



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

SISTEMA DE POSGRADO

MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

TÍTULO DE LA TESIS:

**MÉTODOS DE CANCELACIÓN DE LA FEXT PARA SU USO EN
TRANSRECEPTORES VDSL2.**

Previa la obtención del Grado Académico de Magíster en Telecomunicaciones

ELABORADO POR:

Ing. Jose Efraín Álava Cruzatty

DIRECTOR:

MSc. Luís Córdova Rivadeneira

Guayaquil, 2014 - 2015



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

**SISTEMA DE POSGRADO
CERTIFICACIÓN**

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Magíster José Efraín Álava Cruzatty como requerimiento parcial para la obtención del Grado Académico de Magíster en Telecomunicaciones.

Guayaquil, 2014 - 2015

DIRECTOR DE TESIS

MSc. Luís Córdova Rivadeneira

REVISORES:

MSc. María Luzmila Ruilova Aguirre

MSc. Orlando PhilcoAsqui

DIRECTOR DEL PROGRAMA

MSc. Manuel Romero Paz



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

SISTEMA DE POSGRADO

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

YO, JOSE EFRAIN ÁLAVA CRUZATTY

DECLARÓ QUE:

La tesis “MÉTODOS DE CANCELACIÓN DE LA FEXT PARA SU USO EN TRANSRECEPTORES VDSL2”, previa a la obtención del grado Académico de Magíster, ha sido desarrollada en base a una investigación exhaustiva, respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan al pie de las páginas correspondientes. Consecuentemente este trabajo es de nuestra total autoría.

En virtud de esta declaración, nos responsabilizamos del contenido, veracidad y alcance científico de la tesis del Grado Académico en mención.

Guayaquil, 2014 - 2015

EL AUTOR

Ing. José Efraín Álava Cruzatty



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

SISTEMA DE POSGRADO

AUTORIZACIÓN

YO, JOSE EFRAIN ÁLAVA CRUZATTY

Autorizo a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución de la Tesis de Maestría titulada: “MÉTODOS DE CANCELACIÓN DE LA FEXT PARA SU USO EN TRANSRECEPTORES VDSL2”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, 2014 - 2015

EL AUTOR

Ing. José Efraín Álava Cruzatty

DEDICATORIA

Esta tesis se la dedico a mi Dios quién supo guiarme por el buen camino, darme fuerzas para seguir adelante y no desmayar en los problemas que se presentaban, enseñándome a encarar las adversidades sin perder nunca la dignidad ni desfallecer en el intento.

Con todo mi cariño y mi amor para las personas que hicieron todo en la vida para que yo pudiera lograr mis sueños, por motivarme y darme la mano cuando sentía que el camino se terminaba, a ustedes por siempre mi corazón y mi agradecimiento.

Papá y mamá

A tu paciencia y comprensión, preferiste sacrificar tu tiempo para que yo pudiera cumplir con el mío. Por tu bondad y sacrificio me inspiraste a ser mejor para tí, ahora puedo decir que esta tesis lleva mucho de tí, gracias por estar siempre a mi lado, Mi esposa Alejandra.

A mis HIJAS, que son el motivo y la razón que me ha llevado a seguir superándome día a día, para alcanzar mis más apreciados ideales de superación, ellas fueron quienes en los momentos más difíciles me dieron su amor y comprensión para poderlos superar, quiero también dejar a cada una de ellas una enseñanza que cuando se quiere alcanzar algo en la vida, no hay tiempo ni obstáculo que lo impida para poderlo LOGRAR.

A mi hermano por estar siempre presente, acompañándome para poderme realizar y quien ha sido y es una mi motivación, inspiración y felicidad.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco esta tesis a DIOS, a Santo Tomás de Aquino, patrono de los estudiantes y a la Virgen María, quienes inspiraron mi espíritu para la conclusión de esta tesis. A mis padres quienes me dieron vida, educación, apoyo y consejos. A mis compañeros de estudio, a mis maestros y amigos, quienes sin su ayuda nunca hubiera podido hacer esta tesis. A todos ellos se los agradezco desde el fondo de mi alma.

Agradezco a mi director de tesis, MSc. Luís Córdova Rivadeneira por su esfuerzo y dedicación, quien con sus conocimientos, su experiencia, su paciencia y su motivación ha logrado en mí que pueda terminar mis estudios con éxito.

De igual manera agradecer al Director de Programa Msc. Manuel Romero Paz por su visión crítica de muchos aspectos cotidianos de la vida, por su rectitud en su profesión como docente, por sus consejos, que ayudan a formarte como persona e investigador.

Gracias, de corazón, a mis suegros, por su paciencia, motivación, y aliento. Han hecho fácil lo difícil. Ha sido un privilegio poder contar con su guía y ayuda.

RESUMEN

El estándar ITU-T G.993.2 VDSL2 es el más reciente y avanzado de las comunicaciones DSL; es una tecnología de acceso que explota la infraestructura existente de pares de cobre. En este trabajo se analiza el modelo funcional de VDSL2 especificado en la Recomendación ITU-T G.993.2, las características del medio de transmisión y la diafonía como un factor que afecta el rendimiento de esta tecnología. Fue realizado un estudio de los métodos de cancelación de la telediafonía usando un modelo matemático del cable multipar de cobre.

Uno de los métodos para cancelar la telediafonía es la vectorización. En este trabajo también se investigó el modelo funcional VDSL2 para la vectorización, el cual se encuentra especificado en la Recomendación ITU-T G.993.5, la cual trabaja en conjunto con la Recomendación ITU-T G.993.2.

Empleando el programa de simulación el MATLAB se realiza una simulación de un sistema VDSL2, analizándose los resultados obtenidos.

ABSTRACT

The standard ITU-T G.993.2 VDSL2 is the newest and most advanced DSL communications, is an access technology that exploits the existing infrastructure of copper pairs. It can be deployed in power plants, from fiber-fed cabinets located near the customer premises, or within buildings, reaching speeds up to 100 Mbit / s in short range access with a new architecture of network technologies access and new modulation technology. This paper provides an overview of the theoretical and technical aspects of the crosstalk (FEXT), analyzes the VDSL2 transceiver functional model specified in Recommendation ITU-T G.993.2, the characteristics of the transmission medium and crosstalk as a factor affecting the performance of this technology. Is a study of crosstalk cancellation methods using a mathematical model multipair copper cable. Using MATLAB simulation software simulation is performed three crosstalk cancellation methods chosen for use in a VDSL2, analyzing the results.

KEY WORDS: access technology, VDSL2, FEXT crosstalk, MATLAB.

ÍNDICE GENERAL.

ÍNDICE DE FIGURAS.....	4
ÍNDICE DE TABLAS:.....	6
INTRODUCCIÓN.....	7
Metodología de la investigación: en este trabajo aplicó la metodología de investigación que a continuación se detalla:.....	9
CAPÍTULO 1. ASPECTOS TEÓRICOS Y TÉCNICOS DE LA TELEDIAFONÍA (FEXT). MECANISMOS QUE LA PRODUCEN EN UN ENLACE VDSL2	10
1.1 Características del medio de transmisión	11
1.1.1 Parámetros de la línea o medio de transmisión	12
1.2 Atenuación o función de transferencia del canal.....	14
1.3 Diafonía	15
1.3.1 Paradiafonía (NEXT).....	16
1.3.2 Telediafonía (FEXT)	16
1.4 Funciones de transferencia del FEXT	17
1.5 Modelo de la señal en el cable multipar	18
1.6 Matriz del canal	19
1.7 Relación entre la función de transferencia y la densidad espectral de potencia.....	21
1.8 Modelo de referencia del transreceptor VDSL2.....	21
1.9 Protocolo de transmisión eoc.....	24
1.10 Modelo funcional de la capa PMD	25
1.11 Supertrama DMT	27
1.12 Reconfiguración de la línea	28

1.13 Procedimiento de inicialización.....	29
CAPÍTULO 2. MÉTODOS DE CANCELACIÓN DEL CROSSTALK (FEXT) EN ENLACES VDSL2.....	32
2.1 Cancelador <i>Zero Forcing</i>	33
2.2 Cancelador <i>Decision Feedback</i>	33
2.3 Vectorización.....	37
2.4 Modelo de referencia para un sistema vectorizado.	40
2.5 Vectorización en el sentido descendente	42
2.6 Vectorización en el sentido ascendente	47
2.7 Definición de la muestra de error normalizada.	47
2.8 Transmisión de la muestra de error recortada.	48
2.8.1 Parámetros de control para la transmisión de la muestra de error.....	50
2.8.2 Agrupación de las muestras de error recortados.....	52
2.9 Formato de las tramas en el canal de retroalimentación.....	54
2.10 Formato del bloque de error	58
2.11 Mensajes eoc usados en la vectorización de las líneas.....	58
2.12 Inicialización del grupo vectorizado.....	60
CAPITULO 3. ESCENARIO DE IMPLEMENTACION Y SIMULACION.....	65
3.1 Características de VDSL2	65
3.1.1 Perfiles	65
3.1.2 Plan de bandas de frecuencia.....	66
3.2 Máscara de la PSD de transmisión	67

3.2.1 Descripción general	67
3.3 Escenario de simulación	68
3.4 Simulación	70
CONCLUSIONES	78
RECOMENDACIONES	80
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS	81
GLOSARIO DE TERMINOS	83
ANEXOS	85

ÍNDICE DE FIGURAS.

Capítulo 1:

Figura 1. 1 Análisis del crosstalk	17
Figura 1. 2 Funciones FEXT de un cable multi-par	20
Figura 1. 3 Matriz H con dimensiones $N \times N \times K$	20
Figura 1. 4 Señales en un sistema lineal.....	21
Figura 1. 5 Modelo de referencia de VDSL2	22
Figura 1. 6 Modelo de referencia del transceptor VDSL2 incluyendo los tipos de TPS-TC	23
Figura 1. 7 Estructura de la trama HDLC usada en el protocolo eoc	25
Figura 1. 8 El modelo funcional de la sub-capa PMD	26
Figura 1. 9 Estructura de la supertrama DMT	28

Capítulo 2:

Figura 2. 1 Decision feedback equalizer	34
Figura 2. 2 Modelo de referencia para un sistema vectorizado	41
Figura 2. 3 Modelo funcional VTU-O para la línea 1 de un grupo vectorizado N líneas	43
Figura 2. 4 VTU-O modelo funcional de la capa PMD con $N \times 1$ pre-codificador para la guía vectorial en sentido descendente.....	45
Figura 2. 5 Definición de la muestra de error normalizada.....	48
Figura 2. 6 Modelo de referencia para el encapsulado de capa 2 de Ethernet del flujo de información en el canal de retroalimentación (backchannel).....	49
Figura 2. 7 Modelo de referencia para encapsulado eoc del flujo de información en el canal de retroalimentación (backchannel)	50
Figura 2. 8 Ejemplo de dos registros donde cada uno representa un componente de la muestra de error	53
Figura 2. 9 Ejemplo de bits comunicados para un bloque de muestras de error para diferentes tipos de relleno.....	54
Figura 2. 10 Formato ERB (sólo en el caso donde las bandas vectorizadas 1 y 3 son solicitados por el VCE)	56

Figura 2. 11 Formato VBB dependiendo F_block	57
Figura 2. 12 Formato de un bloque de error	58
Figura 2. 13 Inicialización UIT-T G.993.5.....	61
Figura 2. 14 Señales en la dirección en sentido descendente y ascendente (señales O-P-VECTOR 1 y R-P-VECTOR1)	63
Figura 2. 15 Señales en la dirección en sentido descendente y ascendente (señales O-P-VECTOR 2 and R-P-VECTOR 2)	64

Capítulo 3:

Figura 3. 1 Plan de Frecuencias (tomada de	66
Figura 3. 2 Escenario de simulación. Elaborada por el Autor.....	68
Figura 3. 3 Simulación de la máscara PSD	69
Figura 3. 4 Simulación de la función de transferencia del canal para cuatro pares de longitudes diferentes. Gráfica capturada por el Autor.....	70
Figura 3. 5 Simulación de la función de transferencia del canal en dB para cuatro pares de longitudes diferentes.Gráfica capturada por el Autor.	70
Figura 3. 6 Simulación de la PSD de la señal transmitida.Gráfica capturada por el Autor.	71
Figura 3. 7 Simulación de la PSD con solo atenuación para cuatro pares específicos de diferentes longitudes. Gráfica capturada por el Autor.....	71
Figura 3. 8 Simulación de la función de transferencia del FEXT dos pares de la longitud para las diferentes distancias del escenario	72
Figura 3. 9 Simulación de la función de transferencia del FEXT en dB dos pares de la longitud para las diferentes distancias del escenario.	72
Figura 3. 10 Simulación de la PSD de transmisión afectada por la diafonía para cuatro pares de diferentes longitudes.....	73
Figura 3. 11 Gráficas de las PSD para un par con longitud de 250m	73
Figura 3. 12 Gráficas de las PSD para un par con longitud de 250m	74
Figura 3. 13 Gráficas de las PSD para un par con longitud de 750m.	74
Figura 3. 14 Gráficas de las PSD para un par con longitud de 1000m.	75
Figura 3. 15 Gráficas de PSD aplicando vectorización para 4 pares específicos de diferentes longitudes con AWGN usando la ecuación 2.2.	75

Figura 3. 16 Gráficas de PSD aplicando vectorización para 4 pares específicos de diferentes longitudes con AWGN usando la ecuación 2.2.	76
Figura 3. 17 Gráficas de PSD aplicando vectorización para 4 pares específicos de diferentes longitudes sin AWGN usando la ecuación 2-3.	76
Figura 3. 18 Gráficas de PSD aplicando vectorización para 4 pares específicos de diferentes longitudes con AWGN usando la ecuación 2-3.....	77

ÍNDICE DE TABLAS:

Capítulo 2:

Tabla 2. 1 Solicitudes y respuesta eoc usadas en la vectorización de las líneas. Elaborada por el Autor	59
--	----

Capítulo 3:

Tabla 3. 1 Plan de Banda.....	69
--------------------------------------	----

INTRODUCCIÓN

En la actualidad, han surgido numerosas tecnologías de acceso de banda ancha entre las que se encuentran VDSL2. Esta tecnología logra alcanzar velocidades de transmisión de 100Mbps permitiendo el despliegue de servicios avanzados de *Triple Play* usando las líneas telefónicas convencionales. Uno de los inconvenientes que impiden prestar servicios de alta calidad es la telediafonía (FEXT, Intermodulación en el extremo lejano). El FEXT es la interferencia producida por un transmisor (cercano) de un extremo sobre el receptor del otro extremo (lejano) debido al acoplamiento no deseado de señales. La importancia de la cancelación de interferencias es la creciente demanda en enlaces alámbricos de alta velocidad.

En los últimos años ha habido un creciente interés por el uso de los xDSL (*Digital SubscriberLines*), la cual refiere a las tecnologías que permiten conexión digital sobre la línea de abonado de la red telefónica básica. Diferentes xDSL transmitiendo a través de bucles sobre el mismo cable multipar telefónico producen interferencia unos a otros.

La importancia de la cancelación de interferencias es la creciente demanda en enlaces alámbricos de alta velocidad. El uso de fibra óptica es ideal para transmisión de alta velocidad y enlaces de larga distancias, sin embargo la utilización del mismo en enlaces de corta distancias resulta un lujo innecesario considerando el costo del material, equipos y mano de obra. La introducción de tecnologías como VDSL2 (*Very-High-Bit-Rate Digital Subscriber Line 2*) constituye un gran avance en la transición de transmisión de datos solamente a servicios como “*Triple Play*”, además permite la actualización de tecnologías DSL existentes en cableados de telefonía. La principal desventaja son la IMU (Interferencias Multiusuarios), *Crosstalk* o diafonía producida por el resto de los bucles en el cable telefónico.

En la actualidad existen varias formas de cancelar las interferencias en cableados de cobre. Uno de ellos es físicamente, utilizando el cable Categoría 7 o 7a, los cuales tienen especificaciones estrictas con respecto al *Crosstalk* poniendo blindaje a cada par de cable individualmente y para todo el cable entero.

Problema: Necesidad de eliminar el efecto negativo producido por la FEXT (diafonía en el extremo lejano) en los sistemas xDSL, principalmente en VDSL2, para aumentar el rendimiento de estas tecnologías.

Hipótesis: Con la determinación de métodos de cancelación que permitan eliminar la diafonía (FEXT), en los sistemas VDSL2 se lograría obtener un canal de comunicaciones más transparente.

Objetivo: Hacer un estudio de los fundamentos teóricos y técnicos de la telediafonía y su cancelación mediante el método de la vectorización (simulación).

Objetivos específicos:

1. Realizar un estudio de la FEXT. Origen y los mecanismos que la producen.
2. Investigar los métodos o modelos matemáticos aplicados a las señales del sistema.
3. Simulación en el MATLAB del efecto de atenuación causado por el medio de transmisión para diferentes distancias, la interferencia entre dos pares de igual longitud y su cancelación usando la vectorización.

Para cumplir con los objetivos propuestos, este trabajo se desarrolla en tres capítulos. En el primero se presentan los fundamentos teóricos y técnicos de la telediafonía (FEXT), principalmente en la tecnología VDSL2. Es de vital importancia estudiar los diferentes métodos de cancelación de interferencias para lograr los requisitos técnicos indispensables que permitirán obtener un canal de comunicaciones más transparente en un enlace VDSL2, reconociendo su importancia se dedicará el segundo capítulo a exponer los métodos matemáticos utilizados para lograr la cancelación del *crosstalk: Zero Forcing, DecisionFeedbackCanceler* y la vectorización. En el tercer capítulo se realiza un análisis de un escenario de implementación típico de un enlace VDSL2 y se describe la simulación en Matlab del efecto de atenuación causada por el medio de transmisión para diferentes distancias y la interferencia entre los pares de igual longitud.

Metodología de la investigación: en este trabajo aplicó la metodología de investigación que a continuación se detalla:

Alcance: la investigación es explicativa debido a que se indaga la razón del objeto de estudio, es decir los métodos de cancelación de la FEXT para su uso en transreceptores VDSL2, mediante el establecimiento de las causas y sus correspondientes efectos a través de una investigación Ex post facto, porque se presenta en el desarrollo de esta tesis el avance que esta tecnología ha mostrado y expresar por tanto su relación causa–efecto debido a los dispositivos empleados en los transreceptores VDSL2. En el desarrollo del trabajo se explica la operación de los métodos de cancelación de la FEXT y su importancia a través de la revisión de la información existente al respecto, el origen de estos recursos que permiten la reducción del ruido, lo cual incide en una mejora de la transmisión y consecuentemente la eficiencia de los transreceptores VDSL2.

Paradigma: Empírico-Analítico.

Enfoque: cuantitativo-cualitativo. Cuantitativo porque se utilizan expresiones matemáticas en demostraciones y cálculo de indicadores que muestren la aplicabilidad de los métodos de cancelación de la FEXT para su aplicación en los transreceptores VDSL2 y cualitativo considerando que se realiza una evaluación de la tecnología VoIP considerando la calidad del servicio actual y las mejoras que se alcanzarían con la aplicación los métodos de cancelación de la FEXT.

Diseño de la investigación: no experimental transversal, ya que no se operan las variables estudiadas y solamente se observa su operación y se efectúa el análisis correspondiente.

CAPÍTULO 1. ASPECTOS TEÓRICOS Y TÉCNICOS DE LA TELEDIAFONÍA (FEXT). MECANISMOS QUE LA PRODUCEN EN UN ENLACE VDSL2

La tecnología VDSL2 fue aprobada por la UIT el 17 de mayo del 2006 y está diseñada para aumentar la velocidad de transmisión, logrando velocidades de más de 25 Mbps a través de largos bucles y la transmisión de tipos de datos simétricos a 100 Mbps en bucles cortos, aprovechando la actual infraestructura telefónica de pares de cobre (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006). El estándar VDSL2 presenta muchas de las características y funcionalidades contenidas en la Recomendación G.992.5 (ADSL2+) (ITU-T-Recommendation-G.992.5, 2005), incluyendo un avanzado diagnóstico, un interfaz de administración común y la capacidad de maximizar con él, un uso del ancho de banda y velocidad de transmisión, por lo que es una tecnología de acceso ideal para la entrega de video.

VDSL2 (G.993.2) (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006) es uno de los estándares más complejos, con numerosos perfiles y detallados planes de banda de todo tipo, desde requisitos específicos a las variaciones de alcance de determinadas zonas geográficas y tasas de transmisión elevadas. La fuerza principal detrás del éxito de VDSL2 es el video, pero ésta no es una idea nueva. Cuando ADSL se desarrolló a finales del año 1980, su función original era la entrega de video a través de pares de cobre. Sin embargo, la tasa de transmisión requerida era mayor que las primeras generaciones que podía ofrecer ADSL (G.992.1) (ITU-T-Recommendation-G.992.1, 1999), por lo que se hizo hincapié en la comunicación de datos sobre DSL.

La realidad es que la competencia en servicios, a través de cables y vía satélite, están desplegando avanzados paquetes de video, como: video bajo demanda (VoD) y televisión de alta definición (HDTV) a los abonados y están ofreciendo enormes beneficios fuera de los nuevos servicios ofrecidos. VDSL2 está diseñado para apoyar el amplio despliegue de servicios *Triple Play* como voz, video, datos, televisión de alta definición (HDTV) y juegos interactivos, VDSL2 permite a los operadores y proveedores de forma gradual, flexible y rentable modernizar las actuales

infraestructuras de xDSL. VDSL2 no solo satisface las necesidades actuales de las redes de telecomunicaciones de alta velocidad, sino que ofrece una tecnología a prueba de futuro que va a permitir a las compañías de telecomunicaciones ofrecer más servicios a un número creciente de suscriptores en los próximos años. Para ofrecer velocidades que realmente supongan una diferenciación respecto a ADSL2+ es necesario que el DSLAM (Línea de Suscripción Digital de Acceso Múltiple), el cual es un multiplexor localizado en la central telefónica que proporciona a los abonados acceso a los servicios DSL sobre el par trenzado de cobre, esté muy cerca del abonado (tramos inferiores a 1500 metros), siendo también necesario que el tendido de cable cumpla unos requisitos mínimos de calidad.

VDSL2 ha sido desarrollado y estandarizado en un tiempo récord para solucionar las deficiencias de las tecnologías de acceso existentes. Además de ser la tecnología xDSL ideal para eliminar los cuellos de botella de la última milla y para permitir el despliegue global masivo de servicios avanzados de *Triple Play*. Los impulsores claves para los usuarios finales para aplicar VDSL2 para servicios de banda ancha son: disponibilidad de video multi-canal, HDTV educativos y servicios de entretenimiento; tasas reducidas de telefonía mediante el uso de VoIP, mayor velocidad de acceso de base de datos en Internet.

Las compañías de telecomunicaciones se beneficiarán de la oferta de servicios agrupados que puedan competir exitosamente con operadores de cable que no tienen nada que ofrecer. VDSL2 resuelve notablemente el problema de la última milla, con eficiencia de costos en las redes híbridas FTTH (*Fiber-to-the-Home*): para llevar una conexión de fibra lo más cerca posible al hogar, al DSLAM o DLC a través de los ductos existentes desplegados en las bases y mediante la conexión a alta velocidad del puente VDSL2 sobre los últimos cientos de metros.

1.1 Características del medio de transmisión

Entre los mayores inconvenientes para el funcionamiento de los servicios DSL se encuentran la atenuación del par y la existencia de diafonía. Además, en ambos

extremos de cualquier par en un cable se detectan interferencias de señales transmitidas en los pares vecinos. Estos efectos limitan seriamente la velocidad de transmisión y el alcance.

1.1.1 Parámetros de la línea o medio de transmisión

Las líneas de transmisión son un buen ejemplo de los circuitos eléctricos con parámetros distribuidos, es decir, que los parámetros que la caracterizan se encuentran distribuidos a lo largo del circuito y no concentrados en puntos determinados. Las líneas de transmisión se caracterizan por una serie de parámetros que pueden ser clasificados como primarios y secundarios.

Tanto los parámetros primarios como secundarios no se encuentran concentrados en puntos determinados de la línea de transmisión, sino que cada longitud del circuito tiene sus propios valores, razón por la cual estos parámetros se conocen como parámetros distribuidos. De modo que no es posible la concentración de los mismos como parámetros individuales, a no ser que la longitud de la línea que se tome sea mucho menor que la longitud de onda de la señal que se va a transmitir (Oksman, y otros, 2010).

Cuando la línea es homogénea, es decir cuando está construida uniformemente, se puede considerar como dos conductores a lo largo de los cuales los parámetros están repartidos uniformemente.

