación

Son diversas las aplicaciones que pueden ser realizadas tanto por los dispositivos de lógica programable FPGA como también por los procesadores digitales de señales DSP. Las aplicaciones más relevantes se ubican dentro de las siguientes categorías:

- Procesamiento digital de señales (FFT, IFFT, DCT, Hilbert, etc.)
- Interfaces de memoria
- Diseño de Filtros Digitales
- Diseño de receptores
- Tratamiento de imágenes
- Procesamiento de audio, reconocimiento de audio
- Sistemas de comunicación (Stack TCP/IP, Telefonía IP, etc.)
- Diseño modems x.DSL
- Comunicaciones inalámbricas (GSM-GPRS, IS-2000, CDMA, etc.)

Obviamente una de las dos alternativas se destaca más que la otra, para una u otra aplicación. Esto depende de la tasa de datos demandada por la aplicación y las prestaciones en cuanto a reloj y carga de procedimiento soportada por cualquiera de los dispositivos a la hora del diseño del sistema práctico.

En el campo de las redes de datos se utilizan dispositivos de procesamiento de señales que manejan los protocolos de comunicación estándar, por ejemplo TCP/IP. Para la telefonía IP se han desarrollado algoritmos que permiten codificar en paquetes IP la voz, comprimir la voz, etc., estos algoritmos se han implementado sobre DSP y estos DSP's se encuentran en los routers que manejan telefonía sobre IP.

En los terminales móviles también se han implementado algoritmos de compresión de voz para hacer un uso óptimo del ancho de banda, algoritmos de cancelación de eco para cancelar retornos, etc., también desarrollados sobre DSP que se encuentran dentro de los terminales.

A.5 Diferencias principales

A modo comparación, se presentará una descripción de las diferencias fundamentales que existen entre los dispositivos de lógica programable (FPGA) y los microprocesadores (DSP) para la realización de tareas específicas para el procesamiento de señales.

Para comenzar, si estamos frente a alguna aplicación que demande una tasa de datos más allá de unos pocos MHz, entonces un DSP trabajará al máximo de su capacidad para transferir la tasa de datos sin pérdida alguna. Para ello el procesador debe manejar recursos compartidos como los bancos de memoria. Un FPGA sin embargo maneja lógica dedicada para la recepción de datos, lo que le ayuda a mantener altas tasas de transferencia de datos de entrada/salida.

En cuanto al uso de memoria, un DSP está optimizado para el uso de memoria externa con lo cual puede manejar una gran cantidad de flujo de datos durante el procesamiento de la señal, con lo cual se aumenta el throughput del dispositivo y por lo tanto aumenta también la velocidad de procesamiento.

Una diferencia también muy importante es la forma de trabajar que tienen ambos dispositivos. Un FPGA es capaz de realizar una tarea en forma paralela manteniendo una tasa de datos alta y por lo tanto un mayor ancho de banda para transferencias de entrada/salida con respecto a un DSP. Éste último realiza su trabajo de forma secuencial debido a su arquitectura de microprocesador de propósito general.

El diseño en FPGA's ha continuado avanzando rápidamente en los últimos años, tanto en desempeño como en densidad de diseño. Hoy en día los FPGA's ofrecen sistemas con una densidad de hasta 2 millones de compuertas lógicas con las cuales puede llevarse a cabo 27 billones de sumas y multiplicaciones por segundo (MACs/s) en comparación con un DSP (de los más rápidos que se ofrecen en el mercado, Familia C64x de Texas Instruments) que puede realizar 1.6 MACs/s.

Es más, hoy en día el tipo de FPGA Virtex-II de Altera® puede procesar 500 billones de MACs/s con un total de 10 millones de compuertas lógicas. Por lo tanto a la hora de elegir una u otra implementación es vital saber el desempeño vs. costo. Dependiendo esto último de la densidad de programación disponible con respecto a las compuertas disponibles o a la posibilidad de desarrollo en software a través de un DSP. A modo comparación se presentará una descripción de las diferencias fundamentales que existen entre los dispositivos de lógica programable (FPGA) y los microprocesadores (DSP) para la realización de tareas específicas para el procesamiento de señales.

Para comenzar, si estamos frente a alguna aplicación que demande una tasa de datos más allá de unos pocos MHz, entonces un DSP trabajará al máximo de su capacidad para transferir la tasa de datos sin pérdida alguna, debido a que el procesador debe manejar recursos compartidos como los bancos de memoria. Un FPGA sin embargo maneja lógica dedicada para la recepción de datos, lo que le ayuda a mantener altas tasas de transferencia de datos de entrada/salida.