Los parámetros primarios se dividen en parámetros longitudinales y parámetros transversales. Los parámetros longitudinales están representados por la resistencia (R) distribuida uniformemente a lo largo del conductor y la inductancia (L) que es el flujo electromagnético que rodea al conductor y se opone a la circulación de la señal eléctrica por el mismo. Por su parte los parámetros transversales están compuestos por la capacitancia (C) debido a que las líneas están formadas por dos conductores separados por un dieléctrico, y la conductancia (G) la cual se origina por la corriente de escape que fluye a través de los dieléctricos que se emplean producto a las imperfecciones que estos

puedan tener. La variación de estos parámetros con respecto a la frecuencia es bastante complicada(Oksman, y otros, 2010).

Los parámetros secundarios especifican la línea desde el punto de vista de la transmisión, dependen del comportamiento de los parámetros primarios.

Parámetros primarios:

Resistencia (R):La resistencia por unidad de longitud de la línea o resistencia de lazo está determinada por la suma de las resistencias de los conductores que forman el par.

Inductancia (L): La señal eléctrica que circula a través de los conductores provoca un flujo electromagnético que los rodea y se opone a la circulación de la misma, esta fuerza de oposición es la inductancia distribuida (L).

Conductancia (G):Debido a la imperfección de los dieléctricos utilizados por los pares telefónicos de cobre fluirá una corriente de escape que dará lugar a la conductancia (G) entre las líneas.

Capacitancia (C): Los conductores están separados por un dieléctrico, de manera que también existe una capacitancia distribuida (C) a lo largo del conductor.

Parámetros secundarios:

Impedancia característica (Z_0): La impedancia característica de una línea de transmisión homogénea es aquella impedancia tal que colocada en un extremo cualquiera de la línea, se ve desde el otro la misma impedancia Z_0 . Es independiente de la longitud de la línea.

Constante de propagación (γ): La constante de propagación compleja puede ser expresada en función de los parámetros primarios de la línea de transmisión y en función de los coeficientes de atenuación (α) y de fase (β).

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

Constante de atenuación (α): Expresa la atenuación o pérdida de transmisión por unidad de longitud (Np/m) o más usualmente en (dB/Km) para los pares telefónicos. Estas pérdidas se deben a diferentes causas, siendo las principales la disipación de potencia en la línea, la energía que es irradiada al espacio en forma de ondas electromagnéticas y la energía reflejada hacia el origen debido a la heterogeneidad de las líneas telefónicas (empalmes de diferentes calibres, derivaciones puenteadas y secciones húmedas)(Oksman, y otros, 2010). La atenuación de la línea de transmisión se incrementa con el aumento de la frecuencia. La constante de atenuación es la parte real de la constante de propagación.

Constante de fase (β): La constante de fase (β) expresa la diferencia de fase de corriente o tensión entre un punto cualquiera de la línea homogénea y el origen. La misma está dada en (rad/m). La constante de fase es la parte imaginaria de la constante de propagación.

Velocidad de propagación (V_p): La velocidad de propagación (V_p) es la velocidad a la que se desplaza una onda sinusoidal a lo largo de una línea de transmisión.

1.2 Atenuación o función de transferencia del canal

El empleo de altas frecuencias para soportar servicios de alta velocidad en una línea de alambre de cobre trae como resultado un menor alcance en la distancia. Esto se debe a que las señales de alta frecuencia transmitidas sobre lazos basados en un medio metálico, por ejemplo el cobre, se atenúan en mayor proporción que las señales de baja frecuencia, debido a que la atenuación del bucle aumenta con la frecuencia y la longitud del mismo.

Algunos usuarios finales se encuentran lejos de la central telefónica y requieren de un enlace de abonado largo. Aquí la atenuación influye en la calidad de la señal dando como resultado bajos niveles de relación señal a ruido.

Para el modelamiento de la pérdida por atenuación se utiliza el modelo matemático dado a continuación (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007):

$$|\mathbf{H}(f, l)|^2 = e^{-2\alpha l \sqrt{f}} \quad (1.1)$$

Donde f es la frecuencia en Hz, L es la longitud del cable en kilómetros y α es una constante. En dB la ecuación resultaría así:

$$|\mathbf{H}(f, l)|^2 = 10 \cdot \log_{10} e^{-2\alpha l \sqrt{f}}$$

$$|\mathbf{H}(f, l)|^2 = 10 \cdot (-2\alpha l \sqrt{f}) \log_{10} e$$

Sustituyendo $10 \cdot \alpha \cdot \log_{10} e$ por la constante γ , entonces:

$$|\mathbf{H}(f, l)|^2 = -2 \cdot \gamma \cdot l \cdot \sqrt{f} \quad (1.2)$$

Un típico valor de α ajustado es 0.027 (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007).

1.3 Diafonía

La diafonía es la transferencia indeseada de una porción de la señal transmitida de uno de los pares en los otros pares del mismo cable multipar debido al acoplamiento electromagnético. La energía electromagnética transmitida a través de las líneas de hilo de cobre como una señal modulada, irradia energía hacia otras líneas adyacentes que están contenidas en el mismo entorno (Zafaruddin, Prakriya, & Prasad, 2011).

En las redes telefónicas, muchas líneas de pares de cobre son agrupadas en un mismo cable. Los sistemas adyacentes dentro del cable, que transmiten o reciben información en el mismo rango de frecuencias pueden crear una significativa interferencia producto de este fenómeno. Esto es debido a que las señales inducidas por la diafonía se combinan con las señales originales en el lazo de hilo de cobre. Como resultado se obtiene una forma de onda con diferencias significativas de aquella que originalmente se transmitió. La diafonía entre pares en un cable multipar es la interferencia dominante en cualquier sistema DSL. La diafonía se debe a un acoplamiento inductivo o capacitivo

entre conductores o más precisamente, al desbalance en el acoplamiento. Existen dos tipos de diafonía: la paradiafonía (NEXT) cuando la fuente de la señal perturbadora está colocada en el mismo extremo que el receptor perturbado; y la telediafonía (FEXT), cuando el receptor está colocado en el lado remoto (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007).

La diafonía normalmente crece proporcionalmente con las frecuencias lo cual es un deterioro significativo para altas velocidades en DSL. El nivel de la NEXT es sustancialmente independiente de la longitud del cable. Mientras que el nivel de la FEXT es atenuado en su trayectoria por el lazo, al igual que la señal útil que se transmite, ambas señales tienen que viajar la misma distancia (Zafaruddin, Prakriya, & Prasad, 2011).

1.3.1 Paradiafonía (NEXT)

La paradiafonía es conocida como diafonía de extremo cercano o NEXT. Es la consecuencia del acoplamiento de parte de la energía de transmisión en un receptor local. La interferencia surge cuando las señales son transmitidas en sentidos opuestos y la perturbación se recibe en el receptor en el mismo extremo en donde se originó la perturbación. Es bastante independiente de la longitud del cable (Zafaruddin, Prakriya, & Prasad, 2011).

El NEXT puede ser evitado utilizando transmisión FDD o TDD y gracias a que la transmisión y recepción se realiza en diferentes frecuencias y tiempos respectivamente, y debido a que los transceptores VDSL2 utilizan el principio de FDD Duplexación por División de Frecuencia no se tomará en cuenta para este análisis (Maes, 2009).

1.3.2 Telediafonía (FEXT)

La telediafonía es conocida como diafonía de extremo lejano o FEXT. Es debido al acoplamiento en un receptor distante. La interferencia surge cuando las señales son transmitidas en el mismo sentido y el efecto perturbador aparece en el receptor del

extremo opuesto al transmisor que origina la perturbación. Su nivel sufre la misma atenuación que la señal y depende de la distancia (Zafaruddin, Prakriya, & Prasad, 2011).

Hoy en día, el rendimiento VDSL2 está limitado por el FEXT (Maes, 2009).

A continuación en la figura 1.1 puede apreciarse un esquema del análisis del *crosstalk*.

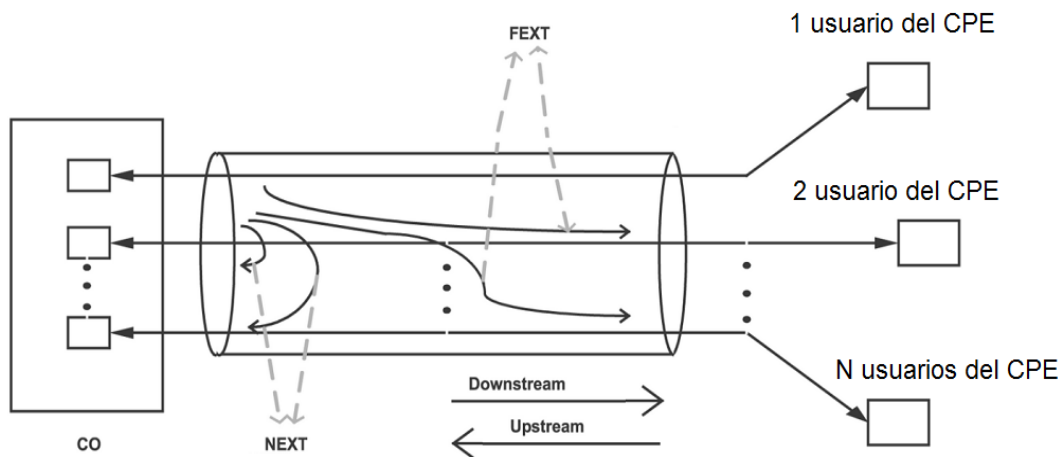


Figura 1. 1 Análisis del crosstalk
Fuente: (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007)

El nivel de la FEXT es atenuado en su trayectoria por el lazo, al igual que la señal útil que se transmite, ambas señales tienen que viajar la misma distancia. Como los enlaces VDSL2 usan cables de corta distancia la FEXT es significativa en estos sistemas.

1.4 Funciones de transferencia del FEXT

El FEXT depende de la función de transferencia del canal (par de cobre) puesto que la señal interferente tiene que viajar a través del medio hasta llegar al extremo opuesto, por lo mismo también depende de la longitud de la línea. Por eso dos cables de longitudes diferentes tendrán distinto FEXT. El cable más corto tendrá un mayor FEXT (menor valor absoluto) que el del enlace largo.

La interferencia del FEXT se incrementa 10 dB por década con la longitud de la línea y 20 dB por década con la frecuencia (ver ecuación 1.3). A lo largo de la línea la señal interferente sufre la misma atenuación que la señal transmitida (Oksman, y otros, 2010).

$$|H_{FEXT}(f)|^2 = k \cdot l \cdot f^2 \cdot |H_{canal}|^2 \text{ Watts} \quad (1.3)$$

Donde:

k : Constante de acople

n : Número de pares interferentes

l : Longitud de acoplamiento del trayecto en metros

f : Frecuencia en Hz

El valor de k es de $8 \cdot 10^{-20} \cdot n^{0.6}$, para $n < 50$.

El modelo FEXT asume que la ganancia por inserción de la función de transferencia del canal se calcula para la trayectoria total del cable entre el transmisor perturbador y el receptor perturbado. Por otra parte la constante de acople de longitud es calculada solo sobre la longitud de la trayectoria de acople l . La longitud de trayectoria de acople es la longitud del cable sobre la cual el receptor afectado y el transmisor perturbador, en el extremo lejano tienen una trayectoria común de cable.

1.5 Modelo de la señal en el cable multipar

Si en un cable se asume que existen N líneas activas (identificadas con un subíndice i , donde $i=0, \dots, N$), la señal recibida en el CPE por la línea $i=0$ se puede escribir como (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007):

$$Y = HX + Z \quad (1.4)$$

$$Y_0 = \underbrace{H_{0,0} X_0}_{\text{Señal útil}} + \underbrace{\sum_{i=1}^{N-1} H_{0,i} X_i}_{\text{FEXT desde las líneas activas}} + \underbrace{Z}_{\text{ruido externo}} \quad (1.5)$$

Dónde:

$H_{0,0}$: función de transferencia del par $i=0$.

$H_{0,i}$: función FEXT del par i al par 0 , para $i=1, \dots, N-1$.

X_0 : símbolos transmitido por el par $i=0$, con varianza σ_0^2

X_i : símbolos transmitido por el par i , para $i=1, \dots, N-1$, con varianza σ_i^2

Para un caso general, la señal recibida en los pares i , $0 \leq i \leq N$ puede ser escrita como:

$$Y_i = H_i X_i + \sum_{j \neq i} H_{i,j} X_j + Z \quad (1.6)$$

Dónde:

$H_{i,i}$: función de transferencia del i -ésimo par.

$H_{i,j}$: función de transferencia de telediafonía del par j al par i

X_j : símbolos transmitido por el par j .

Típicamente la potencia AWGN es asumida a PSD de -140 dB/Hz en aplicaciones DSL).

1.6 Matriz del canal

Los niveles de FEXT entre los pares de cable variarán de par a par y de una frecuencia a otra. La matriz de la figura 1.2 representa una matriz donde cada columna define los acoplamientos (influencia) del FEXT de cada par sobre los demás pares de cobre en una sub-portadora base. Los elementos de la diagonal principal representan la respuesta en frecuencia de cada par de cobre (Silverman, 2012).

Cada elemento $H_{i,j}$ que no está en la diagonal principal que forma la matriz es una función FEXT del par j en un cable multi-par de N pares de cobre.

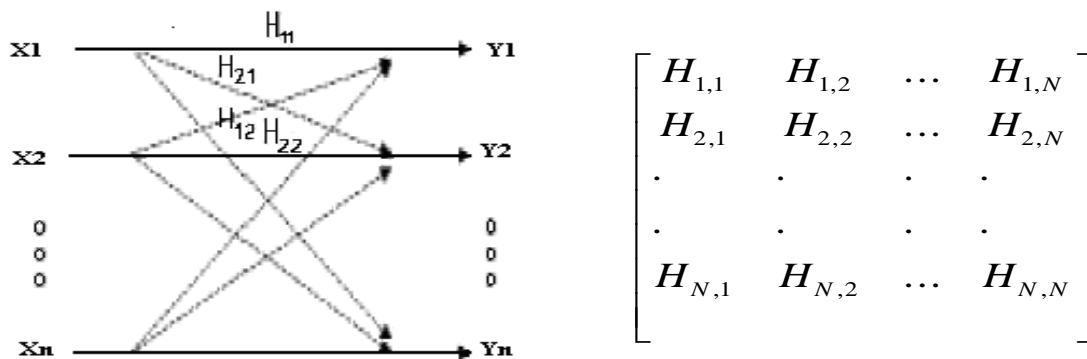


Figura 1. 2 Funciones FEXT de un cable multi-par
Fuente: (Silverman, 2012).

En la siguiente figura se encuentra la representación de todas las matrices de un cable multi-par formado para N pares de cobre y donde la frecuencia va desde 1 hasta K , formándose K matrices.

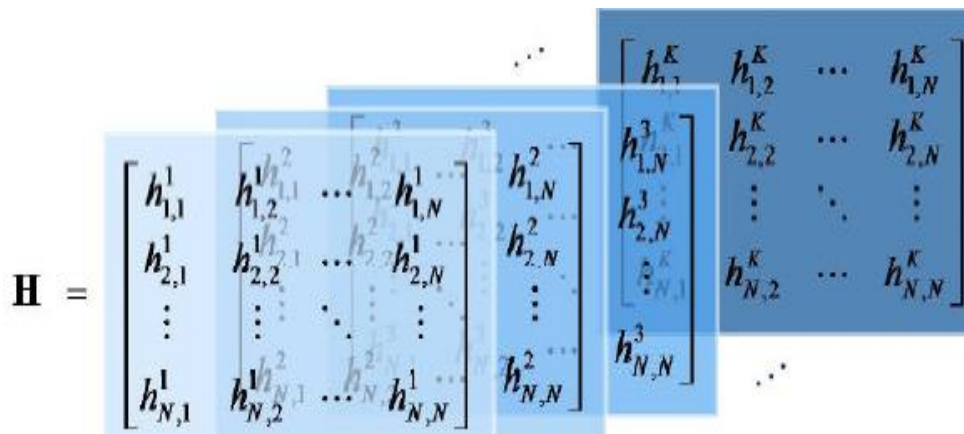


Figura 1. 3 Matriz H con dimensiones $N \times N \times K$
Fuente: (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007).

Representando la señal recibida de forma vectorial nos queda:

$$Y_k = H_k X_k + Z_k \quad (1.7)$$

Donde la señal de entrada se representa en el vector:

$$X_k = [X(f_1), X(f_2), \dots, X(f_k)]$$

1.7 Relación entre la función de transferencia y la densidad espectral de potencia.

Dado un sistema lineal con función de transferencia $H(f)$ y una señal de entrada $x(t)$, la densidad espectral correspondiente a la salida se encuentra multiplicando la densidad espectral de la señal de entrada por el cuadrado de la función de transferencia $H(f)$ (Márquez, 2005).

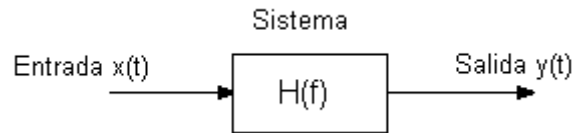


Figura 1. 4 Señales en un sistema lineal
Fuente: (Márquez, 2005)

Si la entrada $x(t)$ es una señal caracterizada con una densidad espectral de potencia $PSD_x(f)$, entonces la densidad espectral de potencia a la salida es:

$$PSD_y(f) = |H(f)|^2 PSD_x(f) \quad (1.8)$$

Mediante esta relación se puede calcular la PSD del FEXT. El modelo matemático para la densidad espectral de potencia del ruido FEXT, se puede describir mediante la siguiente expresión:

$$PSD_{VDSL_2-FEXT} = PSD_{VDSL_2-Disturber} \cdot |H_{FEXT}(f)|^2 \quad \text{Watts} \quad (1.9)$$

PSD_{VDSL_2-FEXT} : Densidad espectral de potencia de ruido provocada por la diafonía FEXT.

$PSD_{VDSL_2-Disturber}$: Densidad espectral de potencia del servicio perturbador.

1.8 Modelo de referencia del Transreceptor VDSL2

La figura 1.5 muestra un modelo de referencia de un sistema VDSL2 en el plano de usuario. El VTU-R es el transceptor VDSL2 que se encuentra en el lado del abonado, mientras el VTU-O es el transceptor que se encuentra en la oficina central o en un terminal remoto cerca de las instalaciones del cliente.

En el proceso de comunicación los transceptores VDSL2 pueden tomar dos estados: inicialización y *Showtime*. En el estado de inicialización los transceptores intercambian mensajes y señales para la configuración del enlace, mientras el *Showtime* es el estado alcanzado por el VTU después que se ha completado el proceso de inicialización y es donde ocurre la transferencia de datos (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

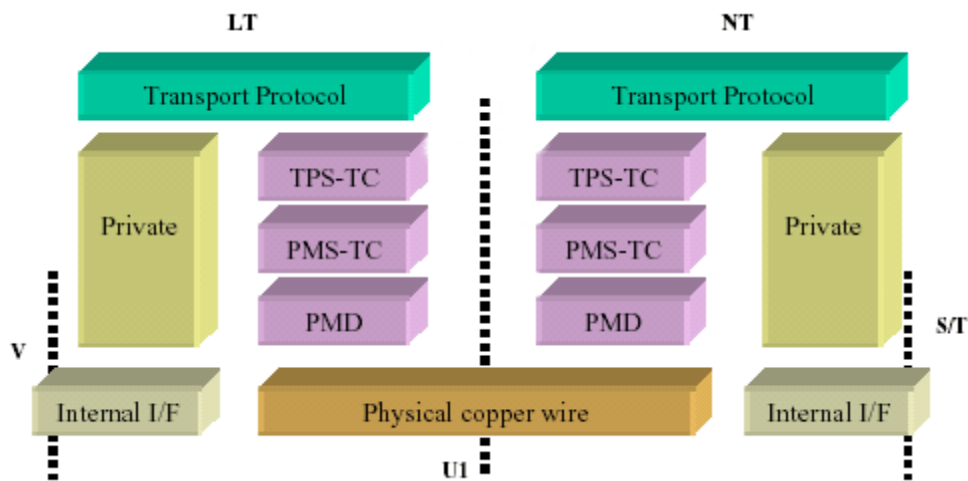


Figura 1. 5 Modelo de referencia de VDSL2

Fuente: (Blanco)

El TPS-TC (*TransportProtocolSpecific – TransmissionConvergence*) sirve como una capa de adaptación entre los protocolos de transporte y la línea de abonado digital. También se encarga de enviar y recibir mensajes de control y de gestión.

La Recomendación G.993.2 define tres tipos TPS-TC para transportar los datos de usuario según el protocolo de capa superior empleado en el enlace VDSL2. Si los datos de usuarios son encapsulados en celdas ATM la capa TPS-TC es llamada ATM-TC (*Asynchronous Transfer Mode – TransmissionConvergence*); si los datos de usuarios son encapsulados en tramas Ethernet se nombra como PTM-TC (*Packet Transfer Mode-TransmissionConvergence*) y si los datos de usuarios son encapsulados en tramas STM se conoce como STM-TC (*Synchronous Transfer Mode – Transmission Convergence*).

También la Recomendación G.993.2 define un tipo de TPS-TC para soportar el transporte de datos de gestión **ooc** entre dos entidades de gestión VDSL2 (VME-O, VME-R) en los extremos de un enlace VDSL2. El TPS-TC de gestión se llama MPS-TC

(*Management Protocol Specific –Transmission Convergence*).El VME ofrece todas las funciones de gestión especificadas en la Recomendación UIT G.997.1 para comunicarse con el MIB (Base de Información de Gestión) y con el NMS (Sistema de Gestión de Red). También llevará a cabo todas las funciones de gestión interna del VTU, como la gestión de rendimiento, la gestión de la configuración, y la gestión de fallos (Ver figura 1.6) (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

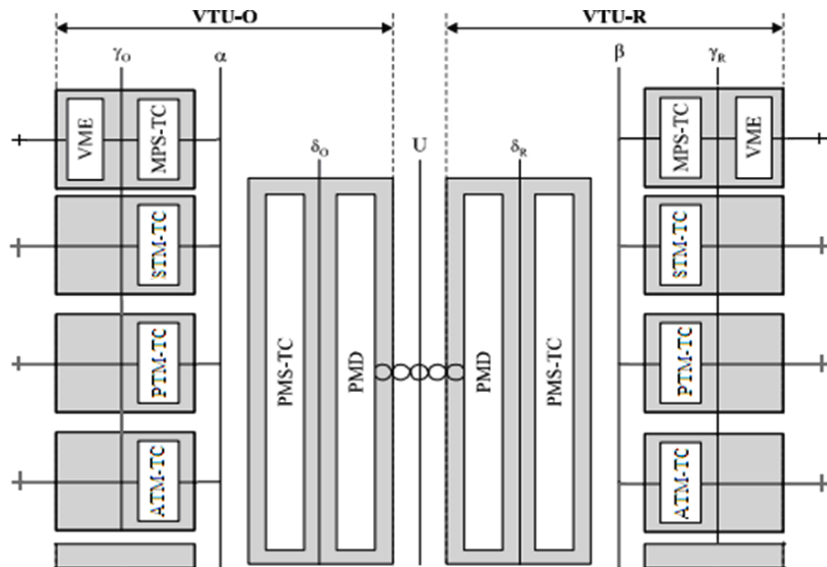


Figura 1.6 Modelo de referencia del transceptor VDSL2 incluyendo los tipos de TPS-TC
Fuente: (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006)

La configuración de la capa TPS-TC deberá incluir el MPS-TC y al menos un tipo de TPS-TC para el transporte de datos de usuarios, el cual deberá ser habilitado durante la inicialización.

En la capa PMS-TC (*Physical Media-Specific – Transmission Convergence*) se usa codificación de Reed-Solomon junto con un mecanismo de entrelazado para proteger los datos contra errores, proporcionando funciones de camino de latencia. Una solución de doble latencia proporciona una segunda ruta de latencia en PMS-TC. Los datos que deben ser protegidos usan la ruta de entrelazado más profundo, mientras que los datos que son sensibles a la demora pueden utilizar la ruta con sólo un mínimo de entrelazado.

Finalmente, los datos de cada camino de latencia se multiplexan en un único conjunto de bits que se envían a la capa de PMD (*Physical Media Dependent Layer*) para el proceso de modulación. La preparación de las tramas también ocurre en PMS-TC (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

La capa PMD prepara la señal para transmitirla por el medio físico. Las funciones principales de la PMD son la generación y recuperación de sincronismo de símbolos, la codificación y la decodificación, y la modulación y demodulación. El PMD también puede incluir la cancelación de eco y la ecualización. La tecnología VDSL2 usa la modulación DMT (Multitono Discreto), donde se divide el espectro útil de frecuencias en canales paralelos y donde el centro de cada canal se representa por una subportadora modulada en QAM.

1.9 Protocolo de transmisión eoc

El protocolo **eoc** en su mayoría está destinado a intercambiar datos de gestión que no son de tiempo real. Se utiliza para transportar mensajes **eoc** y elementos de la MIB especificados en la Recomendación UIT-T G.997.1, para solicitar y modificar parámetros de pruebas, de rendimiento, de configuración, comandos de mantenimiento y para solicitar procedimientos de gestión en la VTU del extremo lejano (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

Cuando un VTU envía un mensaje de solicitud en una comunicación **eoc** al VTU en el otro extremo, este debe confirmar el mensaje recibido, y además, se llevará a cabo la función de gestión solicitada. Ambos VTU serán capaces de enviar solicitudes **eoc** y responder a solicitudes recibidas. Las solicitudes y respuestas en la línea son originadas por el VME en mensajes **eoc**. El VME envía cada mensaje **eoc** para la MPS-TC. El MPS-TC encapsula todos los mensajes entrantes en formato HDLC (Control de Enlace de Datos de Alto Nivel). La longitud de cualquier mensaje **eoc** deberá ser inferior o igual a 1024 octetos (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

En la figura 1.7 se muestra la estructura de la trama HDLC usada en el protocolo **eoc**. El comienzo y el fin de la trama HDLC del protocolo **eoc** son indicados con una bandera de inicio y una de fin, respectivamente. Ambas banderas son octetos que contienen el número 7E en hexadecimal. En el campo de datos se lleva la información de gestión asociada con la solicitud (respuesta). El primer octeto del campo de datos especifica el tipo de solicitud (respuesta) y el segundo octeto especifica el nombre de la solicitud (respuesta) para el tipo especificado (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

Bytes	Campos
1	Bandera de inicio
1	Dirección
1	Control
Hasta 1024	Datos
2	Suma de Verificación
1	Bandera de fin

Figura 1. 7 Estructura de la trama HDLC usada en el protocolo **eoc**
Fuente: (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006)

1.10 Modelo funcional de la capa PMD

El modelo funcional de la sub-capa PMD se presenta en la figura 1.8. En la dirección de transmisión, el PMD sub-capa recibe tramas de datos desde el PMS-TC sub-capa. Cada trama contiene un número entero de L bits.

Cada trama de datos de L bits será modulada en un símbolo DMT. Antes de la modulación, el codificador divide el flujo de bits entrante en N pequeños grupos de bits, donde cada grupo es asignado a un subcanal para ser transmitido en paralelo. Los grupos de bits asignados a cada subcanal son codificados al símbolo correspondiente en la constelación QAM en términos de sus características espectrales, por lo que a la salida del codificador lo que se obtiene son N números complejos que contienen la fase y la amplitud de las subportadoras a modular.

El conjunto de números complejos se pueden interpretar como muestras del espectro que se desea transmitir. Mediante la transformada inversa discreta de Fourier (IDFT) se obtiene una secuencia en el dominio del tiempo. En el transmisor se usa la IDFT para generar la señal modulada y en el receptor se usa la DFT para recuperar los datos codificados en amplitud y fase de las subportadoras (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

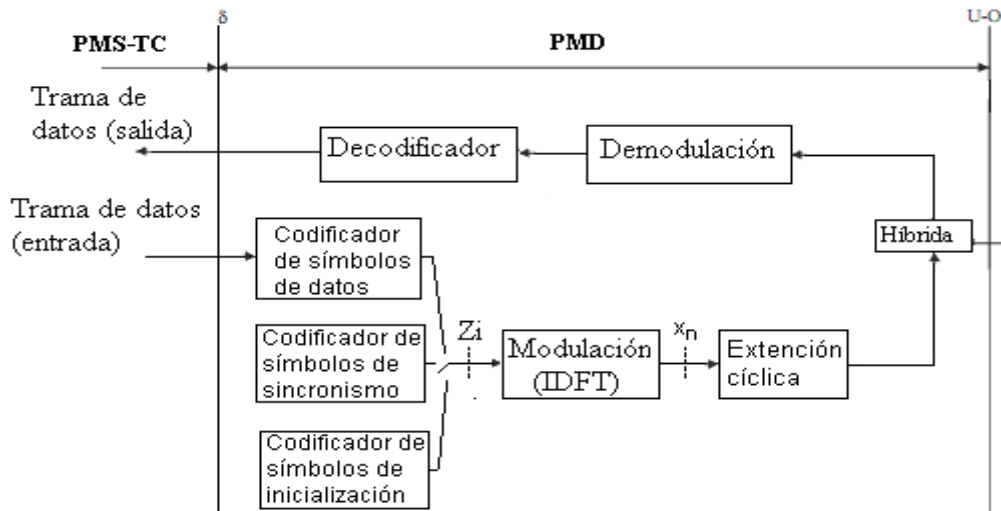


Figura 1. 8 El modelo funcional de la sub-capas PMD
Fuente : (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006)

La amplitud y la fase de las subportadoras deben mantenerse constantes en el periodo de símbolo para que las portadoras se mantengan ortogonales entre sí, lo que da origen a que no existan interferencias entre ellas. La interferencia intersímbolo (ISI) provoca la pérdida de la ortogonalidad en las subportadoras. Después de la IDFT, el símbolo resultante se extiende cíclicamente con el uso de un prefijo cíclico y un sufijo cíclico, para evitar la interferencia intersímbolo y la interferencia entre subcanales (ICI).

A la salida del bloque de IDFT los datos salen en paralelo, por lo tanto se hacen pasar por un convertor paralelo/serie, para entregarse en serie a un convertor D/A (Digital/Analógico), el cual devuelve la señal analógica que finalmente se hará pasar por un filtro pasa bajo para ser enviada hacia el medio de transmisión a través de la interfaz U.

Un símbolo DMT es la combinación de N subportadoras, cada una modulada en QAM. En la dirección de recepción, la señal recibida desde el medio de transmisión a través de la interfaz U es demodulada y decodificada para extraer la trama de datos transmitida. La trama de datos obtenida a partir del decodificador (denotado "trama de salida de datos" en la figura 1.8) se envía a la capa PMS-TC.

Debido a la reflexión hacia atrás de la señal transmitida se produce un eco, tanto en el extremo cercano como en el extremo lejano. Esta interferencia difiere de la diafonía ya que la onda perturbadora transmitida, es conocida por el receptor y puede ser sustraída de la señal recibida. A este proceso de eliminar los efectos del transmisor se le conoce como cancelación de ecos. Esta técnica se usa en el esquema de transmisor-receptor conectado al mismo dispositivo (híbrida) (Zafaruddin, Prakriya, & Prasad, 2011).

1.11 Supertrama DMT

La estructura de supertrama DMT se muestra en la figura 1.9. Cada supertrama DMT se compone de 256 tramas de datos, numeradas de 0 a 255, seguido de una trama de sincronismo que no proviene de la capa PMS-TC. Las tramas de datos son moduladas en 256 símbolos DMT (llamados símbolos de datos), y la trama de sincronismo es modulada en un símbolo DMT (llamado símbolo de sincronismo). El símbolo de sincronismo proporciona un marcador de tiempo en el proceso de reconfiguración de la línea (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

Cada subportadora del símbolo de sincronismo será modulada por dos bits de la trama de sincronismo (que será 00 o 11) utilizando el mapa de la constelación 4-QAM. Los símbolos formados por la agrupación de los bits 00 y 11 son llamados símbolos CERO y UNO respectivamente. Las tramas de sincronismo están formadas completamente por CERO o por UNO.

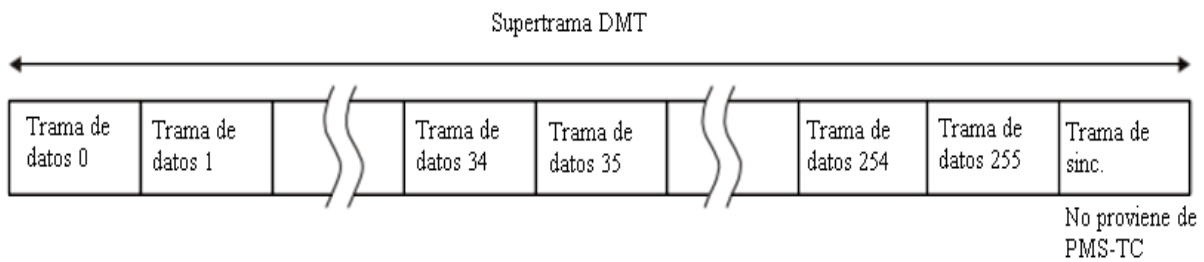


Figura 1. 9 Estructura de la supertrama DMT
Fuente: (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006)

1.12 Reconfiguración de la línea

En el par de cobre existen componentes de frecuencia que se atenúan más que otras. El sistema puede adaptarse a las condiciones del canal modificando dinámicamente la carga (el número) de bits asignados a cada subportadora o cambiar su energía de transmisión según la relación S/N (señal/ruido) en cada subcanal sin cambiar el flujo de datos de modo que el rendimiento sea máximo. Este mecanismo se denomina intercambio de bits (*Bits-Swapping*) (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

El proceso de re-configuración de línea (OLR, reconfiguración On-line) permite cambios en la subcapa PMD sin interrumpir el servicio y proporciona medios para adaptarse a las condiciones lentamente variables del canal. La re-configuración de línea de la capa PMD incluye el intercambio de bits. El número de bits por subportadora puede ser aumentado o disminuido en el rango 0 a 15. Este proceso está definido en la recomendación ITU-T G.993.2 (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

Los símbolos de sincronismo que marcan el instante de la re-configuración de la línea (OLR) son conocidos como *syncflag* y a las subportadoras que forman a los *syncflag* son llamadas tonos *flag*. Un *syncflag* es un símbolo de sincronismo en que los tonos *flag* son modulados con los bits invertidos de la trama de sincronismo que ha sido previamente transmitida, es decir, cuando se va a transmitir un *syncflag* la nueva trama de sincronismo se forma invirtiendo los bits de la trama de sincronismo que fue transmitida y los bits de la nueva trama modularán a los tonos *flag* del *syncflag*. Por ejemplo, si la trama de sincronismo que fue transmitida estaba compuesta por UNO, entonces el

syncflag correspondería a la modulación de una trama de sincronismo compuesta de CERO (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

Después de la transmisión de un *syncflag*, la trama de sincronismo modulada en el siguiente símbolo de sincronismo mantendrá las muestras (en todos UNO o todos CEROS) hasta la señalización de la próxima reconfiguración de línea.

Un VTU puede realizar un mensaje **eoc** de solicitud OLR a la VTU del otro extremo de la línea para realizar los cambios necesarios. La VTU que recibe la solicitud OLR puede responder rechazando la solicitud o transmitiendo un marcador de tiempo para la reconfiguración con un *syncflag* y a partir del décimo símbolo de la siguiente supertrama DMT deberá realizar los cambios solicitados. A la recepción del *syncflag*, el VTU transmisor de la solicitud OLR deberá realizar la reconfiguración de la línea a partir del décimo símbolo DMT en la siguiente supertrama (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

1.13 Procedimiento de inicialización

Inicialización de un par VTU-O/VTU-R incluye las siguientes tareas principales (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006):

- Definición de un modo de funcionamiento común (perfil, plan de banda y los valores iniciales de los parámetros básicos de modulación);
- Sincronización (alineación de la muestra del reloj y la alineación de símbolos);
- Transferencia desde el VTU-O al VTU-R de los parámetros de transmisión, incluida la información sobre las máscaras PSD a utilizar, bandas RFI (por ejemplo, las bandas de radioaficionados) que deben protegerse, y las tasas de datos en los dos sentidos de transmisión;
- Identificación del canal;
- Cálculo de los parámetros de codificación, así como la carga de bits y la potencia de transmisión.

El proceso de inicialización consta de cuatro fases. La primera fase es conocida como de negociación (*handshakephase*), la segunda es llamada fase de descubrimiento del canal (*channeldiscoveryphase*), la tercera fase es nombrada de entrenamiento (*training phase*) y la cuarta es llamada fase de intercambio y análisis del canal (*channelanalysis and Exchange phase*).

El modo de funcionamiento común será establecido durante la fase *handshake* G.994.1. La información tal como la máscara PSD, y las tasas de datos de destino será inicialmente disponible en la VTU-O a través de la MIB (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

En la segunda fase se intercambia información entre los módem para establecer la densidad espectral de potencia (PSD) en ambos sentido de transmisión y se establecen los valores de los parámetros de modulación necesarios para entrar en la siguiente fase como el tamaño de la IDFT, la longitud del prefijo cíclico, la longitud de la ventana y otros. En esta fase se establece la comunicación entre los módem mediante mensajes SOC. Durante la fase de entrenamiento, los módem pueden capacitar a su ecualizador en el dominio del tiempo (EQT) y al cancelador de eco (EC) (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

En la cuarta fase se estima la relación S/N y los módem intercambian mensajes para la configuración de los parámetros de las capas TPS-TC, PMS-TC que serán en la transferencia de datos. En la capa PMD se establece la carga de bits por sub-portadora (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

1.14 El protocolo SOC (*Special operations channel*)

El protocolo SOC (*Specialoperationschannel*) proporciona una comunicación bidireccional de mensajes entre la VTU-O y el VTU-R en el proceso de inicialización. Los mensajes SOC usan el formato de HDLC como se muestra en la figura 1.7. El tipo de mensaje SOC estará especificado por un código contenido en el primer octeto del campo de datos.

Luego de conocer los elementos más importantes sobre la diafonía como factor que afecta el desempeño de VDSL2, las características del par de cobre, la arquitectura del transreceptor VDSL2, así como la arquitectura de la capa PMD especificada en la Recomendación UIT-T G.993.2, es importante conocer y analizar los métodos de cancelación de la telediafonía (FEXT). El próximo capítulo se dedicara a exponer los métodos de cancelación usando un modelo matemático del cable multipar.

CAPÍTULO 2.MÉTODOS DE CANCELACIÓN DEL CROSSTALK (FEXT) EN ENLACES VDSL2

Existen varios criterios para poder realizar una cancelación de diafonía en un canal VDSL2, los cuales se pueden emplear tanto del lado del transmisor, como del receptor. Del lado del transmisor hay varias técnicas como:

El uso de códigos de bloqueo: Si los bloques de código son mayores que la longitud mínima, el NEXT puede eliminarse por completo.

Modificando la configuración de los espectros de transmisión: diseñado para rechazar la NEXT de una manera que maximiza la tasa general de los datos, además mantiene la compatibilidad espectral con otros servicios.

Modificando el algoritmo de carga de bit: cambia el orden de poder colocar los bits en la trama.

Pero estas técnicas mencionadas están solo enfocadas a evitar la diafonía, más no realizan la cancelación total de esta, por otro lado, su implementación prácticamente tiene una excesiva dificultad, ya que requieren de que se realicen cambios en los estándares existentes para la comunicación VDSL2.

Las técnicas de que se dispone por el lado del receptor son:

La ecualización por retroalimentación: se asume que la diafonía tiene el mismo índice de muestreo como fuente, útiles para cancelar su propio NEXT y su propio FEXT.

La detección de multiusuario y sus variaciones ciegas, posiblemente sean las mejores técnicas para hacer la cancelación de diafonía, sin embargo, al ser tan generales hacen que su desarrollo computacional sea muy costoso de implementar.

La mayoría de estas técnicas para cancelar o atenuar la diafonía requieren el conocimiento explícito de la función de acoplamiento que se presenta entre los pares trenzados, la cual no es posible obtener debido a que no hay una característica exacta de estos entre la misma cantidad de cables de una central de transmisión y el cliente final.

Las técnicas anteriores presentan inconvenientes al momento de su aplicación, pues atenuar o cancelar la diafonía requiere de una inversión muy costosa, por otro lado los resultados que se obtienen al utilizar estas técnicas no son del todo eficientes. Por tal motivo se enfocó este trabajo en técnicas que además de ser más factibles su implementación en la práctica, no presentan ningún problema a nivel de costos, y además, lo más relevante de todo, es que los resultados que se obtienen llevándolas a cabo muestran un desempeño significativo en la reducción de la diafonía, superando notablemente a las técnicas que se utilizan tanto en el lado del transmisor, como en el lado del receptor.

2.1 Cancelador *Zero Forcing*

El cancelador de *Zero Forcing* cuenta con un diseño lineal, que conduce a un *run-time* de baja complejidad y de baja latencia. La cancelación de ZF estima los símbolos transmitidos por medio de la multiplicación del vector símbolo recibido con la inversa de la matriz del canal, por lo tanto (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007):

$$\begin{aligned}
 Y_k &= H_k X_k + Z_k \\
 \hat{X}_k &= (H_k)^{-1} Y_k \\
 \hat{X}_k &= (H_k)^{-1} (H_k X_k + Z_k) \\
 \hat{X}_k &= (H_k)^{-1} H_k X_k + (H_k)^{-1} Z_k \\
 \hat{X}_k &= X_k + \hat{Z}_k
 \end{aligned}$$

2.2 Cancelador *Decision Feedback*

Este método tiene una alta complejidad y latencia por lo cual dificulta aplicar el diseño en aplicaciones de tiempo real como Voz sobre IP y videoconferencia (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007).

Para poder utilizar este método es necesario que el usuario haya sido detectado previamente sin errores.

El *DecisionFeedbackCanceller* consiste de un filtro *feed-forward* (no retroalimentado) y un filtro *Feedback* (retroalimentado). El filtro *feed-forward* convierte la matriz del canal en una matriz triangular superior, y por lo tanto el *crosstalk* obedece a una forma de casualidad, en el sentido de que cada usuario solo experimente la diafonía de usuarios previos. Esto permite al *DecisionFeedback* ser usado para detectar cada usuario a la vez, antes de restar la interferencia que causan a los usuarios que permanecen sin detectarse (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007). En la figura 2.1 se muestra el *Decisionfeedbackequalizer*.

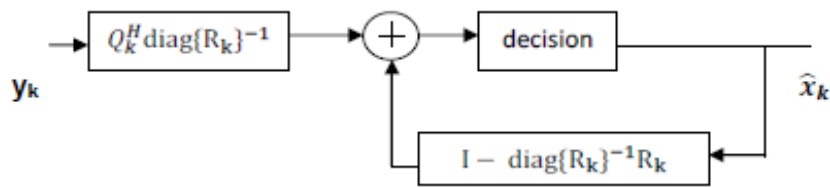


Figura 2. 1 Decisionfeedbackequalizer
Fuente: (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007).

En la práctica esto se lleva a cabo a través de la descomposición de la **QR** de la matriz del canal.

$$H_k = Q_k R_k$$

Aquí **Q_k** es una matriz unitaria, mientras que **R_k** es triangular superior. La matriz **Q_k^H** (transpuesta conjugada o Hermítica de **Q**) constituye el filtro *feed-forward* que transforma el vector recibido de:

$$Y_k = H_k X_k + Z_k$$

a

$$W_k = Q_k^H Y_k$$

Utilizando la siguiente propiedad

$$Q_k^H Q_k = 1$$

Se obtiene:

$$W_k = Q_k^H (H_k X_k + Z_k)$$

$$W_k = Q_k^H (Q_k R_k X_k + Z_k)$$

$$W_k = R_k X_k + Q_k^H Z_k$$

$$W_k = R_k X_k + \hat{Z}_k$$

Como Q_k es unitaria, el filtro *feed-forward* no altera las estadísticas del ruido Z_k , que suponemos que es espacialmente blanco.

Al representar matricialmente la ecuación $W_k = R_k \hat{X}_k$ se tiene lo siguiente:

$$r_k^{1,1} \hat{x}_k^1 + r_k^{1,2} \hat{x}_k^2 + r_k^{1,3} \hat{x}_k^3 + \dots + r_k^{1,N-1} \hat{x}_k^{N-1} + r_k^{1,N} \hat{x}_k^N = w_k^1$$

$$r_k^{2,2} \hat{x}_k^2 + r_k^{2,3} \hat{x}_k^3 + \dots + r_k^{2,N-1} \hat{x}_k^{N-1} + r_k^{2,N} \hat{x}_k^N = w_k^2$$

$$r_k^{3,3} \hat{x}_k^3 + \dots + r_k^{3,N-1} \hat{x}_k^{N-1} + r_k^{3,N} \hat{x}_k^N = w_k^3$$

$$r_k^{N-1,N-1} \hat{x}_k^{N-1} + r_k^{N-1,N} \hat{x}_k^N = w_k^{N-1}$$

$$r_k^{N,N} \hat{x}_k^N = w_k^N$$

Donde

$$\hat{x}_k^n = [X_k]_n, \text{ símbolo estimado del usuario } n$$

$$w_k^n = [W_k]_n, \text{ símbolo detectado del usuario } n$$

$$r_k^{n,m} = [R_k]_{n,m}, \text{ elemento de la fila } n \text{ y la columna } m \text{ de la matriz } R_k$$

$$n = 1, 2, \dots, N$$

Luego, al tratar de hallar la última incógnita se forma la siguiente ecuación:

$$\hat{x}_k^N = \frac{w_k^N}{r_k^{N,N}}$$

Teniendo el valor de la última incógnita se puede ahora hallar la penúltima incógnita con la siguiente ecuación, la cual la se obtiene de la penúltima línea de la matriz:

$$\hat{x}_k^{N-1} = \frac{w_k^{N-1}}{r_k^{N-1,N-1}} - \frac{r_k^{N-1} \hat{x}_k^N}{r_k^{N-1,N-1}}$$

Una vez que se tiene la última incógnita y la penúltima incógnita se puede hallarla transpenúltima incógnita con la siguiente ecuación, la cual se obtiene de la transpenúltima línea de la matriz:

$$\hat{x}_k^{N-1} = \frac{w_k^{N-2}}{r_k^{N-2,N-2}} - \frac{r_k^{N-2} \hat{x}_k^{N-1}}{r_k^{N-2,N-2}} - \frac{r_k^{N-2} \hat{x}_k^N}{r_k^{N-2,N-2}}$$

Y de esta forma se encuentran las N incógnitas, de donde se obtiene la fórmula general para encontrar el valor de cada incógnita.

$$\hat{x}_k^n = \left[\frac{w_k^n}{r_k^{n,n}} - \sum_{m=n+1}^N \frac{r_k^{n,m}}{r_k^{n,n}} \hat{x}_k^m \right]$$

Luego del procedimiento realizado por el método, se obtiene como resultado el retorno de la señal de origen; sumado el ruido del canal tal como se muestra en la siguiente ecuación (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007):

$$\hat{x}_k^n = dec \left[x_k^m - \frac{\hat{z}_k^n}{r_k^{n,n}} \right]$$

La conversión del canal en una matriz triangular superior \mathbf{R}_k permite la estimación de los símbolos transmitidos de un usuario n a través de la resta de los componentes de la diafonía de los usuarios detectados previamente. Utilizando el método de *back-substitución* y detección símbolo por símbolo se cancelará la diafonía de los usuarios previos (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007).

El *DecisionFeedbackCanceller* realizará una aproximación del canal teórico siempre que el usuario detectado previamente haya sido detectado sin errores. En la práctica este no es el caso, y cada usuario experimentará errores debido al ruido en el canal. Cuando un usuario es detectado erróneamente, la operación del *DecisionFeedback* creará más interferencias, que conducen a la propagación de errores y una reducción significativa en el rendimiento.

2.3 Vectorización

La vectorización es la transmisión coordinada y / o recepción coordinada de las señales de múltiples transceptores DSL utilizando técnicas para mitigar los efectos adversos de la diafonía para mejorar el rendimiento. Es un método de cancelación del *crosstalk* en la línea DSL determinando el nivel de diafonía recibida en las líneas y su anulación mediante algoritmos matemáticos que modifican los datos, codificándolos para reducir o eliminar la diafonía recibida (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

Un grupo vectorizado es el conjunto de líneas donde la vectorización es aplicada (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

El objetivo de la vectorización es aprender y mantener la matriz de canal de diafonía en las frecuencias apropiadas en las bandas de VDSL2 y aplicar el procesamiento de señales necesario para cancelar la diafonía producida por las otras señales VDSL2 en cada una de las señales deseada de esta tecnología para cada usuario final (Silverman, 2012).

Antes de la transmisión, los datos son pre-codificados de manera que se produzca la auto-cancelación del FEXT cuando las señales se propagan en las líneas. En la ecuación 1.4 se supone que la FEXT aún no está pre-compensada. Cuando se aplica la pre-codificación, la ecuación 1.4 se transforma de la manera siguiente (Maes, 2009):

$$Y = HPX + Z \quad (2.1)$$

Donde P es la matriz de pre-codificación. Si el pre-codificador vectorial puede hacer que $H*P$ se convierta en una matriz diagonal, entonces elimina la diafonía y la señal recibida se obtiene del producto de la señal transmitida y la función de transferencia del canal más el ruido.

$$Y = \text{diag}(H)X + Z \quad (2.2)$$

La matriz de pre-codificación P se define típicamente como (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010):

$$P = H^{-1} \text{diag}(H)$$

Sustituyendo a P en la ecuación 2.1:

$$Y = HPX + Z = HH^{-1} \text{diag}(H)X + Z$$

$$Y = \text{diag}(H)X + Z$$

Representando a H como $H = \text{diag}(H) \cdot (I + C)$, entonces P puede ser también definida como:

$$P = I - \hat{C} \quad (2.3)$$

Donde \hat{C} es una estimación de C (Maes, 2009).