En cuanto al uso de memoria, un DSP está optimizado para el uso de memoria externa con lo cual puede manejar una gran cantidad de flujo de datos durante el procesamiento de la señal, con lo cual se aumenta el throughput del dispositivo y por lo tanto aumenta también la velocidad de procesamiento.

Una diferencia también muy importante es la forma de trabajar que tienen ambos dispositivos. Un FPGA es capaz de realizar una tarea en forma paralela manteniendo una tasa de datos alta y por lo tanto un mayor ancho de banda para transferencias de entrada/salida con respecto a un DSP. Éste último realiza su trabajo de forma secuencial debido a su arquitectura de microprocesador de propósito general.

El diseño en FPGA's ha continuado avanzando rápidamente en los últimos años, tanto en desempeño como en densidad de diseño. Hoy en día los FPGA's ofrecen sistemas con una densidad de hasta 2 millones de compuertas lógicas con las cuales puede llevarse a cabo 27 billones de sumas y multiplicaciones por segundo (MACs/s) en comparación con un DSP (de los más rápidos que se ofrecen en el mercado, Familia C64x de Texas Instruments) que puede realizar 1.6 MACs/s.

Es más, hoy en día el tipo de FPGA Virtex-II de Altera puede procesar 500 billones de MACs/s con un total de 10 millones de compuertas lógicas. Por lo tanto a la hora de elegir una u otra implementación es vital saber el desempeño vs. costo. Dependiendo esto último de la densidad de programación disponible con respecto a las compuertas disponibles o a la posibilidad de desarrollo en software a través de un DSP.

ILandPS.m

B.1 Función MatLab ILandPS.m

Esta función fue creada especialmente para calcular la variación máxima de las Pérdidas por Inserción de Línea y del Corrimiento de Fase para las diferentes configuraciones mostradas en las tablas del capítulo 5. Se deberá seleccionar la tecnología a analizar, la cantidad de muestras en las que se pretende dividir el espectro, el tipo de cable a modelar y el largo del mismo.

Al ejecutar ILandPS desde la Command Window de MatLab se despliega el menú inicial (ver figura B.1), en el cual debemos seleccionar la Tecnología para la cual queremos efectuar los cálculos.



Fig.-B.1: Menú Tecnología

A partir de este momento debemos seleccionar la cantidad de muestras en las que queremos dividir el espectro de la señal (ver figura B.2). Si se seleccionó ADSL, se tendrán tres opciones: 256, 512 y 1024 muestras. Pero como ADSL2+ divide en espectro en 512 muestras, solamente se presentarán 2 opciones: 512 y 1024 muestras

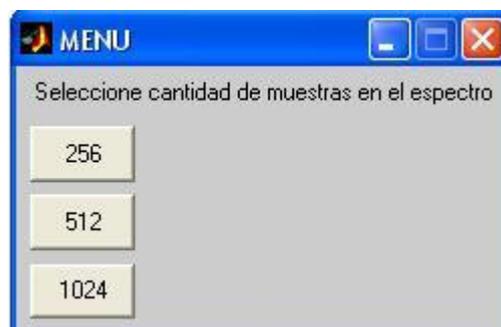


Fig.-B.2: Menú Muestras

A continuación se debe seleccionar el cable que se desea modelar. Las opciones son dos: 24 AWG y 26 AWG (ver figura B.3).



Fig.-B.3: Menú Cables

Luego de seleccionado el cable debemos configurar el largo de la línea, teniendo como opciones: 1kft, 6kft y 12kft (ver figura B.4). Estos tres valores fueron elegidos dado que son los utilizados en la bibliografía relacionada con este tema.



Fig.-B.4: Menú Largos

Si la configuración elegida es la deseada, apretar ACEPTAR (ver figura B.5). Se mostrará en la Command Window el valor máximo de las Pérdidas por Inserción de Línea y se presentarán dos gráficas: las comparativa de las Pérdidas por Inserción de Línea para las tres distancias posibles, pero solamente se graficará la Fase de la configuración elegida para la distancia seleccionada.

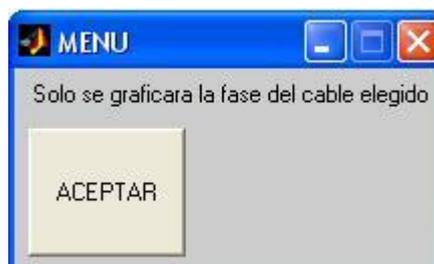


Fig.-B.5: Menú Final

B.2 Ejemplo de Cálculo

Se presentan a continuación los resultados obtenidos para la siguiente configuración:

- Tecnología: ADSL
- Cantidad de Muestras: 512
- Tipo de Cable: 26 AWG
- Largo de la Línea: 6 Kft

La Máxima Pérdida por Inserción de Línea para este caso resultó en:

```
Maximo Cambio de Perdidas por Insercion  
  
vmax =  
  
0.3082
```

Fig.-B.6: Máxima Pérdida por Inserción

Las gráficas resultantes para la Fase y las Pérdidas se ven en las figuras B.7 y B.8.