Por lo tanto, el objetivo de la estimación del canal es encontrar los elementos de C, con (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010):

$$C_{i,j} = \frac{H_{i,j}}{H_{i,i}}, \text{ para } j \neq i \text{ y } C_{i,i} = 0, \text{ en la diagonal principal}$$

Si $i=0$, entonces:

$$C_{0,i} = \frac{H_{0,i}}{H_{0,0}}, \text{ para } i = 1, \dots, k$$

Los datos precodificados se representan como:

$$W = PX = (I - \hat{C})X$$

Cuando aplicando la precodificación las ecuaciones 2.1 y 2.2 se transforman en (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010):

$$Y = H(I - \hat{C})X + Z$$

$$Y = Hx - H\hat{C}X + Z$$

$$Y = \text{diag}(H)(I + C)X - \text{diag}(H)(I + C)\hat{C}X + Z$$

$$Y \approx \text{diag}(H)X - \text{diag}(H)CX + \text{diag}(H)\hat{C}X + \text{diag}(H)C\hat{C}X + Z$$

$$\text{Si } \hat{C} \approx C, \text{ entonces } C \cdot \hat{C} = \frac{H_{i,j}^2}{H_{i,i}^2}$$

Como $H_{i,j}^2 \ll H_{i,i}^2$, entonces se puede deducir que:

$$C \cdot \hat{C} \approx 0 \text{ y}$$

$$Y \approx \text{diag}(H)X + Z$$

Un conjunto de coeficientes de pre-codificación pueden variar con cada frecuencia y se pueden actualizar cuando ocurren cambios en el entorno de transmisión en una operación adaptativa.

Cuando se inicializa una nueva línea, necesita realizarse dos pasos: activación de una línea e incorporación al grupo vectorial. Antes de que se realicen estos dos pasos, la

nueva línea puede generar diafonía en las líneas vectorizadas e incluso causar que los dispositivos se desconecten de la línea. De este modo, la línea donde se lleva a cabo el proceso de inicialización, no debe aportar una diafonía que exceda el nivel de tolerancia de las restantes líneas. Además, el proceso de entrada en línea debe ser lo más corto posible (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

Si existen $N-1$ líneas activas, entonces la matriz P estará formada por $N-1$ filas y $N-1$ columnas. Cuando una nueva línea N es inicializada a la matriz P se la añade una fila y una columna. La columna añadida se utiliza para eliminar la diafonía de la línea N en las $N-1$ líneas. De este modo, para reducir la diafonía de la línea N en las $N-1$ líneas, con rapidez, los vectores en la columna de $N-1$ dimensiones deben calcularse en un intervalo de tiempo corto.

La Recomendación UIT-T G.993.5 se limita solo a la implementación de la auto-cancelación FEXT (vectorización) en los sistemas VDSL2. Esta cancelación se produce entre los transreceptores VDSL2, no necesariamente del mismo perfil. Esta recomendación está destinada a ser implementada en conjunto con la Recomendación UIT-T G.993.2.

Las técnicas descritas en esta recomendación proporcionan medios para la reducción del FEXT generado por los transreceptores en un cable multipar. Las técnicas de auto-cancelación del FEXT son particularmente beneficiosas con longitudes de cable cortas (menores de 1km) y está limitado por el NEXT, el ruido de fondo, y los FEXT de los sistemas que no forman parte del grupo vectorizado (ruido extraño).

2.4 Modelo de referencia para un sistema vectorizado.

Un modelo de referencia para un sistema vectorizado se ilustra en la figura 2.2 (sólo se muestra la línea 1 de un grupo de N líneas vectorizadas). En un sistema vectorizado, el nodo de acceso (AN), que se encuentra en una oficina central (CO) o terminal remoto (RT) o en otro lugar, transmite y recibe de un número de terminaciones de red (NT). La cancelación de la telediafonía se realiza mediante la coordinación de las líneas en el

grupo vectorizado. Por lo tanto, las señales pueden ser representadas como un vector donde cada componente es la señal en una de las líneas. Esta coordinación se hace posible a través de una interfaz entre una VTU-O (aquí llamado VTU-O-1) y todas las otras VTU-O (aquí llamado VTU-O-n, $n = 2 \dots N$, donde N indica el número de líneas en el grupo vectorizado), que aquí se llama e-1-n para indicar que la coordinación se lleva a cabo entre la línea 1 y la línea n (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)

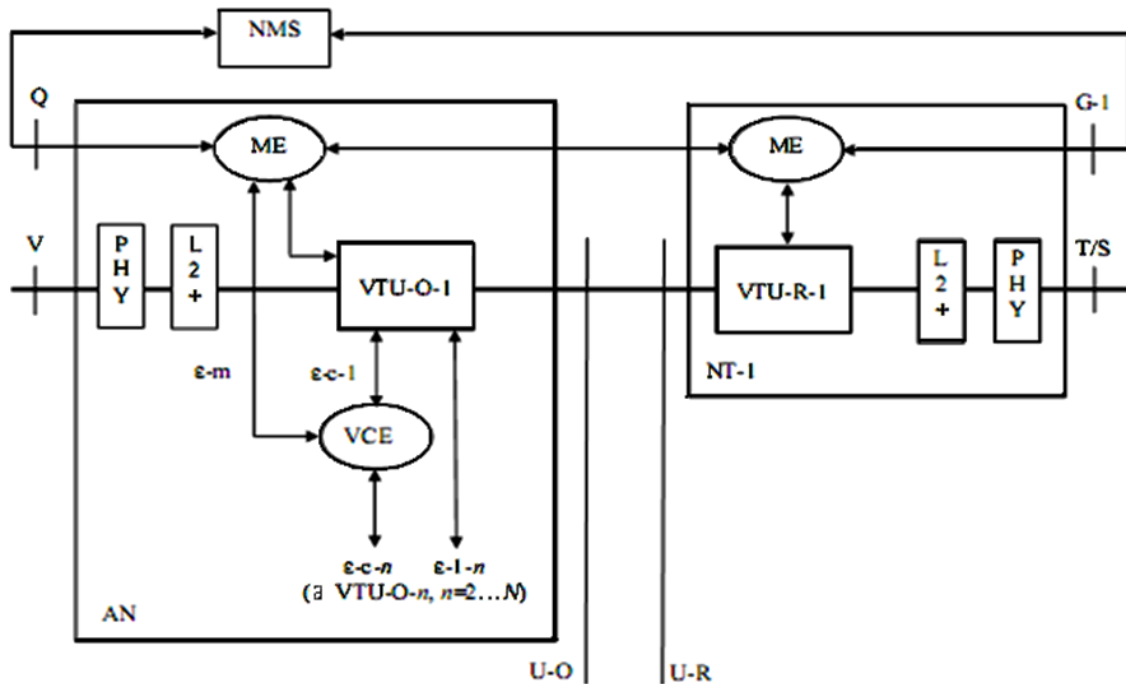


Figura 2. 2 Modelo de referencia para un sistema vectorizado
Fuente: (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)

La gestión coordinada de las líneas se realiza por el Sistema de Gestión de Red (NMS) y la transmisión de información de gestión a la entidad de gestión (ME) se realiza a través de la interfaz Q. Dentro del AN, el ME además transmite la información de gestión a través de una interfaz e-m a la entidad de control vectorial (VCE) del grupo vectorial del cual esa línea pertenece. Cada VCE controla un grupo vectorizado único, y controla al VTU-On (conectado a la línea n en el grupo vectorizado) sobre una interfaz llamada e-c-n. Los datos pre-codificados se intercambian entre VTU-O-n1 y VTU-O-n2 a través de una interfaz que aquí se llama e-n1-n2 (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

Los bloques PHY representan la capa física de la interfaz hacia la red del AN y de la interfaz del NT hacia las instalaciones del cliente (CP). Las bloques L2 + representan la capa de Ethernet 2.

Un sistema VDSL2 vectorizado mejora su rendimiento por la utilización de procesamiento de señal conjunta en el sentido descendente (transmisión coordinada), o por el uso de procesamiento de señal conjunta en el sentido ascendente (recepción coordinada) que permite la auto-cancelación del FEXT (es decir, los FEXT generados por las líneas del grupo vectorizado). Las fuentes de ruido que son externos al grupo de pares con vectores en el sistema vectorizado (por ejemplo, la diafonía externa de líneas operadas por otro proveedor de servicios, la interferencia de canales de transmisión en AM o interferencia de los transmisores de radio amateur (por encima de la banda de radiodifusión de AM)) reduce los beneficios de la cancelación FEXT y reduce el aumento del rendimiento proporcionado por un sistema vectorizado (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

2.5 Vectorización en el sentido descendente

La Recomendación UIT-T G.993.5 define varias líneas pre-codificadas en el AN para mitigar el FEXT en el sentido descendente, sobre la base de "pre-resta" o "pre-compensación" del FEXT. Para dar cabida a la pre-codificación de varias líneas, la capa PMD especificada en la recomendación el UIT-T G.993.2 se modifica como se muestra en la figura 2.3.

Para cada línea en el grupo vectorizado, la subcapa PMD incluye un pre-codificador. Además, el codificador de símbolo de sincronismo y el codificador de símbolo de inicialización reciben señales de control del VCE para la transmisión de una secuencia binaria piloto en símbolos de sincronismo. La secuencia piloto es una cadena binaria de longitud finita generada por el VCE, donde cada bit de esta secuencia es un bit de control por cada símbolo de sincronismo (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

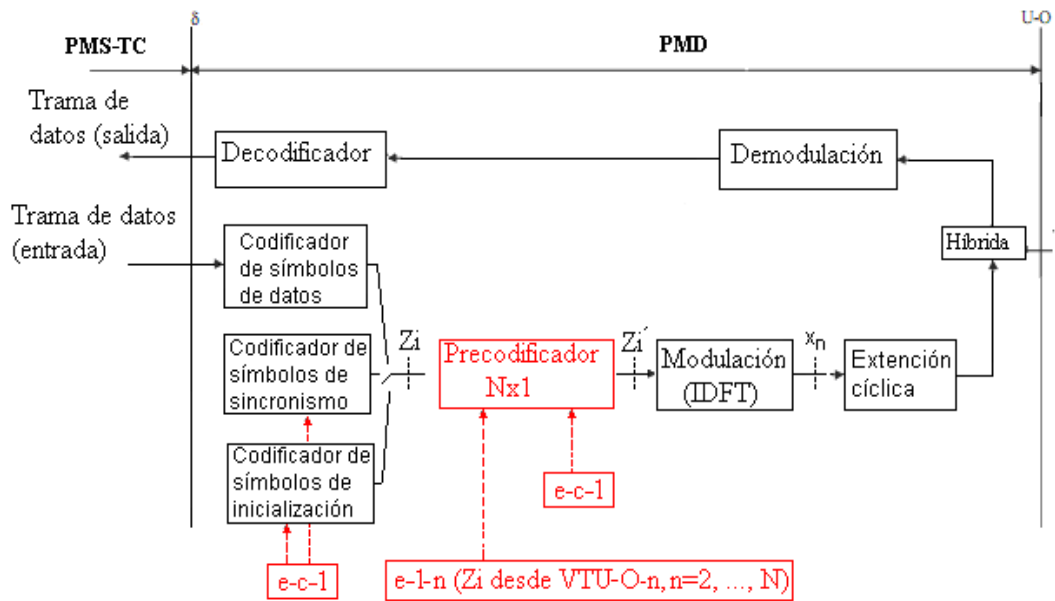


Figura 2. 3 Modelo funcional VTU-O para la línea 1 de un grupo vectorizado N líneas
Fuente : (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)

Los valores de los bits de la trama de sincronismo están determinados por un bit de la secuencia piloto. La transmisión de la secuencia piloto consiste en que cada bit de esa secuencia determina si todas las subportadoras del símbolo de sincronismo serán moduladas en el punto 00 o en punto 11 del mapa de constelación 4-QAM, por ejemplo, si el bit de la secuencia piloto transmitido es “1”, entonces todas las subportadoras del símbolo de sincronismo estarán moduladas en el punto 00 del mapa de constelación 4-QAM, si el bit de la secuencia piloto transmitido es “0”, entonces todas las subportadoras del símbolo de sincronismo estarán moduladas en punto 11 del mapa de constelación 4-QAM.

El conjunto de subportadoras que son usadas en la transmisión de la secuencia piloto son llamadas tonos de pruebas (*probe tones*) (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010). La modulación de los bits de la trama de sincronismo en los tonos *flag* se utilizan para la transmisión de un *syncflag*.

La secuencia piloto se repite cíclicamente, excepto en el caso en que se cambie dicha secuencia por el VCE. Los bits de la secuencia piloto en el sentido descendente pueden

ser cambiados por el VCE en cualquier momento sin notificación a la VTU-R, mientras se mantiene la longitud de la secuencia piloto.

En el grupo vectorizado, los N pre-codificadores para cada una de las N líneas constituye el pre-codificador de cancelación FEXT como se muestra en la figura 2.4, en la que puede verse el modelo funcional para la inclusión de la pre-codificación para la cancelación del FEXT en el AN para todas las líneas en el grupo vectorizado en el enlace descendente. El pre-codificador de cancelación FEXT se inserta entre los codificadores de símbolos y los bloques de la modulación por IDFT (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

Cada codificador de símbolo incluye el codificador de símbolo de sincronismo, el codificador de símbolo de inicialización y el codificador de símbolo de datos.

El VCE del grupo vectorizado aprende y gestiona la matriz del canal vectorizado por cada sub-portadora. La matriz del canal vectorizado para cada sub-portadora es de tamaño $N \times N$, donde N es el número de líneas en el grupo vectorial (Silverman, 2012).

Sobre la base de la matriz del canal del grupo vectorizado, se implementa la matriz de pre-codificación de cancelación del FEXT, la cual es usada para compensar el FEXT de cada línea vectorizada en el grupo vectorizado. Las muestras de datos transmitidas se procesan a través del pre-codificador de cancelación del FEXT de manera que cuando las muestras de datos se reciben en el receptor, la diafonía de extremo lejano producida en el cable por los transmisores se cancela.

Para facilitar el aprendizaje de las componentes en la matriz de pre-codificación de cancelación del FEXT, el VTU-R envía muestras de error de la señal recibida a través de un canal dedicado de retroalimentación (*canalbackchannel*) al VCE en el nodo de acceso. Las muestras de error contendrán la información recogida por los receptores VDSL2 con respecto al FEXT de otras líneas VDSL2. En la cancelación del FEXT en el sentido ascendente, todo el procesamiento se realiza localmente en el DSLAM (Silverman, 2012).

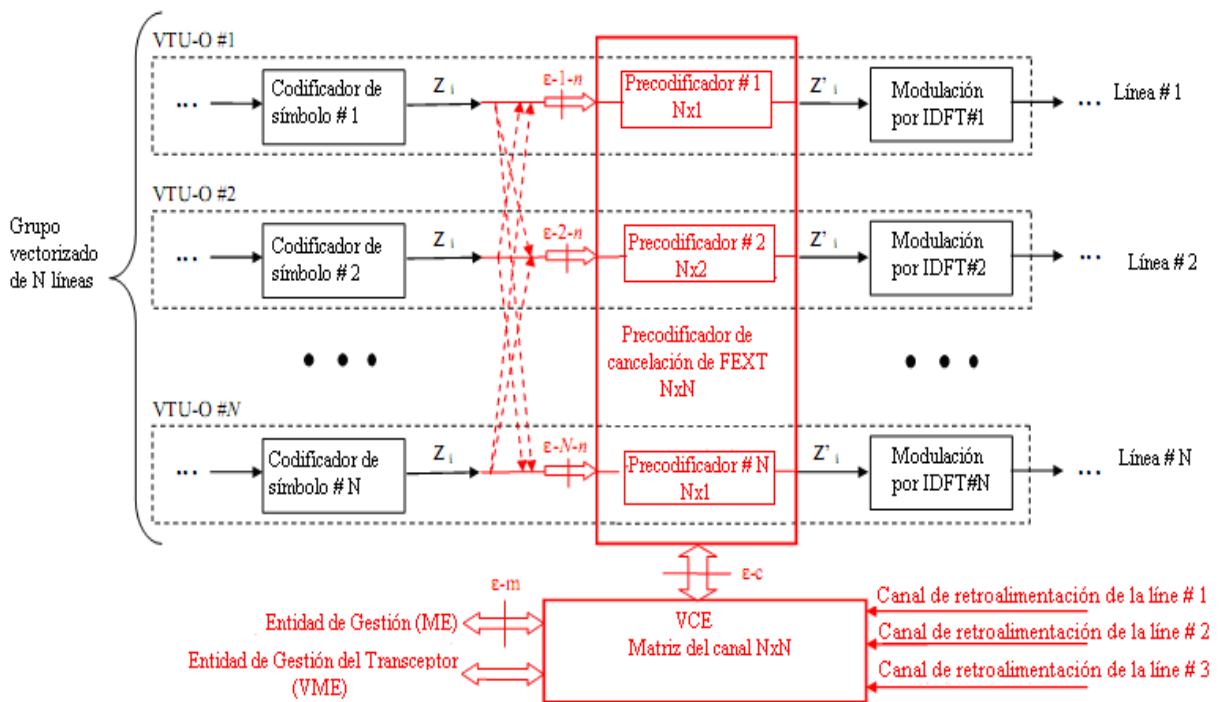


Figura 2. 4 VTU-O modelo funcional de la capa PMD con $N \times 1$ pre-codificador para la guía vectorial en sentido descendente

Fuente : (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)

Bajo el control del VCE, todos los VTU-O y los VTU-R del grupo vectorizado harán uso de la misma separación entre sub-portadora y la misma velocidad de símbolo.

Las posiciones en tiempo de los símbolos de sincronismo en el sentido descendente están determinadas por el VCE. El VCE puede configurar todos los VTU-O en el grupo vectorizado para transmitir los símbolos de sincronismo en las mismas posiciones de tiempo o usar diferentes posiciones de tiempo para uno o más VTU-O en el grupo vectorizado (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

El VTU-R transmitirá los símbolos de sincronismo en la posición de tiempo asignada por el VCE durante la inicialización. La posición de tiempo de los símbolos de sincronismo ascendente es definida por la posición de los símbolos de sincronismo descendente desplazada en un tiempo igual a un número múltiplo entero del periodo de un símbolo DMT. La diferencia (desplazamiento) de tiempo entre la posición de tiempo de los símbolos de sincronismo ascendente y la posición de los símbolos de sincronismo

descendente es transmitida al VTU-R en un mensaje SOC de tipo O-SIGNATURE (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

El VCE configurará todos los VTU-R en el grupo vectorizado para la transmisión de los símbolos de sincronismo en la misma posición de tiempo o en diferentes posiciones de tiempo para uno o más VTU-R en el grupo sectorizado.

Cada VTU (VTU-O, VTU-R) tendrá un contador de símbolo de sincronismo (SSC, *Sync Symbol Counter*) que estará contando los símbolos de sincronismo descendentes durante el *Showtime*. El valor del módulo del contador (N_{SSC}) será establecido por el VCE y transmitido al VTU-R en la inicialización.

Cuando se entra en el *Showtime*, el valor del contador del primer símbolo transmitido será establecido por el VCE y enviado al VTU-R en un mensaje **eoc** (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

El método de la vectorización en el sentido descendente para eliminar la diafonía entre líneas de abonado digitales comprende (Maes, 2009):

- El envío de una secuencia piloto por los VTU-O en cada línea en los símbolos de sincronismo.
- Cada VTU-R computa una muestra de error a partir del efecto producido del FEXT en la secuencia piloto que recibió y al VTU-O.
- Cada VTU-O envía la muestra de error recibida al VCE.
- El VCE establece una correlación entre la muestra de error y la secuencia piloto, y computa la matriz del canal.

A partir de la matriz del canal se actualiza la matriz de pre-codificación de cancelación del FEXT.

2.6 Vectorización en el sentido ascendente

Para la cancelación del FEXT en el sentido ascendente todo el procesamiento es realizado en el DSLAM (Maes, 2009). En la vectorización en el sentido descendente los datos son pre-codificados antes de ser transmitidos en el medio de transmisión, mientras en la vectorización en el sentido ascendente los datos son post-codificados después de ser recibidos por los VTU-O en el nodo de acceso.

La vectorización en el sentido ascendente es principalmente una función del receptor en el lado CO. La Recomendación G.993.5 sólo define los requisitos del transmisor VTU-R para facilitar la cancelación de FEXT, en el lado de la CO (por ejemplo, la transmisión de secuencia piloto en el sentido ascendente establecida por el VCE) (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

2.7 Definición de la muestra de error normalizada.

La VTU-R convierte la señal de dominio de tiempo recibida en muestras en el dominio de frecuencia, lo que resulta en un valor complejo Z para cada una de las sub-portadoras recibidas y después en el mapa de constelación se asocia cada uno de estos valores complejos Z con un punto de la constelación, representada por un valor C . La figura 2.5 muestra el cálculo de una muestra de error normalizada E para una sub-portadora en un símbolo de sincronización en particular (Maes, 2009).

Para cada una de las sub-portadoras, la muestra normalizada de error E se define como $E = Z - C$, donde E es el número complejo definido como $E = e_x + je_y$, con e_x componente real y e_y componente imaginario, y Z es la muestra de datos normalizada recibida y se define como $Z = z_x + jz_y$, donde z_x es la componente real y z_y es la componente imaginario, y C es el punto de la constelación asociado con la muestra de datos recibida, que se define como $C = c_x + j \times c_y$, donde c_x es la componente real y c_y es la componente imaginario (con $c_x = \pm 1$ y $\pm c_y = 1$)(Maes, 2009).

Cada una de las componentes de la muestra de error normalizada E son recortadas y cuantificadas en los valores enteros q_x y q_y , respectivamente. Las componentes q_x y q_y forman la muestra de error recortada Q , que se define como $Q = q_x + jq_y$.

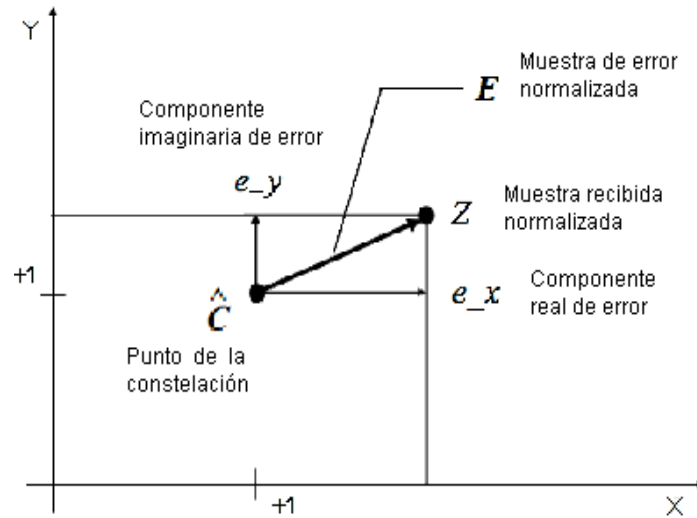


Figura 2. 5 Definición de la muestra de error normalizada
Fuente: (Maes, 2009)

2.8 Transmisión de la muestra de error recortada.

El VTU-R debe enviar la muestra de error recortada al VTU-O a través del canal de retroalimentación establecido entre el VTU-O y el VTU-R en cada línea del grupo vectorizado. El VTU-O transmite la muestra de error recibida al VCE del grupo vectorizado. El VTU-R soportará la encapsulación de capa 2 de Ethernet (L2 de Ethernet) y la encapsulación **enc** de la información en el canal de retroalimentación. El VCE selecciona el método de encapsulación y lo comunica al VTU-R durante la inicialización. El método de encapsulación no podrá cambiarse durante el *Showtime* (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

La figura 2.6 muestra el modelo de referencia para la encapsulación L2 Ethernet del flujo de información en el canal de retroalimentación. En el NT, las muestras de error recortadas se envían primero a partir del VTU-R para el bloque funcional L2+, donde se encapsula usando el formato de L2 de Ethernet y es multiplexado en uno de los flujos de datos en sentido ascendente sobre Ethernet (o Ethernet sobre ATM). En el AN, en el bloque funcional L2 + se desencapsula la muestra de error recortada y se entregan al

VCE. En la trama Ethernet la dirección MAC de destino será la del VCE y la dirección MAC de origen será la del VTU-R (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

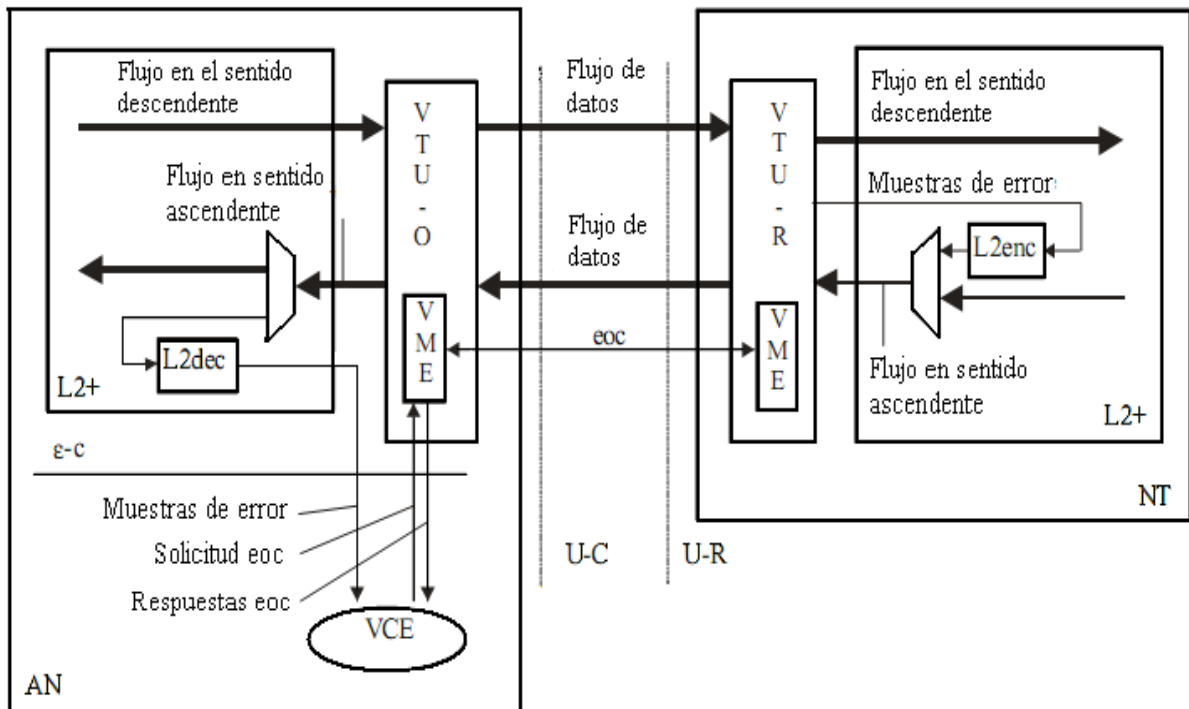


Figura 2. 6 Modelo de referencia para el encapsulado de capa 2 de Ethernet del flujo de información en el canal de retroalimentación (*backchannel*)
 Fuente : (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)

La figura 2.7 muestra el modelo de referencia para el encapsulado **eoc** del flujo de información en el canal de retroalimentación. Dentro del VTU-R, las muestras de error recortadas se envían a la VME, donde se encapsulan en un mensaje **eoc** y se transmite a la entidad de gestión del VTU-O (VME-O). La VME-O entrega las muestras de error al VCE.

Independientemente del formato de encapsulación en el canal de retroalimentación, el VCE se comunica con la VME-O para establecer los parámetros de control para la transmisión de las muestras de error recortadas. El VME-O transmite los parámetros de control del canal de retroalimentación a la entidad de gestión del VTU-R (VME-R) mediante mensajes de solicitudes eoc y entrega los mensajes de respuestas eoc recibidos de la VME-R al VCE (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

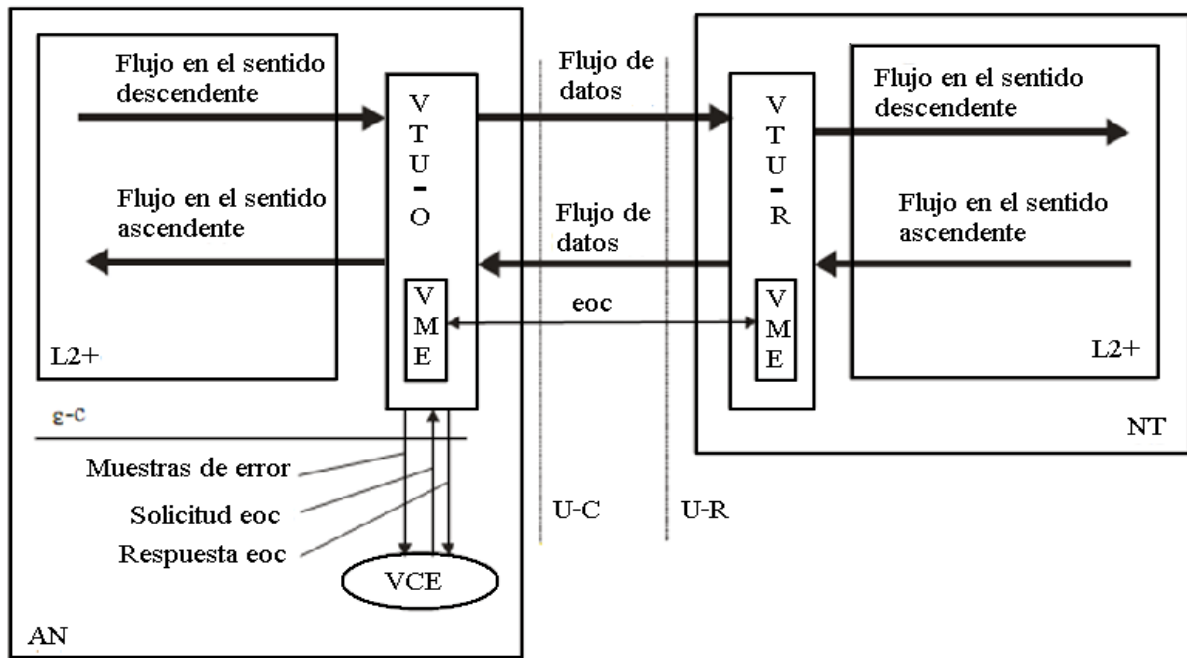


Figura 2. 7 Modelo de referencia para encapsulado eoc del flujo de información en el canal de retroalimentación (backchannel)

Fuente :*(ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)*

La entidad de gestión del VTU-O y la entidad de gestión del VTU-R utilizan los mensajes de solicitudes y respuestas **eoc** definidos en la Recomendación UIT-T G.993.5 para realizar la vectorización, además de usar los comandos y respuesta definidos en la Recomendación UIT-T G.993.2.

2.8.1 Parámetros de control para la transmisión de la muestra de error.

El VCE comunica al VTU-O los parámetros de control para la transmisión de la muestra de error como (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010):

Banda vectorizada: banda de frecuencia en sentido descendente en que el VTU-R debe enviar muestras de error a través del canal de retroalimentación. N_{band} denota el número de bandas vectorizadas configuradas. No deben existir más de ocho bandas configuradas ($N_{band} \leq 8$). Las bandas configuradas debe ser identificadas por sus números ($vb=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$). $N_{carrier}(vb)$ denota el número de la subportadora dentro de una banda, es decir, el índice de la última sub-portadora menos el índice de la primera subportadora más uno. Las bandas vectorizadas no deben solaparse.

F_{sub}: El factor de muestreo (sub-*sampling*) para ser aplicado a las bandas vectorizadas. Para cada banda vectorizada en el sentido descendente, la muestra de error recortada de la subportadora con el menor índice debe ser transmitida primero, seguida por la muestra de error de cada subportadora F_{sub} en la banda vectorizada. Es configurado por el VCE para cada banda vectorizada en el sentido descendente.

F_{block}: El tamaño del bloque (número de subportadoras) que porta un grupo de muestras de errores. Configurado por el VCE. El tamaño del bloque es configurado por el VCE para cada banda vectorizada en el sentido descendente. El parámetro F_{block} puede tomar valores de 1 a $\frac{N_{carrier}}{F_{sub}}$.

B_{min}: límite inferior del índice del bit para transmitir una componente de la muestra de error recortada. Es configurado por el VCE para cada banda vectorizada en el sentido descendente separadamente.

B_{max}: límite superior del índice del bit para transmitir una componente de la muestra de error recortada. Es configurado por el VCE para cada banda vectorizada en el sentido descendente separadamente.

L_w: Máximo número de bits para transmitir una componente de la muestra de error recortada. Es configurado por el VCE para cada banda vectorizada en el sentido descendente separadamente.

Relleno (*padding*): Indica si el VTU-R debe rellenar la muestra de error mediante la extensión de la muestra (*signextension*) o relleno con cero (*zeropadding*) para mantener L_w bits para un componente de la muestra de error recortada si $S < L_w - 1$. Es configurado por el VCE. Todas las bandas vectorizadas en el sentido descendente tienen la misma configuración de relleno. Si el relleno es habilitado, entonces B_{min} es puesto en 0.

Estos parámetros son transmitidos por el VME-O en mensajes **eoc** de tipo *Error Feedback* durante el *Showtime* y en mensajes SOC durante el proceso de inicialización.

El VTU-R deberá comunicar las muestras de error recortadas para todas las subportadoras con índices de $X = X_L + n \times F_{sub}$, donde $n = 0, 1, 2, \dots$ y X_L y X_H son los índices de la frecuencia más baja y la más alta frecuencia de las sub-portadoras de la banda vectorizada en el sentido descendente que son determinadas por la VTU-O respectivamente (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

2.8.2 Agrupación de las muestras de error recortados

El VTU-R agrupará las muestras error en bloques. En cada bloque, el VTU-R deberá calcular los parámetros B_M y B_L que representan el índice más alto y el índice más bajo respectivamente de los bits de la muestra de error recortadas que se transmitirá, asumiendo que el índice de bit se cuenta desde el LSB al MSB, a partir de 0 (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

La figure 1.10 describe un ejemplo donde $F_{block}=1$, $B_{min}=2$, $B_{max}=10$, $L_w=4$, $ypadding=0$. Dos registros con longitud $B_{max}+L_w$ bits contienen cada uno una componente de una muestra de error desde el bit etiquetado con B_{max} (MSB) hasta el bit etiquetado con 0 (LSB), mientras los $L_w-1 = 3$ bits de cada registro son puestos a 0 y etiquetados con índice -1 hasta -3.

Para cada componente en el bloque, solo los bits con índices desde B_M hasta B_L son incluidos en el ERB (*Error Report Block*) (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

Los parámetros B_M y B_L se calculan para cada bloque tal como se describe a continuación:

El VTU-R debe examinar todos los componentes de la muestra de error en cada bloque y determinar para cada componente de índice ec (donde $ec = 1$ a $2 \times F_{block}$) un parámetro s_{ec} que depende del dato, definido para señalar el índice de bits de la representación más corta del componente (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

Por ejemplo, como se muestra en la figura 2.8, la primera componente de la muestra de error recortada, es representada con 11110010101 (11 bits), su representación más corta

es 10010101 y por lo tanto su escala es $s_1 = 7$. Del mismo modo, el segundo componente se representa como 00000010010 y su representación más corta es 010010 y por lo tanto su escala es $s_2 = 5$.

La VTU-R a continuación, calcula para cada bloque el parámetro de bloque $S = \max_{ec}$ (s_{ec}). Por ejemplo, en la figura 2.8, $F_{block} = 1$ y el parámetros S del bloque es el máximo entre s_1 y s_2 , por lo tanto $S = 7$.

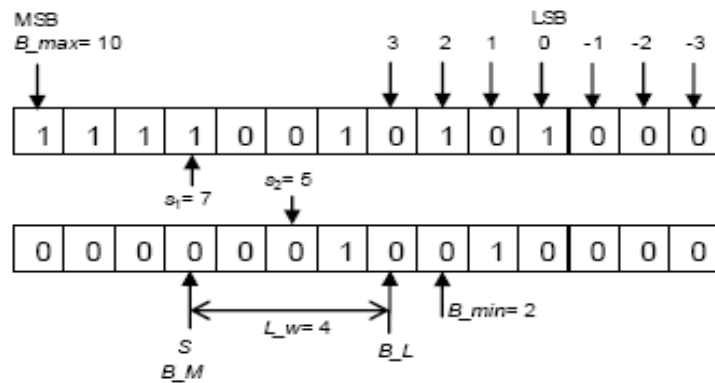


Figura 2. 8 Ejemplo de dos registros donde cada uno representa un componente de la muestra de error
Fuente :*(ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)*

Si el relleno = 0, entonces para cada bloque en la banda vectorizada, en el VTU-R se fijará:

$$B_M = \max(S, B_{min})$$

$$B_L = \max(B_M - L_w + 1, B_{min})$$

Si el relleno = 1, entonces para cada bloque en la banda vectorizada, en el VTU-R se fijará:

$$B_M = \max(S, L_w - 1) \text{ (sign extension) o } B_M = S \text{ (zero padding); y}$$

$$B_L = B_M - L_w + 1 \text{ (con bits puestos a 0 para los índices de bit menores que 0).}$$

Los parámetros B_M y B_L siempre deberán cumplir las condiciones $B_L \leq B_M$ y $0 \leq B_M \leq B_{max}$.

En la figura 2.9 se representa un ejemplo de los bits reportados (mostrado en sombreado) para un bloque de muestras de error para diferentes tipos de relleno, con $F_{\text{block}} = 1$, $B_{\text{min}} = 1$, $B_{\text{max}} = 7$, $L_w = 5$.

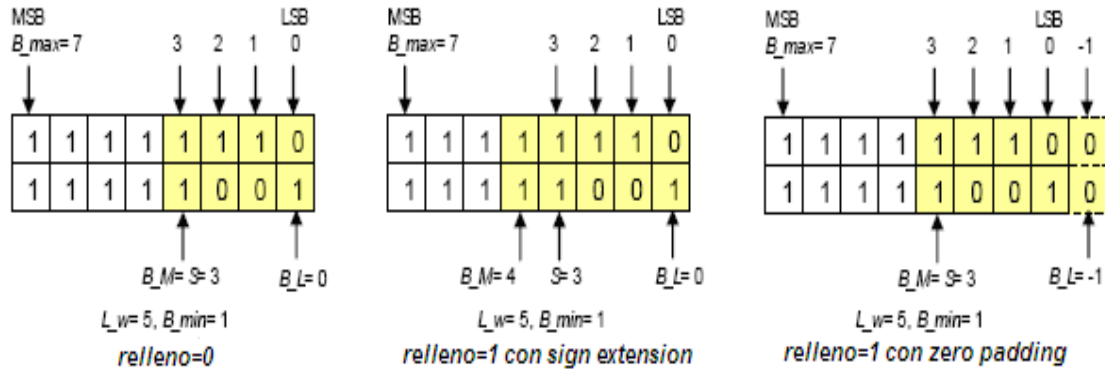


Figura 2.9 Ejemplo de bits comunicados para un bloque de muestras de error para diferentes tipos de relleno
Fuente : (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)

Un bloque consta de muestras de error reportados de F_{block} subportadoras. Las subportadoras se asignan a los bloques a partir de la sub-portadora de frecuencia más baja de la banda vectorizada, posteriormente, en orden ascendente hasta llegar a F_{block} subportadoras en cada bloque. El número de bloques en la banda vectorizada vb puede ser calculada como (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010):

$$N_{\text{block}}(vb) = \left\lceil \frac{\frac{N_{\text{carrier}}(vb)}{F_{\text{sub}}(vb)}}{F_{\text{block}}} \right\rceil$$

Los bloques deberán ser identificados por sus números: $eb = 0$ a $N_{\text{block}}(vb) - 1$, según el orden ascendente de los índices de sub-portadoras asociadas con el bloque.

2.9 Formato de las tramas en el canal de retroalimentación

Por cada símbolo de sincronismo, un número entero de octetos se envía a través del canal de retroalimentación para transmitir muestras recortadas de error. El número de bytes por símbolo necesarios para informar las muestras de error recortados depende de

los valores configurados por el VCE de los parámetros de control de los canales de retroalimentación. Los bloques de muestras de error recortados (bloques de error) de las bandas descendente vectorizadas son encapsulados en un ERB (*Error Report Block*) (Silverman, 2012).

El ERB es encapsulado en una trama con formato:

- Ethernet (L2)
- eoc
- SOC

Durante la inicialización solo se usará el formato SOC, mientras que durante el *Showtime* el VCE selecciona durante la inicialización si el formato es Ethernet o si el formato es **eoc**. Un campo de la trama donde se encapsula el ERB tendrá el valor de conteo del contador de símbolo de sincronismo (SSC) referido al símbolo de sincronismo del cual se envía las muestras de error llevadas en el ERB.

El formato de la ERB se presenta en la figura 2.10. El ERB comienza desde un campo ERB_ID de 8 bit, seguido de hasta 8 bloques de bandas vectorizadas (VBB, *Vectored Band Block*). La VTU-R puede establecer el MSB del campo Identificador de ERB (ERB_ID) a “1” para indicar que las muestras de error recortadas en la ERB son potencialmente dañadas (por ejemplo, debido al ruido de impulso, o RFI).

De lo contrario, la VTU-R fijará el MSB del campo ERB_ID a “0”. El bit LSB del campo ERB_ID se pondrá a 0 y se reservan para el UIT-T. El número de bytes en la ERB es la suma del número de bytes en cada uno de los VBB, más un byte del campo ERB_ID. La concatenación de VBBs en un ERB deberá ser en el orden ascendente de los números de banda vectorizada, es decir, a partir de la banda vectorizada asociada con las subportadoras con los índices más bajos. Algunas bandas vectorizadas no serán reportadas por petición de la VCE (por ejemplo, el ERB no contendrá un VBB de las bandas vectorizadas con $L_w=0$ el cual ha sido configurado por el VCE) (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

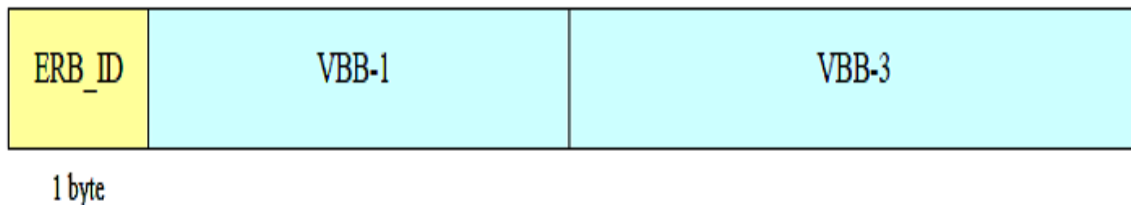


Figura 2. 10 Formato ERB (sólo en el caso donde las bandas vectorizadas 1 y 3 son solicitados por el VCE)
 Fuente: (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)

El formato del VBB se muestra en la figura 2.11. Cada VBB comienza a partir de un campo Identificador de VBB (VBB_ID) de 8-bits, seguido de un campo VBB_Aux, seguido por los bloques de error concatenados de una banda vectorizada, y termina con un relleno de 0, 2, 4 o 6 bits para ajustarse a la longitud de la VBB a un número entero de bytes.

Los primeros tres bit más significativos del campo VBB_ID deberán incluir el número de la banda vectorizada (000 por VBB-0, 001 para VBB-1,... hasta 111 por VBB-7). El bit LSB del campo VBB_ID se pondrá a “0” y se reservará para la UIT-T. Los bloques de error se concatenan en un VBB en orden ascendente: el primer bloque dentro de la banda vectorizada es el que contiene las muestras recortadas de error de sub-portadoras con los índices más bajos y es el que será transmitido primero (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

$$F_block = N_carrie / F_sub$$

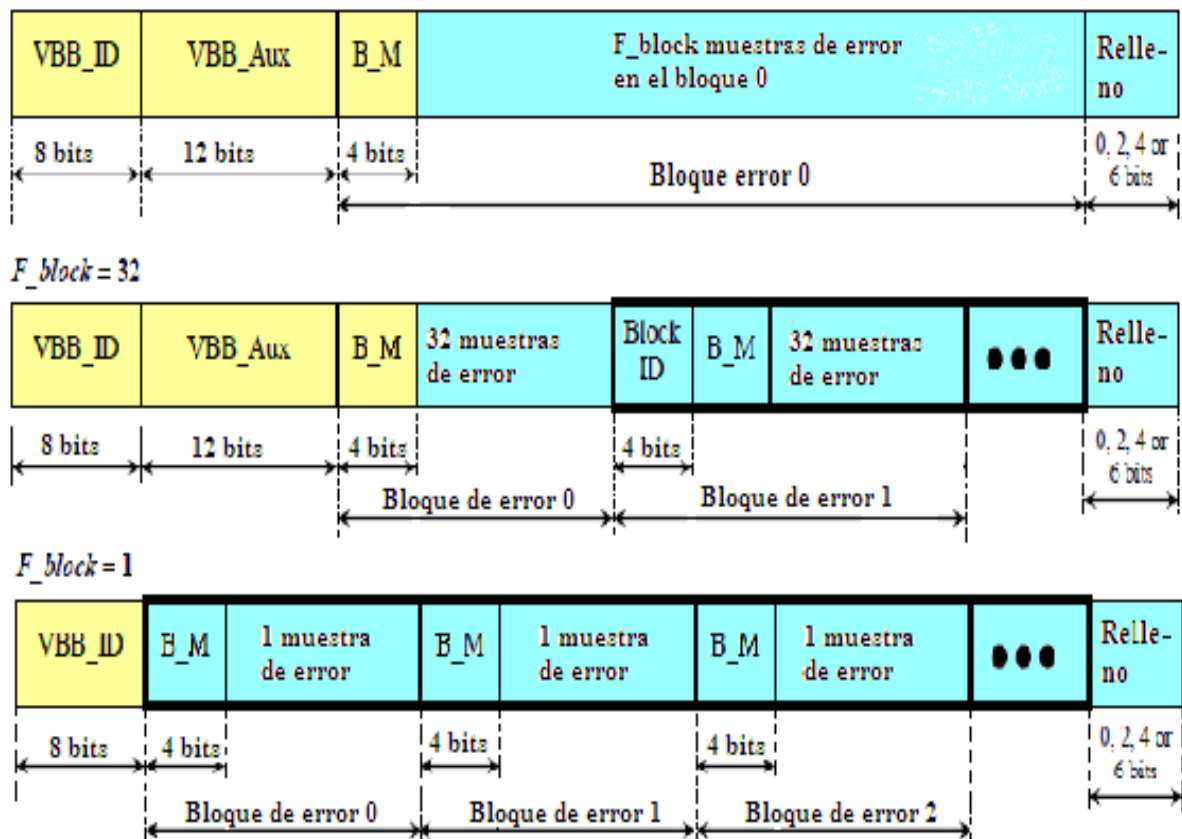


Figura 2. 11 Formato VBB dependiendo F_block
Fuente: (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)

Solamente en el caso donde $F_block = 32$, un campo Identificador de bloque (*Block_ID*) con 4 bits de longitud se agrega como prefijo a cada bloque de error, empezando en el bloque de error con número 1. Un campo *Block_ID* no podrá insertarse antes del bloque de error 0. Los números de los bloques de error pueden tomar valores del 0 al 15. El campo *VBB_Aux* se utiliza para comunicar el valor promedio de error. El VCE puede identificar un VBB en el ERB recibida por su campo *VBB_ID* y después calcular el número del bloque de error, N_block (vb), de la banda vectorizada asociada del VBB identificado, pues todos los parámetros de control del canal de retroalimentación son conocidos por el VCE. La longitud de un bloque de error es calculado usando los parámetros (B_M , B_L) de la muestra de error recortada (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

2.10 Formato del bloque de error

La figura 2.12 representa un bloque de error que contiene F_block muestras de error recortadas ($2 \times F_block$ componentes de la muestra de error recortadas de F_block subportadoras), el cual incluye un campo B_M de longitud de 4 bits, y un campo de error de longitud variable. El campo de error incluye F_block sub-campos, cada uno con un número complejo de la muestra de error recortada de una subportadora (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

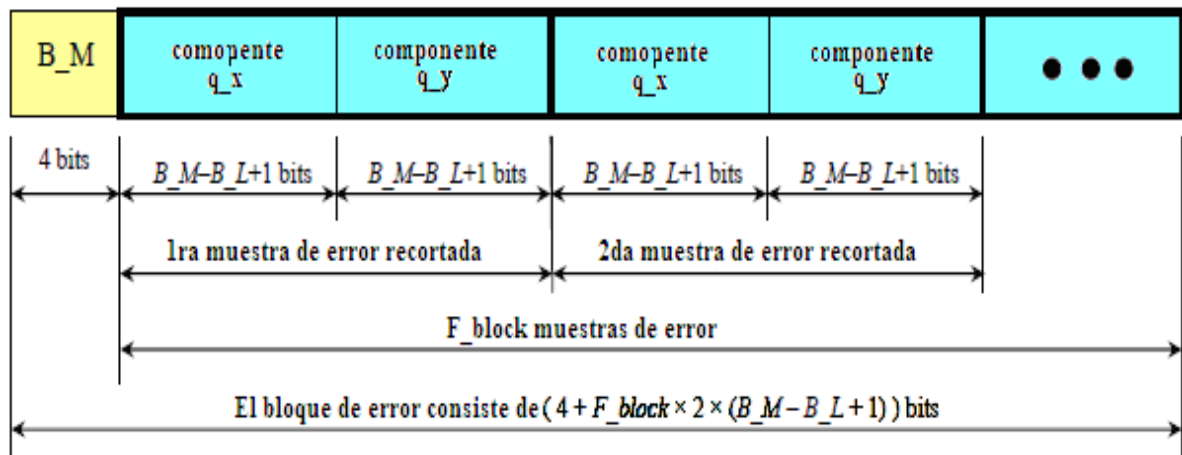


Figura 2. 12 Formato de un bloque de error
Fuente: (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)

Para cada componente de la muestra de error recortada, solo se incluirá en el bloque de error los bits de B_L hasta B_M . En consecuencia, el número total de bits en el campo de error de un bloque de error será $2 \times F_block \times (B_M - B_L + 1)$.