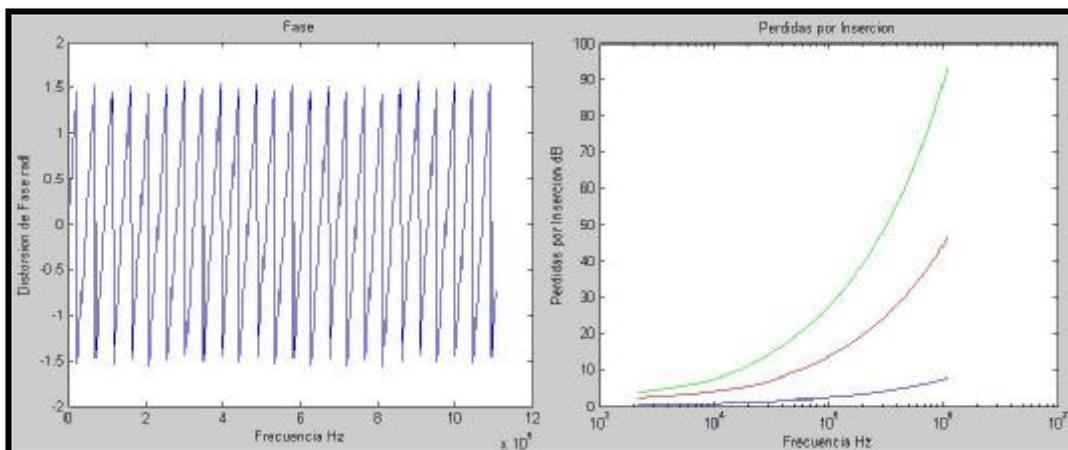


Fig.- B.7: Fase

Fig.-B.8: Pérdidas por Inserción

Hojas de Datos

C.1 Introducción

Dado que ambos prediseños fueron desarrollados con componentes cuyas hojas de datos son muy extensas como para anexarlas en el presente documento, a continuación se detallarán los accesos vía web a los datos de dichos componentes. Todos estos links fueron verificados a la entrega de este documento (21/03/2006)

C.2 Prediseño 1

Componentes:

- Conversor A/D mod. LTC2202CUK fab. Linear Technology.
www.linear.com/pc/downloadDocuments.do?navId=H0,C1,C1155,C1001,C1150,P13713,D9678
- DSP mod. TMS320C6203BGNZA300 fab. Texas Instrument.
<http://focus.ti.com/lit/ds/simlink/tms320c6203b.pdf>
- Conversor D/A mod. LTC1668CG fab. Linear Technology.
www.linear.com/pc/downloadDocuments.do?navId=H0,C1,C1155,C1005,C1151,P1850,D1839
- Memorias SRAM Duales 2K 16/32bits mod. CY7C024/0241 fab. Cypress.
www.cypress.com/portal/server.pt/gateway/PTARGS_0_2_1524_209_259_43/http%3B/sjapp20%3B7001/publishedcontent/publish/design_resources/datasheets/contents/cy7c024_5.pdf

C.3 Prediseño 2

Componentes:

- Conversor A/D mod. LTC2202CUK fab. Linear Technology.
www.linear.com/pc/downloadDocuments.do?navId=H0,C1,C1155,C1001,C1150,P13713,D9678
- Placa FPGA mod. Stratix II EP2S30F484C3 fab. Altera.
www.altera.com/literature/hb/stx2/stx2_sii5v1.pdf
- Core FFT/IFFT mod. MegaCore UG-FFT-1.6 v2.2.0
www.altera.com/literature/ug/ug_fft.pdf

- Conversor D/A mod. LTC1668CG fab. Linear Technology.
www.linear.com/pc/downloadDocuments.do?navId=H0,C1,C1155,C1005,C1151,P1850,D1839
- Memorias SRAM Duales 8K 16/32bits mod. CY7C025/0251 fab. Cypress.
www.cypress.com/portal/server.pt/gateway/PTARGS_0_2_1524_209_259_43/http%3B/sjapp20%3B7001/publishedcontent/publish/design_resources/datasheets/contents/cy7c025_5.pdf