2.11 Mensajes eoc usados en la vectorización de las líneas

En la tabla 2.1 se muestran las solicitudes y respuesta **eoc** usadas en la vectorización de las líneas.

El VME VTU-O debe usar los mensajes de *Error Feedback* para la obtención de muestras de error recortadas del VME-R y para la actualización de los parámetros de control de canal de retroalimentación. Además, tendrá el valor del contador SSC del primer símbolo de sincronismo descendente transmitido (Silverman, 2012).

En la Tabla 2.1 se muestra un listado detallado de las solicitudes y respuestas **eoc** usadas en la vectorización de las líneas.

Tabla 2. 1 Solicitudes y respuesta eoc usadas en la vectorización de las líneas.
Elaborada por el Autor

Tipo de solicitud	Dirección de la solicitud	Contenido de la solicitud	Contenido de la respuesta
Retroalimentación de errores (Error Feedback)	De la VTU-O al VTU-R	Solicitud de las muestras de errores recortadas de las bandas de frecuencia indicadas. Parámetros de control para la transmisión de la muestra de error (F_sub, F_block, B_min, B_max, L_w, etc.).	Muestras de error recortadas en mensajes eoc o en tramas Ethernet, ACK o NACK
Actualización de la secuencia piloto en sentido ascendente	De la VTU-O al VTU-R	Solicitud para actualizar la secuencia piloto en sentido ascendente	ACK

El VTU-R responderá con las muestras de error recortadas para las subportadoras especificadas o con ACK (si las muestras de error recortadas se comunican en tramas Ethernet), o con NACK proporcionando un código de rechazo que describe la razón de la denegación de solicitud (Silverman, 2012).

Existen dos códigos de tipo NACK, uno de ellos indica el rechazo de una solicitud de *Error Feedback* debido a que los parámetros de control para la transmisión de la muestra de error son inválidos y el otro código indica que el VTU-R terminará el envío de las muestras de error por solicitud del VCE. En el primer caso el VME-R suspenderá el envío de muestras de error recortadas hasta que se reciba una nueva solicitud de

ErrorFeedback con un conjunto válido de los parámetros de control para la transmisión de la muestra de error.

Al inicio del *Showtime*, el VTU-R no enviará muestras recortadas de error hasta que reciba una solicitud *Feedback Error* con un conjunto válido de parámetros de control para la transmisión de la muestra de error. Para detener la transmisión de las muestras de error recortadas, el VTU-O enviará una solicitud de *Error Feedback* que llevará un código especial. Una vez recibida la orden, el VTU-R primeramente detendrá el envío de mensajes de *Error Feedback* y, posteriormente responderá con un NACK.

Con el mensaje de solicitud para la actualización de la secuencia piloto, el VCE puede actualizar la secuencia piloto en el sentido de transmisión descendente y su longitud depende de la longitud de la secuencia piloto en sentido ascendente (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

2.12 Inicialización del grupo vectorizado

El proceso de inicialización de la Recomendación UIT-T G.993.5 se basa en la inicialización descrita en la Recomendación UIT-T G.993.2 con la adición de los pasos para la estimación del FEXT.

En la figura 2.13 se proporciona una descripción general del procedimiento de inicialización en ambos sentidos de transmisión. Las señales de inicialización añadidas a la fase de descubrimiento del canal de la recomendación UIT-T G.993.2 y la fase de entrenamiento también se muestran en la figura 2.13. En el sentido descendente, al comienzo de la fase de descubrimiento del canal, el VTU-O de la línea inicializada transmite la señal O-P-VECTOR 1 que solo contiene símbolos de sincronismo modulados por la secuencia piloto que se transmiten en el mismo intervalo de tiempo en que son enviados los símbolos de sincronismo descendente de las líneas vectorizadas (ver figura 2.14). La señal O-P-VECTOR 1 permite al VCE estimar el FEXT de las líneas inicializadas en las líneas vectorizadas. El VCE estima el FEXT basado en las muestras de error recortadas enviadas de las VTU-R de las líneas vectorizadas. Esto

permite la pre-codificación en las VTU-O de estas líneas vectorizadas para cancelar el FEXT producido en las líneas vectorizadas por las líneas donde se lleva a cabo el proceso de inicialización (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

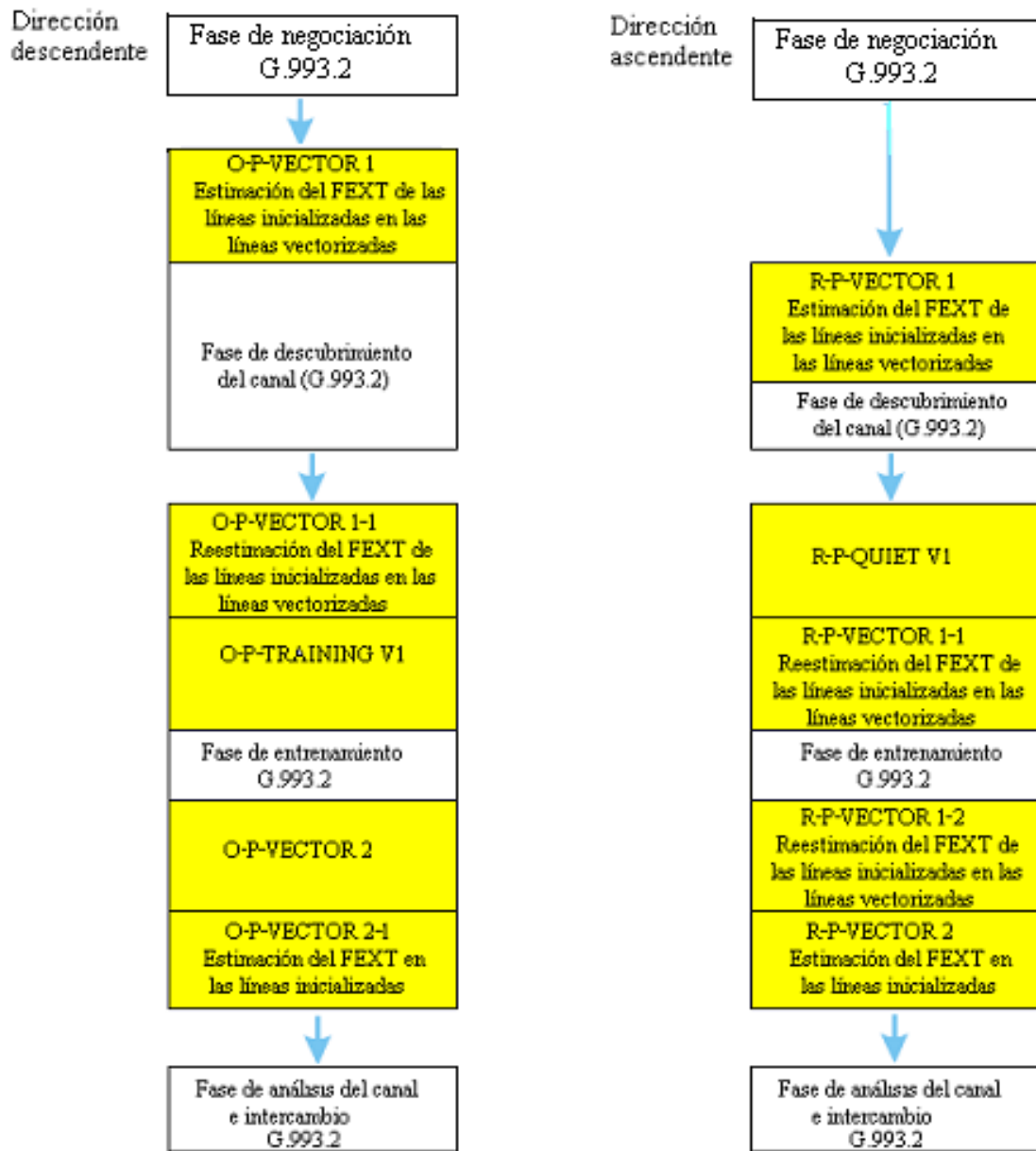


Figura 2. 13 Inicialización UIT-T G.993.5
Fuente: (Maes, 2009)

Al comienzo de la fase de entrenamiento, el VTU-O de la línea inicializada transmitirá la señal O-P-VECTOR 1-1, que es la misma que la señal O-P-VECTOR 1 y permite al VCE la actualización de las estimaciones del FEXT de las líneas inicializadas en las

líneas vectorizadas en el sentido descendente, antes de la transición a la fase de entrenamiento de la UIT-T G.993.2 (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

Después de la fase de entrenamiento de la UIT-T G.993.2, el VTU-O transmitirá la señal O-P-VECTOR 2, y después la señal O-P-VECTOR 2-1, y ambas comprenden símbolos de sincronismo modulados por la secuencia piloto y símbolos DMT que portan banderas de inicio o fin de la trama HDLC del protocolo SOC (ver la figura 2.15). La transmisión de la señal O-P-VECTOR 2-1 habilita al VCE para estimar el FEXT de las líneas vectorizadas en las líneas inicializadas, y actualizar el FEXT de las líneas inicializadas en las líneas vectorizadas (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

Después de la transmisión de la señal OP-VECTOR 2-1, el VTU-O de la línea inicializada entra en la fase de intercambio y análisis de canal para la estimación de la relación SN y la determinación de la carga de bits por sub-portadora para ser utilizado durante el *Showtime* (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

En la dirección ascendente, con el fin de evitar un FEXT excesivo en las líneas vectorizadas, la VTU-R de una línea inicializada, después de la detección del mensaje O-SIGNATURE en la fase de descubrimiento del canal de G.993.2, comienza a transmitir la señal R-P-VECTOR 1, que es igual a la señal O-P-VECTOR 1. Durante la transmisión de la señal R-P-VECTOR 1, el VCE estima los FEXT de las líneas inicializadas en las líneas vectorizadas y permite a los VTU-O de las líneas vectorizadas cancelar el FEXT de las líneas inicializadas durante el resto del proceso de inicialización de la línea inicializada. Los mensajes O-SIGNATURE contienen la información de la diferencia (desplazamiento) de tiempo entre la posición de tiempo de los símbolos de sincronismo descendente y la posición de tiempo de los símbolos de sincronismo ascendente determinada por el VCE (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

Al comienzo de la fase de entrenamiento el VTU-R de la línea inicializada se transmitirá la señal R-P-VECTOR 1-1, que es igual a la señal R-P-VECTOR 1 y permite al VCE reestimar el canal FEXT en el sentido ascendente de las líneas de inicializadas en las líneas vectorizadas, antes de la transición a la fase de entrenamiento descrita en la ITU-T G.993.2 (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

Después de la fase de entrenamiento descrita en la ITU-T G.993.2 el valor del TA (*TimingAdvance*) es reajustado, el cual es un parámetro usado para establecer el sincronismo en los transmisores (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006). Debido a este cambio el FEXT en el sentido ascendente será de nuevo estimado en la transmisión de la señal R-P-VECTOR 1-2 (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

Al final de la fase de entrenamiento, el VTU-R transmite la señal R-P-VECTOR 2, que contiene símbolos de sincronismo modulados por la secuencia piloto y símbolos DMT que llevan información de los mensajes SOC. Durante la transmisión de la señal R-P-VECTOR 2, el VCE estima los canales FEXT de todas las líneas vectorizadas en las líneas inicializadas y viceversa. Después de la transmisión de la señal R-P VECTOR 2, el VTU-R entra en la fase de intercambio y análisis de canal.

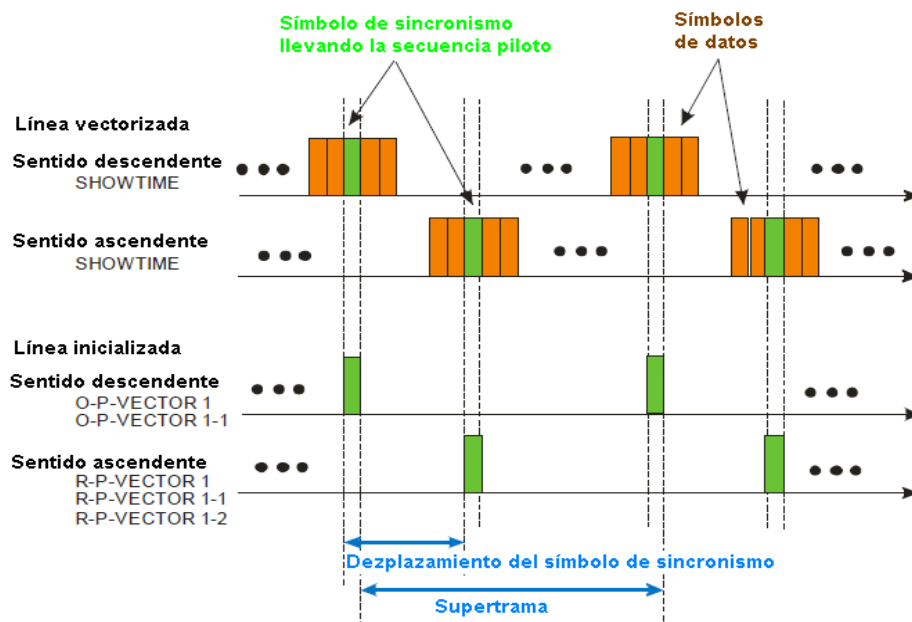


Figura 2. 14 Señales en la dirección en sentido descendente y ascendente (señales O-P-VECTOR 1 y R-P-VECTOR1)

Fuente: (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)

Las figuras 2.14 y 2.15 muestran como las posiciones de los símbolos de sincronismo modulados por las secuencias piloto están sincronizadas en tiempo durante las señales O-P-VECTOR y R-P-VECTOR.

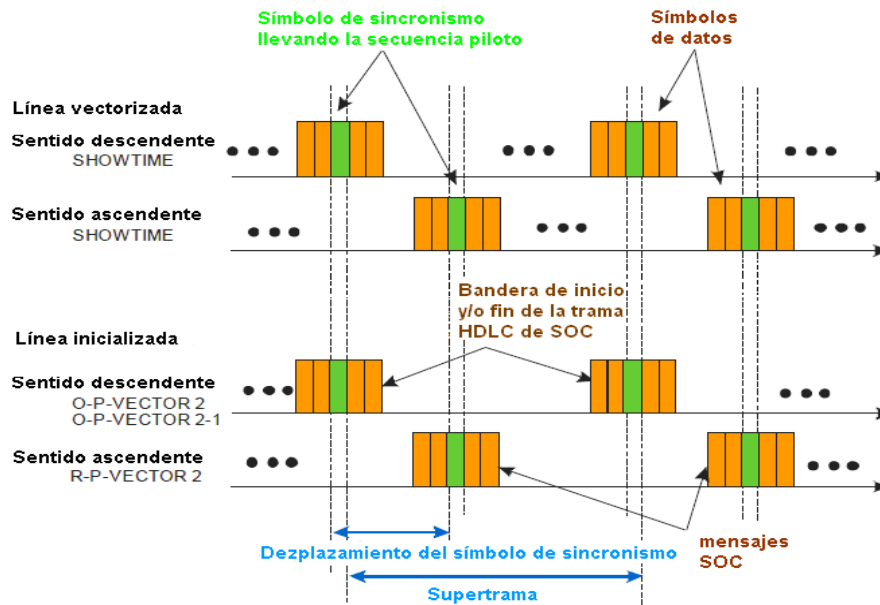


Figura 2. 15 Señales en la dirección en sentido descendente y ascendente (señales O-P-VECTOR 2 and R-P-VECTOR 2)
Fuente : (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010)

Luego de conocer la implementación de la vectorización en los sistemas VDSL2, los modelos de referencia en un sistema vectorizado y el modelo funcional de la capa PMD especificada en la Recomendación UIT-TG.993.5 que trabaja en conjunto con la Recomendación G.993.2. Además de describirse la transmisión de las señales y mensajes de los transceptores VDSL2 en los estados de inicialización y *Showtime* para llevar a cabo la vectorización, sería importante describir los planes de bandas y los perfiles de VDSL2, para implementar un escenario típico y llevar a cabo la simulación del efecto de atenuación causado por el medio de transmisión para diferentes distancias, así como la interferencia entre los pares de igual longitud, utilizando los métodos de cancelación de telediafonía, a través de la herramienta de simulación MATLAB.

CAPITULO 3. ESCENARIO DE IMPLEMENTACION Y SIMULACION

En este capítulo se implementa con la ayuda del *software* Matlab los métodos matemáticos de cancelación de la teledifonía en un escenario de VDSL2. Se tomará en cuenta los planes de bandas y los perfiles de VDSL2 para definir el espectro frecuencia de la señal transmitida y la máscara de PSD límite definido por el estándar para determinar la PSD de la señal de transmisión. Esto nos dará las pautas para llevar a cabo la simulación.

Matlab es un lenguaje de programación muy útil para la simulación de sistemas y la resolución de problemas matemáticos y de ingeniería. Su nombre proviene de *MatrixLaboratory*.

3.1 Características de VDSL2

Para determinar las características del sistema nos basaremos en el estándar VDSL2, de lo cual se puede extraer los principales puntos como son los perfiles, plan de banda y la máscara de potencia.

3.1.1 Perfiles

La norma de VDSL2 se define a través de un conjunto de perfiles, donde cada perfil está diseñado para una implementación particular. Teniendo en cuenta el gran número de parámetros configurables disponibles en VDSL2 y el amplio rango de valores que pueden adoptar, para minimizar la complejidad en la implementación de los sistemas VDSL2, se ha acordado un conjunto de combinaciones con los valores de cada parámetro que pueden soportar los sistemas para cumplir igualmente con el estándar, sin perjuicio de que los fabricantes puedan permitir en sus equipos cualquier otra combinación de parámetros y valores. Estas combinaciones se denominan perfiles y en la actualidad se han definido 8 perfiles, tal como se muestra en la tabla del anexo 1 (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

3.1.2 Plan de bandas de frecuencia

Los transceptores VDSL2 utilizan dúplexación por división de frecuencia (FDD) para separar la banda de transmisión ascendente de la banda de transmisión descendente. La división del espectro en bandas de frecuencia no solapadas y su asignación para la transmisión en cada sentido se define por el plan de bandas (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006).

Las señales VDSL2 pueden utilizar la gama de frecuencias de hasta 30 MHz, aunque la frecuencia máxima usada por un módem para transmitir datos depende del plan de banda y del perfil seleccionado (ITU-T-Recommendation-G.993.5, 2010).

El estándar VDSL2 define varios planes de banda, distinguiéndose dos tipos fundamentales en la asignación de las bandas asignadas para la comunicación en cada sentido, denominados plan de bandas 997 y plan de bandas 998 (ITU-T-Recommendation-G.993.2, 2006) (ver la tabla del anexo 2).

En la gama de frecuencias bajo 12 MHz, la norma VDSL2 especifica el plan de cinco bandas definido en la figura 3.1. US0 es la banda de frecuencias entre f_{0L} y f_{0H} . Esta banda sólo se utilizará, en su caso, para la transmisión en sentido ascendente. Las cuatro bandas de frecuencias DS1, US1, DS2 y US2, que corresponden a la primera banda en sentido descendente, la primera banda en sentido ascendente, la segunda banda en sentido descendente y la segunda banda en sentido ascendente respectivamente, estarán definidas por las frecuencias de separación de bandas f_1 , f_2 , f_3 , f_4 y f_5 , siendo $f_1 \geq f_{0H}$ (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007).

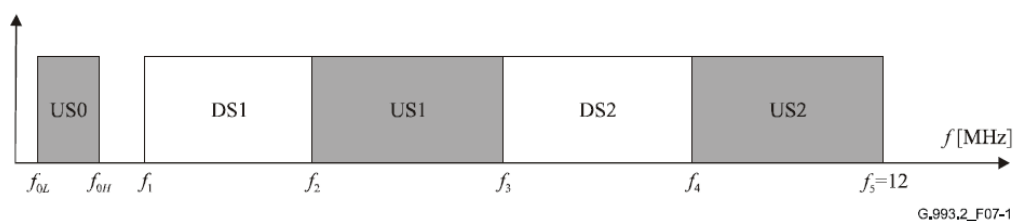


Figura 3. 1 Plan de Frecuencias
Fuente: (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007)

3.2 Máscara de la PSD de transmisión

En un módem VDSL2, la PSD de la señal de transmisión tiene que estar dentro de la máscara de PSD. Para cada frecuencia, la máscara de la PSD de transmisión será la máscara de la PSD Límite especificada en el anexo correspondiente o la máscara de la PSD en la MIB (Management Information Base), en su caso, especificada por el proveedor del servicio y que se comunica al módem a través de la MIB (la que sea más baja) (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007).

3.2.1 Descripción general

En algunas instalaciones el operador puede forzar un módem VDSL2 a transmitir a niveles por debajo de los que especifican las máscaras de la PSD Límite. La máscara de la PSD en la MIB es un instrumento adicional que los operadores pueden utilizar para corregir las máscaras de la PSD de transmisión (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007).

La reducción de potencia por limitación y la reducción de potencia por adaptación en sentido ascendente son otros instrumentos que permiten reducir la PSD de transmisión (a valores inferiores a la de la máscara de PSD).

La máscara de la PSD en la MIB tendrá que ser igual a la máscara de la PSD Límite que se especifica en el estándar o inferior. La definición de este valor depende del control de gestión de la red (es un mecanismo controlado por la MIB) conforme a la definición de la Recomendación ITU G.997.1 (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007).

La máscara de la PSD en la MIB se especificará en la MIB de CO mediante una serie de puntos de inflexión. Pueden especificarse hasta 16 puntos de inflexión para construir la máscara de PSD en la MIB para todas las bandas utilizadas en sentido ascendente, y hasta 32 puntos de inflexión para la máscara de PSD en la MIB para todas las bandas utilizadas en sentido descendente. No es necesario especificar puntos de inflexión para cada una de las bandas definidas en un plan. Cuando no se especifique la máscara de

PSD en la MIB para una gama de frecuencias, la máscara de la PSD de transmisión será la máscara PSD Límite (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007).

En un módem VDSL2, la PSD de la señal de transmisión tiene que estar limitada por la máscara de potencia. En la tabla del anexo 3 se encuentran las máscaras en sentido descendente para el plan de bandas 998.

3.3 Escenario de simulación

Las características del escenario de simulación son las siguientes:

- Plan de banda 998, perfil 12a (ver la tabla del anexo 1).
- Se simulará un cable multipar de 40 pares.
- Utilizaremos un par trenzado 24.AWG de 0.5 mm.
- La PSD del ruido blanco se asume igual a -140dBm/Hz.
- Se selecciona la máscara B8-4 de la tabla del anexo 3 y se conformara la máscara de PSD en sentido descendente.
- Se tomara la señal que llega al terminal remoto o gabinete por medio de fibra óptica y a partir de ahí se reparte a 4 edificios a través de un cable de 40 pares por medio de VDSL2. A cada edificio le llegan 10 pares de cables.
- El primer edificio se encuentra a 250 metros, el segundo a 500 metros, el tercero a 750 metros y el cuarto a 1000 metros.

El escenario de simulación se muestra en la figura 3.2:

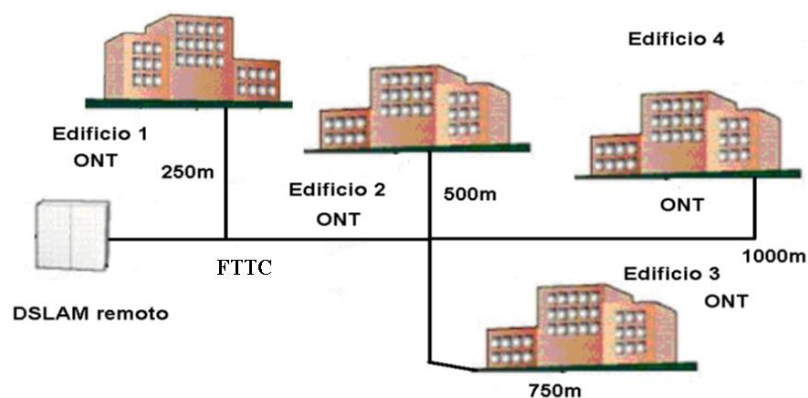


Figura 3. 2 Escenario de simulación.
Elaborada por el Autor

Se ha escogido el plan de frecuencias 998 por ser el más asimétrico, lo que es requerido para la mayoría de aplicaciones que necesitan un mayor ancho de banda para el sentido descendente, el plan se define en la tabla 3.1 para los transceptores VDSL2:

Tabla 3. 1 Plan de Banda.
Tomada de (Silverman, 2012) [14].

Plan de bandas	Frecuencias en los extremos de la banda						
	f_{0L} kHz	f_{0H} kHz	f_1 kHz	f_2 kHz	f_3 kHz	f_4 kHz	f_5 kHz
998	25	138	138	3750	5200	8500	12000
	25	276	276				
	120	276	276				
	N/A	N/A	138				

Dado que se utilizará el plan de frecuencias 998, según el estándar VDSL 2 se tendrá disponible desde 138 KHz – 3750 KHz y desde 5200 KHz – 8500 KHz o sea un total de 6912 KHz y que cada tono tiene un ancho de banda de 4,3125 KHz.

Un ejemplo de la PSD de la señal transmitida se muestra en la siguiente figura 3.3.

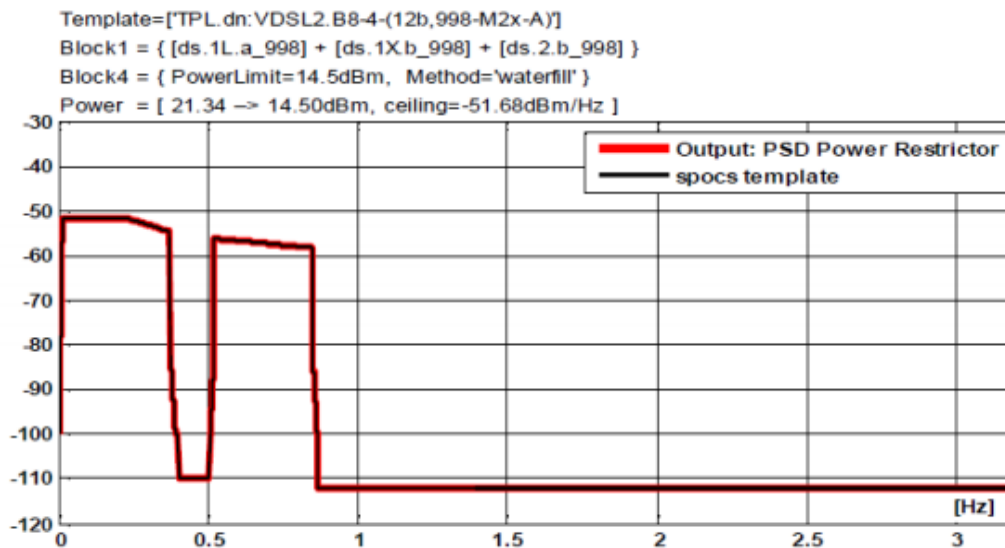


Figura 3. 3 Simulación de la máscara PSD
Fuente: (Gujrathi, Cendrillon, & Homer, 2007)

3.4 Simulación

La atenuación del canal para las distintas distancias del escenario se puede encontrar a partir del modelo matemático de la ecuación 1.1 como se muestran en las figuras 3.4 y 3.5. Se puede observar como la amplitud de la función de transferencia del canal disminuye con la frecuencia y la longitud del cable, aumentando la atenuación en el canal.

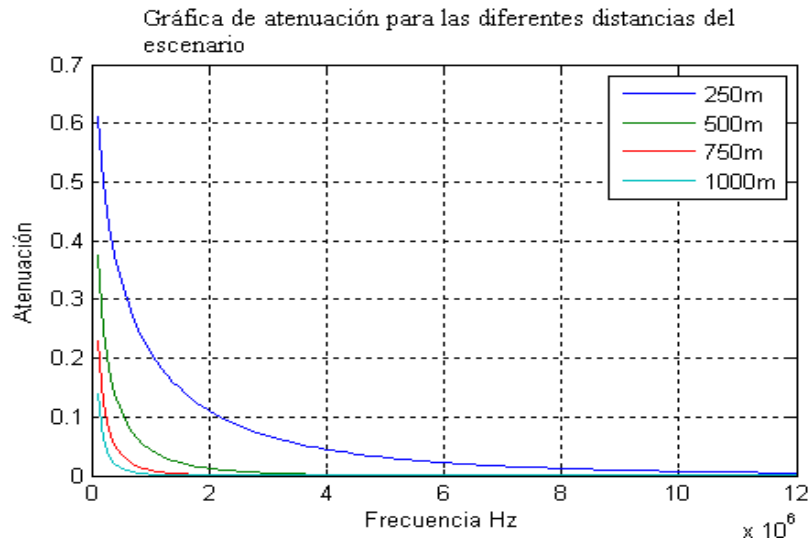


Figura 3. 4 Simulación de la función de transferencia del canal para cuatro pares de longitudes diferentes. Gráfica capturada por el Autor

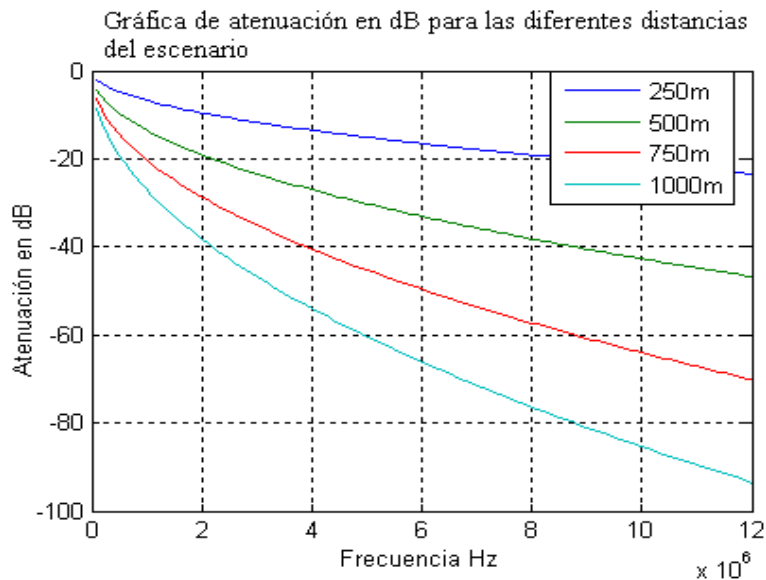


Figura 3. 5 Simulación de la función de transferencia del canal en dB para cuatro pares de longitudes diferentes. Gráfica capturada por el Autor.

La PSD de la señal transmitida se obtiene de la interpolación de los puntos de inflexión que se define en el estándar y se muestran en la tabla del anexo 3. En la figura 3.6 se muestra la PSD de la señal transmitida obtenida en la simulación.

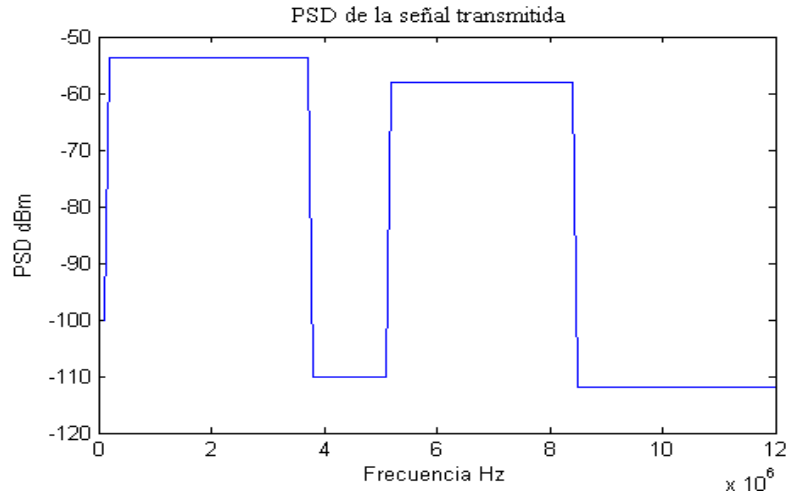


Figura 3. 6 Simulación de la PSD de la señal transmitida.
Gráfica capturada por el Autor.

En la figura 3.7 se observa el efecto de la atenuación en la PSD de la señal transmitida en cables de longitudes diferentes.

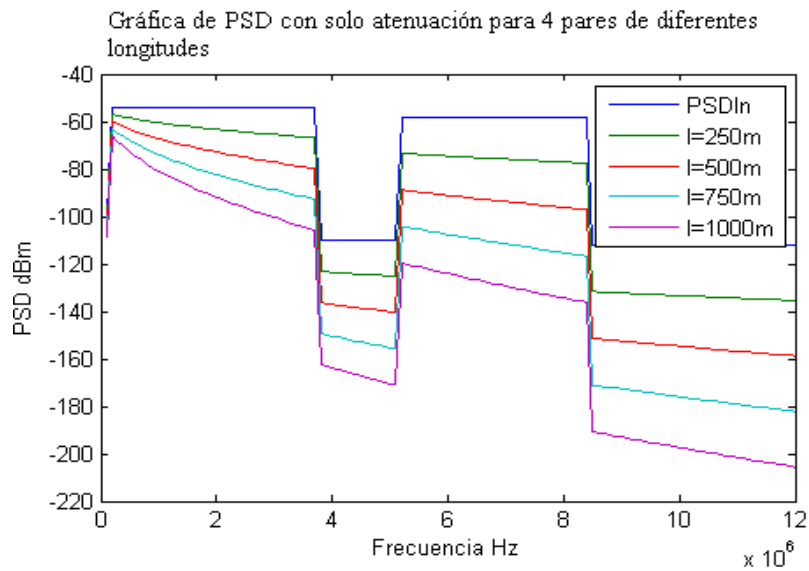


Figura 3. 7 Simulación de la PSD con solo atenuación para cuatro pares específicos de diferentes longitudes.
Gráfica capturada por el Autor

A continuación se muestran las figuras obtenidas en la simulación de las funciones de transferencia del FEXT entre dos pares de la misma longitud para las distintas distancias del escenario. Vemos que el FEXT aumenta con la frecuencia y con las longitudes de los cables.

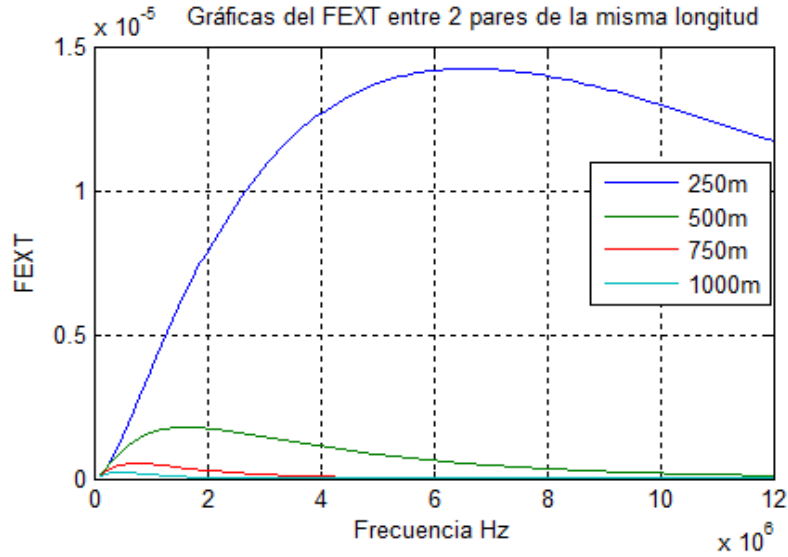


Figura 3. 8 Simulación de la función de transferencia del FEXT dos pares de la longitud para las diferentes distancias del escenario
Gráfica capturada por el Autor

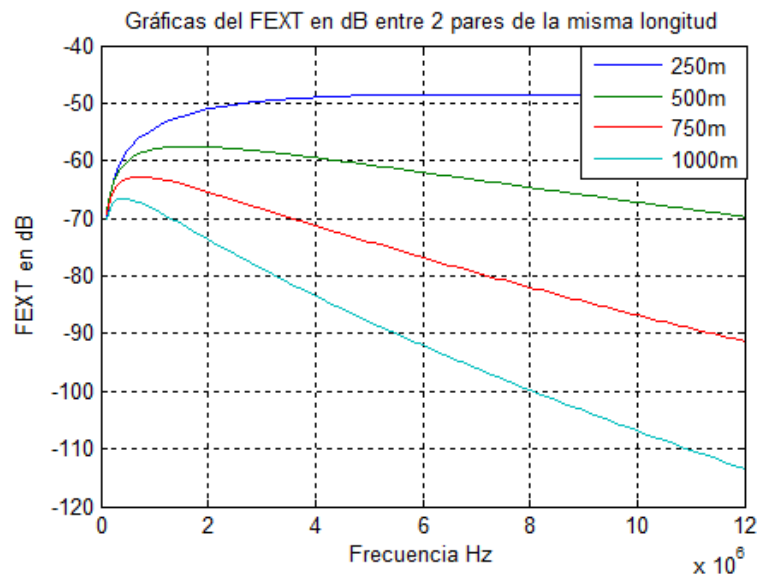


Figura 3. 9 Simulación de la función de transferencia del FEXT en dB dos pares de la longitud para las diferentes distancias del escenario.
Gráfica capturada por el Autor

También se obtuvo la gráfica de la PSD de la señal transmitida afectada por la telediafonía a diferentes distancias del escenario como se muestra en la figura 3.10.

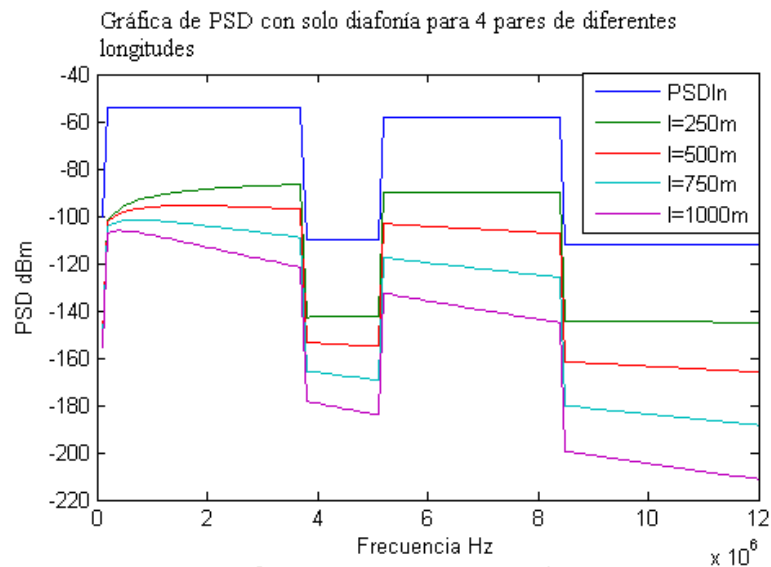


Figura 3. 10 Simulación de la PSD de transmisión afectada por la diafonía para cuatro pares de diferentes longitudes. Gráfica capturada por el Autor

En la figura 3.11, la figura 3.12, figura 3.13 y figura 3.14 se muestra la gráfica de la PSD de la señal de transmisión en comparación con la gráfica de la PSD recibida con atenuación, la gráfica de la PSD recibida con interferencia por la telediafonía y la gráfica de la PDS recibida con atenuación, interferencia por la telediafonía y el ruido solo para el par de longitud de 250m, 750m y 1000m, respectivamente.

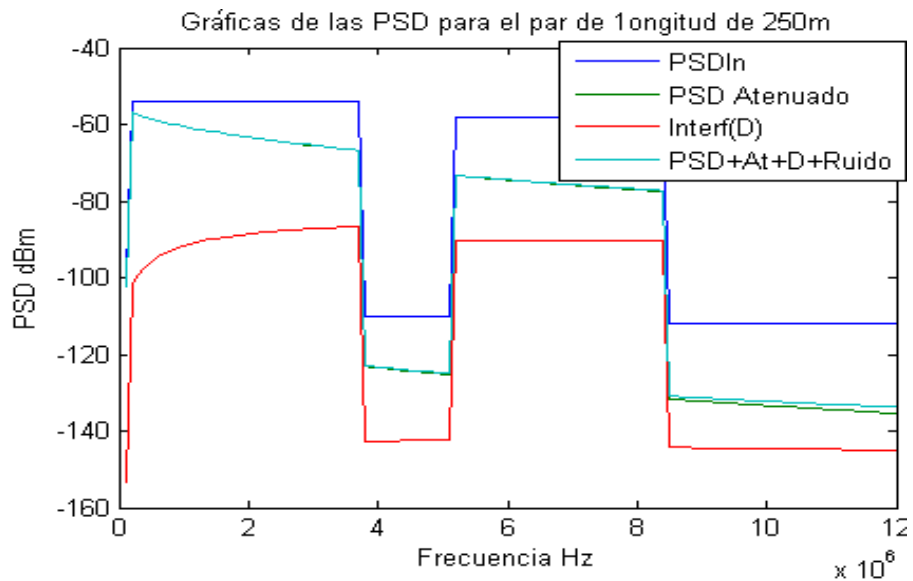


Figura 3. 11 Gráficas de las PSD para un par con longitud de 250m. Gráfica capturada por el Autor

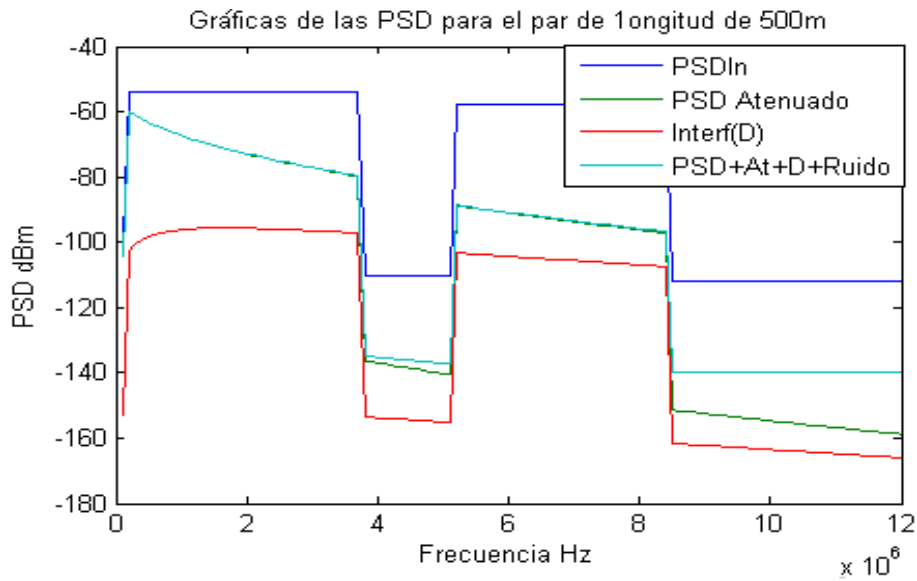


Figura 3. 12 Gráficas de las PSD para un par con longitud de 250m.
Gráfica capturada por el Autor

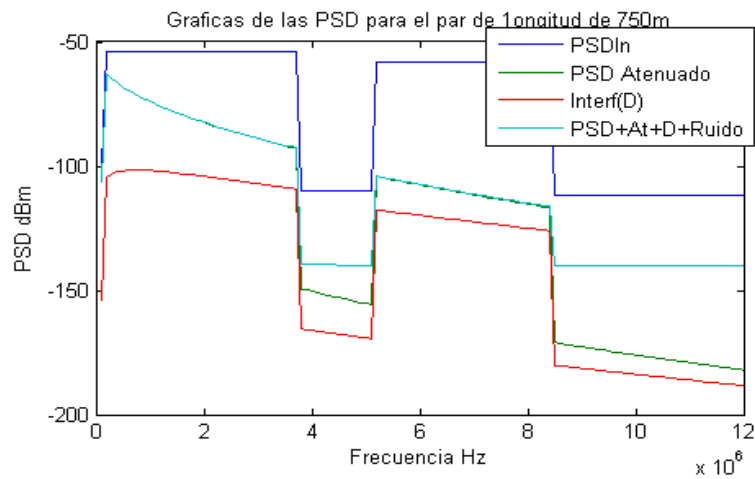


Figura 3. 13 Gráficas de las PSD para un par con longitud de 750m.
Gráfica capturada por el Autor

Como se observa, la influencia del FEXT es condicionante, ya que la señal que está siendo transmitida por efectos de este adquiere bits o símbolos no deseados, degenerando el mensaje.

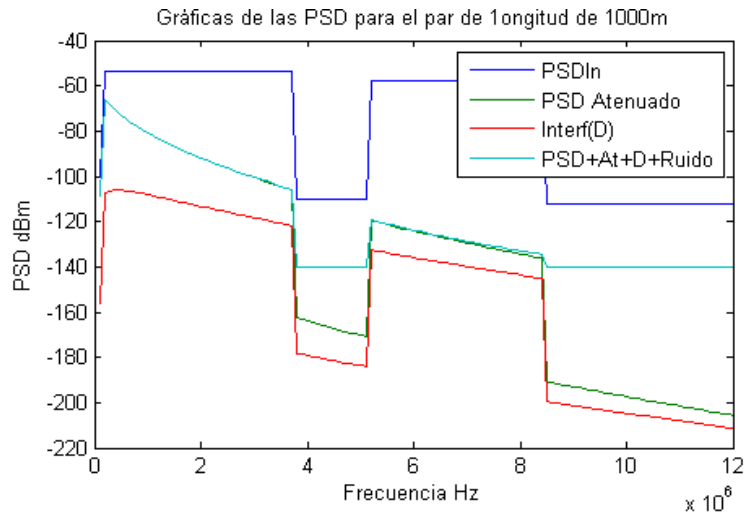


Figura 3. 14 Gráficas de las PSD para un par con longitud de 1000m.
Gráfica capturada por el Autor

Simulación de la vectorización

Para la simulación de la vectorización escogeremos primeramente la matriz de precodificación definida en la ecuación 2.3. Según la ecuación 2.2, la interferencia por la diafonía es eliminada y la señal recibida se obtiene del producto de la señal transmitida y la función de transferencia del canal más el ruido. La aplicación de la vectorización es mostrado en la figura 3.15 y figura 3.16.

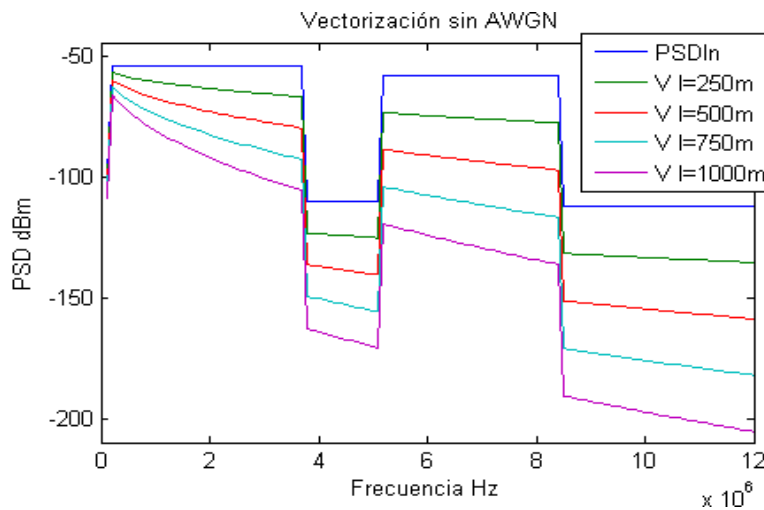


Figura 3. 15 Gráficas de PSD aplicando vectorización para 4 pares específicos de diferentes longitudes con AWGN usando la ecuación 2.2.
Gráfica capturada por el Autor

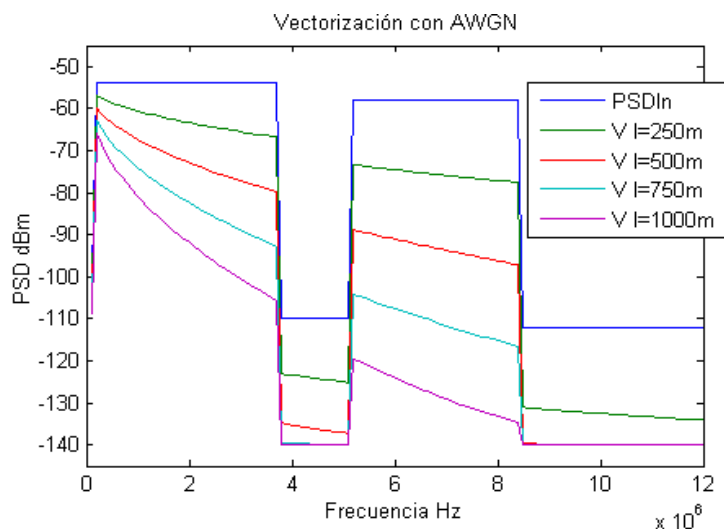


Figura 3. 16 Gráficas de PSD aplicando vectorización para 4 pares específicos de diferentes longitudes con AWGN usando la ecuación 2.2.
Gráfica capturada por el Autor

La figura 3.17 y la figura 3.18 muestran la aplicación de la vectorización empleando la matriz de pre-codificación definida en la ecuación 2.3. Se observa que a medida que aumenta la longitud del canal, se incrementa la degradación de la señal, afectando el rendimiento del sistema VDSL2.

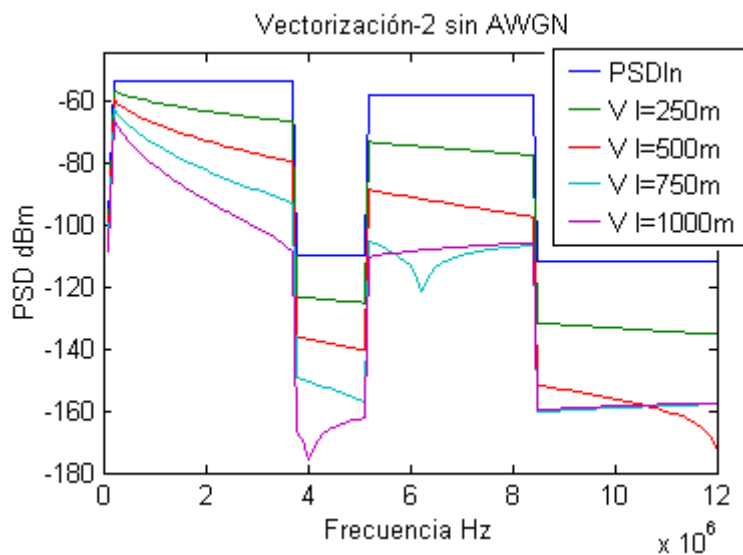


Figura 3. 17 Gráficas de PSD aplicando vectorización para 4 pares específicos de diferentes longitudes sin AWGN usando la ecuación 2.3.
Gráfica capturada por el Autor

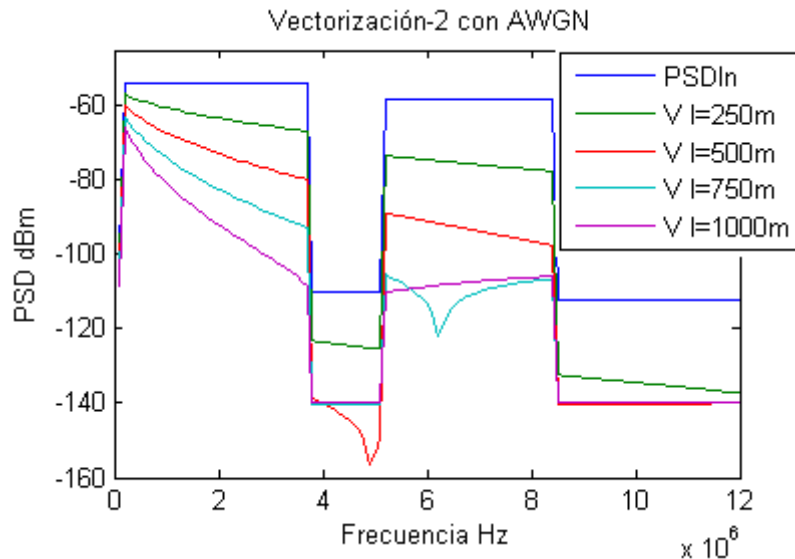


Figura 3. 18 Gráficas de PSD aplicando vectorización para 4 pares específicos de diferentes longitudes con AWGN usando la ecuación 2.3.
Gráfica capturada por el Autor

La vectorización permite reducir la duración de la diafonía de una nueva línea inicializada sobre las líneas activas o vectorizadas y la nueva línea se puede incorporar al grupo vectorizado con mayor rapidez. Sin embargo, si la capacidad del canal de realimentación, está limitada, se prolonga el tiempo necesario para calcular el conjunto de coeficientes de pre-codificación.

CONCLUSIONES

En este informe se especificó la arquitectura por capa de VDSL2 y las funciones de cada capa. Se hizo un mayor énfasis en el modelo funcional de la capa PMD, así como la modulación empleada en VDSL2 (modulación DMT), y la composición de la supertrama en 255 tramas de datos y una trama de sincronismo. También se describió el protocolo SOC usado en el estado de inicialización para configurar el enlace y el protocolo de gestión **eoC** usado en el estado de *Showtime*. Todo esto se encuentra especificado en la Recomendación UIT-T G.993.2.

El medio de transmisión en VDSL2, el cual es el par de cobre se encuentra afectado por la diafonía debido acoplamiento inductivo o capacitivo entre conductores o más precisamente, al desbalance en el acoplamiento. En este trabajo se hizo un estudio de tres métodos para cancelar la telediafonía: *Cancelador Zero Forcing*, *Cancelador Decision Feedback* y la vectorización.

El *Cancelador Zero Forcing* consiste en multiplicar la señal recibida en el receptor por la matriz inversa del canal y *Cancelador Decision Feedback* convierte la matriz del canal en una matriz triangular superior, y utilizando el método de back-substitución y detección símbolo por símbolo se cancelará la diafonía de los usuarios previos; en ambos métodos el procesamiento de la señal se realiza en el receptor. En la vectorización todo el procesamiento se realiza en los VTU-O, siendo las señales pre-codificadas en el sentido de transmisión descendente para que se autocancelen los FEXT de las líneas y en el sentido ascendente las señales recibidas en los VTU-O son postcodificadas.

La vectorización en VDSL2 especificada en la Recomendación UIT-T G.993.5 requiere de añadir algunos elementos en el modelo del transceptor VDSL2 definido en la Recomendación UIT-T G.993.2. En el Nodo de Acceso (AN) se requiere de un Equipo de Control Vectorial (VCE) y de que en cada VTU-O se inserte un pre-codificador. En todas las líneas se envían una secuencia piloto generada por el VCE y transmitida en los símbolos de sincronismo. En el VTU-R se computa una muestra de error a partir de la

secuencia piloto recibida y se envía por el canal de retroalimentación al VCE en el formato especificado por el mismo VCE en la inicialización. A partir de esta muestra de error se calcula matriz del canal, y después la matriz de pre-codificación, para la pre-codificación las señales a transmitir en cada línea de manera que se autocancelen los FEXT. La Recomendación UIT-T G.993.5 se centra en la vectorización en el sentido descendente.

RECOMENDACIONES

En este trabajo se han detallado las normas y protocolos establecidos en estándares internacionales para la tecnología VDSL2, es importante que los entes reguladores de las Telecomunicaciones en el Ecuador, establezcan normativas acerca de esta tecnología de tal forma que faciliten su utilización y desarrollo.

Las empresas que utilicen VDSL2 deberían emplear arquitecturas en árbol, lo cual permite mejorar el precio correspondiente a las redes de acceso, para las cuales podría emplearse FTTB.

La utilización de splitters en las conexiones terminales de los cables de fibra óptica permitiría alimentar a una mayor cantidad de clientes.

Es claro que aplicaciones con esta tecnología implican un costo elevado, razón por la cual su implementación debería aplicarse en sectores de clientes con capacidad económica para que puedan acceder a estos servicios y aplicaciones.

Realizar la simulación teniendo en cuenta a la relación S/N (señal/ruido), y no solo en base a la densidad espectral de potencia de la señal.

Realizar la simulación en el dominio del tiempo, teniendo en cuenta el modelo funcional de la capa PMD.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

Baldi, M., Chiaraluca, F., Garello, R., Polano, M., & Valentini, M. (22 de Septiembre de 2010). *Simple statistical analysis of the impact of some nonidealities in downstream VDSL with linear precoding*. Obtenido de EURASIP Journal on Advances in Signal Processing: <http://asp.eurasipjournals.com/content/2010/1/454871>

Blanco, A. (s.f.). *VDSL*. Obtenido de <http://www.adslayuda.com/>: <http://www.adslayuda.com/vdsl.html>

Carlson, B. (1997). *Sistemas de Comunicación*. McGraw-Hill.

Freire, F., & Ordoñez, A. (2010). *Cancelación de interferencias via procesamiento de señal*. Obtenido de www.dspace.espol.edu.ec: www.dspace.espol.edu.ec/bitstream/123456789/10791/1/Cancelacionde%20Interferencia%20-%20Freire-Ordoñez.pdf

García, J., Rodríguez, J., & Brazalez, A. (Agosto de 1999). *Aprenda Matlab 5.3 como si estuviera en primero*. Obtenido de <http://www.tecnun.es/>: <http://www.tecnun.es/asignaturas/Informat1/AyudaInf/aprendainf/Matlab53/matlab53.pdf>

Gujrathi, M., Cendrillon, R., & Homer, J. (2007). *Performance of Crosstalk Cancellation in VDSL*. Obtenido de www.researchgate.net: http://www.researchgate.net/publication/37619078_Performance_of_Crosstalk_Cancellation_in_VDSL/links/0912f50d09386a4c86000000.

Haykin, S. (2008). *Communication Systems, 3Rd Ed.* Wiley India Pvt. Limited.

Intriago, J. (27 de Junio de 2013). *Técnica de acceso SDSL: tecnología y despliegue. Simulación parcial de un módem SHDSL (TC PAM-64)*. Obtenido de <http://repositorio.ucsg.edu.ec/>: repositorio.ucsg.edu.ec/bitstream/123456789/535/1/T-UCSG-POS-MTEL-12.pdf

ITU-T-Recommendation-G.992.1. (Julio de 1999). *Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers*. Obtenido de <http://www.itu.int/>: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.992.1/es>

ITU-T-Recommendation-G.992.5. (2005). *Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers – Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2 plus)*. Obtenido de www.itu.int/: <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.992.5/es>

ITU-T-Recommendation-G.993.2. (17 de Febrero de 2006). *Series G: Transmission systems and media, digital systems and networks. Digital sections and digital line system– Access networks. Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2)*. Obtenido de <http://www.itu.int/>: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.993.2/en>

ITU-T-Recommendation-G.993.5. (2010). *ITU Recommendation G.993.5: Series G: Transmission Systems and Media, Digital Systems and Networks. Digital sections and digital line system – Access networks. Self-FEXT cancellation (vectoring) for use with VDSL2 transceivers*. Obtenido de <http://www.itu.int/>: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.993.5/en>

Maes, J. (2009). *DSL Crosstalk Cancellation at Bell Labs*. Obtenido de <http://www.bellabs.be/>: http://www.bellabs.be/opendays/archive/2009/07_DSL_Crosstalk_Cancellation_Jochen_Maes.pdf

Márquez, J. (2005). *Principio de las comunicaciones*. Mérida: Taller de Publicaciones de la Facultad de Ingeniería, Universidad de Los Andes.

Oksman, V., Schenk, H., Clausen, A., Cioffi, J., Mohseni, M., Ginis, G., . . . Eriksson, P.-E. (2010). The ITU-T's New G.vector Standard Proliferates 100 Mb/s DSL. *IEEE Communications Magazine*, 140-148. Obtenido de ITU STANDARDS.

Silverman, P. (Mayo de 2012). *MR-257. An Overview of G.993.5 Vectoring*. Obtenido de <http://www.broadband-forum.org/>: <http://www.broadband-forum.org/marketing/download/mktgdocs/MR-257.pdf>

Sklar. (2009). *Digital Communications: Fundamentals & Applications, 2/E*. Pearson Education.

Zafaruddin, S., Prakriya, S., & Prasad, S. (2011). *Iterative Receiver Based on SAGE Algorithm for Crosstalk Cancellation in Upstream Vectored VDSL*. Obtenido de <http://www.hindawi.com/>: <http://www.hindawi.com/journals/isrn/2011/586574/ref/>

GLOSARIO DE TERMINOS

A

ADSL: *Asymmetric Digital Subscriber Line* - Línea de Abonado Digital Asimétrica. Tecnología de acceso de banda ancha.

ADSL 2: 2ª generación de ADSL (UL: 2Mbps, DL: 12Mbps), ITU G992.3 i ITU G992.4.

ADSL 2+: 2ª generación de ADSL (UL: 2Mbps, DL: 24 Mbps) ITU G992.5.

ANSI: *American National Standards Institute* - Instituto Americano de Normas de Telecomunicaciones.

ATM: *Asynchronous Transfer Mode*- Modo de Transferencia Asíncrono

AWG: *American Wire Gauge* - Calibre de Alambre Estadounidense.

C

CPE: *Customer Premises Equipment* - Equipamiento básico del consumidor.

D

DSL: *Digital Subscriber Line* - Línea Digital de Abonado.

DSLAM: *Digital Subscriber Line Access Multiplexer*: Multiplexor localizado en la central telefónica que proporciona a los abonados acceso a los servicios xDSL sobre pares de cables cruzados de cobre.

DMT: *Discrete Multi-Tone Modulation* - Modulación Multitono Discreta.

E

ETSI: *European Telecommunications Standards Institute* - Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones.

F

FDD: *Frequency Division Duplexing* – Duplexación por División de Frecuencia.

FDM: *Frequency Division Multiplexing* - Multiplexación por División de Frecuencia.

H

HDTV: *High-definition TV* - TV de Alta Definición.

I

ITU-T: *International Telecommunication Union- Telecommunication Standardization Sector* - Sector de Normalización de la Unión Internacional de Telecomunicaciones.

IEEE: *Institute of Electrical&ElectronicsEngineers* – Instituto de Ingenieros en Eléctrica y Electrónica.

IDFT: *InverseDiscrete Fourier Transform* - Transformada Discreta Inversa de Fourier.

ISI: Interferencia Intelsímbolo.

P

PMD: *Physical Media Dependent* - Dependiente del Medio Físico.

PMS-TC: *Physical Media SpecificTransmissionConvergence*- Capa de Convergencia de Transmisión Específica de Medios Físicos.

PTM: *Packet Transfer Mode* - Modo de Transferencia de Paquetes.

PTM-TC: *Packet Transfer ModeTransmissionConvergence* - Capa de Convergencia de Transmisión Especifica del Protocolo de Transporte.

S

STM: *Synchronous Transfer Mode*- Modo de Transferencia Síncrono.

STM-TC: *Synchronous Transfer Mode- TransmissionConvergence*- Capa de Convergencia de Transmisión en el Modo de Transferencia Síncrono.

T

Triple-Play: Concepto que engloba a un único usuario una conexión telefónica, televisión e Internet en un mismo paquete.

V

VDSL: *Very-High-Rate Digital Subscriber Line* – Línea de suscripción digital de abonado de muy alta velocidad.

VDSL2: *Very-High-Data-Rate Digital Subscriber-Line2* – Línea Digital de Abonado de muy Alta Tasa de Transferencia Versión 2.

VME: *VDSL2 Management Entity*- Entidad de Gestión de VDSL2.

VTU: *VDSL2 TransceiverUnit*- Unidad Transceptora de VDSL2.

VTU-O: VTU de la oficina central (o en terminal remoto).

VTU-R: VTU en el lado del suscriptor.

ANEXOS

Anexo 1: Tabla de los Perfiles VDSL2.

Perfiles	8a	8b	8c	8d	12a	12b	17a	30a
Ancho de Banda (MHz).	8,832	8,832	8,5	8,832	12	12	17,664	30
Tonos	2048	2048	1972	2048	2783	2783	4095	3479
Espaciamiento de tono (KHz).	4,3125	4,3125	4,3125	4,3125	4,3125	4,3125	4,3125	8,625
Potencia (dB)	+17,5	+20,5	+11,5	+14,5	+14,5	+14,5	+14,5	+14,5

Anexo 2: Definición de planes de banda.

Plan 997:	Plan hasta los 12 MHz
Plan 997E17:	Plan 997 extendido directamente hasta los 17,664 MHz
Plan 997E30:	Plan 997 extendido directamente hasta los 30 MHz
Plan 998:	Plan hasta los 12 MHz
Plan 998E17:	Plan 998 extendido directamente hasta los 17,664 MHz
Plan 998E30:	Plan 998 extendido directamente hasta los 30 MHz
Plan 998ADE17:	Plan 998 extendido hasta 17,664 MHz utilizando la banda superior a 12 MHz sólo para transmisión en el sentido red- usuario.
Plan 998ADE30:	Plan 998 extendido hasta los 30 MHz utilizando la banda superior a los 12 MHz sólo para la transmisión en el sentido red-usuario.
Plan HPE17:	Plan que opera sólo en las bandas entre 7,05 y 17,664 MHz
Plan HPE30:	Plan que opera sólo en las bandas entre 7,05 y 30 MHz

Anexo 3: Máscaras de Potencia 998 descendente.

Cuadro B.7/G.993.2 – Máscaras de PSD límite en sentido descendente para el plan de bandas 998

Nombre	B8-1	B8-2	B8-3	B8-4	B8-5	B8-6	B8-7
Nombre completo	998-M1x-A	998-M1x-B	998-M1x-NUS0	998-M2x-A	998-M2x-M	998-M2x-B	998-M2x-NUS0
kHz	dBm/Hz	dBm/Hz	dBm/Hz	dBm/Hz	dBm/Hz	dBm/Hz	dBm/Hz
0	-97,5	-97,5	-97,5	-97,5	-97,5	-97,5	-97,5
4	-97,5	-97,5	-97,5	-97,5	-97,5	-97,5	-97,5
4	-92,5	-92,5	-92,5	-92,5	-92,5	-92,5	-92,5
80	-72,5	-92,5	-72,5	-72,5	-92,5	-92,5	-72,5
101,2	Interp	-92,5	Interp	Interp	-92,5	-92,5	Interp
138	-44,2	Interp	-44,2	-44,2	Interp	Interp	-44,2
138	-36,5	Interp	-36,5	-36,5	Interp	Interp	-36,5
227,11	-36,5	-62	-36,5	-36,5	-62	-62	-36,5
276	-36,5	-48,5	-36,5	-36,5	-48,5	-48,5	-36,5
276	-36,5	-36,5	-36,5	-36,5	-36,5	-36,5	-36,5

Cuadro B.7/G.993.2 – Máscaras de PSD límite en sentido descendente para el plan de bandas 998

Nombre	B8-1	B8-2	B8-3	B8-4	B8-5	B8-6	B8-7
Nombre completo	998-M1x-A	998-M1x-B	998-M1x-NUS0	998-M2x-A	998-M2x-M	998-M2x-B	998-M2x-NUS0
kHz	dBm/Hz	dBm/Hz	dBm/Hz	dBm/Hz	dBm/Hz	dBm/Hz	dBm/Hz
1104	-36,5	-36,5	-36,5	-36,5	-36,5	-36,5	-36,5
1622	-46,5	-46,5	-46,5	-46,5	-46,5	-46,5	-46,5
2208	-48	-48	-48	-48	-48	-48	-48
2236	Interp	Interp	Interp	Interp	Interp	Interp	Interp
2249	-49,5	-49,5	-49,5	Interp	Interp	Interp	Interp
2500	-56,5	-56,5	-56,5	Interp	Interp	Interp	Interp
3000	-56,5	-56,5	-56,5	Interp	Interp	Interp	Interp
3000	-56,5	-56,5	-56,5	Interp	Interp	Interp	Interp
3175	-56,5	-56,5	-56,5	Interp	Interp	Interp	Interp
3750	-56,5	-56,5	-56,5	-51,2	-51,2	-51,2	-51,2
3750	-80	-80	-80	-80	-80	-80	-80
3925	-100	-100	-100	-100	-100	-100	-100
4925	-100	-100	-100	-100	-100	-100	-100
5025	-100	-100	-100	-100	-100	-100	-100
5100	Interp	Interp	Interp	Interp	Interp	Interp	Interp
5100	Interp	Interp	Interp	Interp	Interp	Interp	Interp
5200	-80	-80	-80	-80	-80	-80	-80
5200	-56,5	-56,5	-56,5	-52,7	-52,7	-52,7	-52,7
7050	-56,5	-56,5	-56,5	Interp	Interp	Interp	Interp
7050	-56,5	-56,5	-56,5	Interp	Interp	Interp	Interp
7225	-56,5	-56,5	-56,5	Interp	Interp	Interp	Interp
8500	-56,5	-56,5	-56,5	-54,8	-54,8	-54,8	-54,8
8500	-80	-80	-80	-80	-80	-80	-80
8675	-100	-100	-100	-100	-100	-100	-100
30000	-100	-100	-100	-100	-100	-100	-100

Anexo 4: Código del programa

```
f=100000:100000:12000000;  
n=40;  
p=20;  
L= [0.25 0.25 0.25 0.25 0.25 0.25 0.25 0.25 0.25 0.25 0.25 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5  
0.5 0.75 0.75 0.75 0.75 0.75 0.75 0.75 0.75 0.75 0.75 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1];
```

```
H=zeros (n, n, size (f, 2));  
D=zeros (n, n, size (f, 2));  
E=zeros(n, n, size (f, 2));  
C=zeros (n, n, size (f, 2));  
P2=zeros (n, n, size (f, 2)); %P2=I-C  
TxIn=zeros (40, 1, length (f));  
TxAten=zeros (40, 1, length (f));  
TxAtendbm=zeros (40, 1, length (f));  
TxAtendbm1=zeros (1, length (f));  
TxAtendbm11=zeros (1, length (f));  
TxAtendbm21=zeros (1, length (f));  
TxAtendbm31=zeros (1, length (f));
```

```
Rx=zeros (40, 1, length (f));  
Rxdbm=zeros (40, 1, length (f));  
Rxdbm1=zeros (1, length (f));  
Rxdbm11=zeros (1, length (f));  
Rxdbm21=zeros (1, length (f));  
Rxdbm31=zeros (1, length (f));
```

```
A=ones (n, 1);  
AWGNdB=-140;  
AWGN=10^-14*A;
```

```
PSD=(-100).*(f<138000)+(-53.8).*((f>=138000)&(f<3750000))+(-  
110).*((f>=3750000)&(f<5200000))+(-58).*((f>=5200000)&(f<8500000))+(-  
112).*((f>=8500000)&(f<=12000000));
```

%CÁLCULO DE LA MATRIZ DEL CANAL

```
for i=1: n  
h (1, :)=Aten (L (i)); %Aquí H representa la matriz del canal  
H (i, i, :)=h (1, :); %con sus elementos al cuadrado  
D (i, i, :) =h (1, :);  
P2 (i, i, :) =-1; % P=I-C  
for j=1: n  
if j~=i  
Ic=comunlength (L (j), L (i));  
hfext (1, :)=FEXTn (L (j), Ic, n); %FEXT del par i al par j  
H(i, j, :) =hfext (1, :);  
E (i, j, :) =hfext (1, :);
```



```

        P2(i,j,:)=H(i,j,:)/H(i,i,:);
end
        C(i,j,:)=H(i,j,:)/H(i,i,:);
end
end

for k=1: size (f, 2);
TxIn(:,1,k)=10. ^ (PSD(1,k)/10);

% Aqui generamos el vector de Tx con solo atenuacion % TxAten = Hloss * Tx
TxAten(:,1,k)=D(:,k)*TxIn(:,1,k);
TxAtendbm(:,1,k)=10*log10(TxAten(:,1,k));
TxAtendbm1(1,k)=TxAtendbm(1,1,k);
TxAtendbm11(1,k)=TxAtendbm(11,1,k);
TxAtendbm21(1,k)=TxAtendbm(21,1,k);
TxAtendbm31(1,k)=TxAtendbm(31,1,k);

%Aqui generamos el vector Rx sin ruido % Y = H*X
Rx(:,1,k)=H(:,k)*TxIn(:,1,k);
Rxdbm(:,1,k)=10*log10(Rx(:,1,k));
Rxdbm1(1,k) =Rxdbm(1,1,k);
Rxdbm11(1,k)=Rxdbm(11,1,k);
Rxdbm21(1,k)=Rxdbm(21,1,k);
Rxdbm31(1,k)=Rxdbm(31,1,k);

% Aqui generamos el vector Rx con ruido
% Y = H*X +Z
Rxn(:,1,k)=H(:,k)*TxIn(:,1,k)+AWGN;
Rxndbm(:,1,k)=10*log10(Rxn(:,1,k));
Rxndbm1(1,k) =Rxndbm(1,1,k);
Rxndbm11(1,k)=Rxndbm(11,1,k);
Rxndbm21(1,k)=Rxndbm(21,1,k);
Rxndbm31(1,k)=Rxndbm(31,1,k);

% Interf = SumaHfext
Interf(:,1,k)=E(:,k)*TxIn(:,1,k);
Interfdbm(:,1,k)=10*log10(Interf(:,1,k));
Interfdbm1(1,k) =Interfdbm(1,1,k);
Interfdbm11(1,k)=Interfdbm(11,1,k);
Interfdbm21(1,k)=Interfdbm(21,1,k);
Interfdbm31(1,k)=Interfdbm(31,1,k);

% Precodificación de la señal en la vectorización-1 sin ruido
P(:,k)=inv(H(:,k))*diag(diag(H(:,k))); % P=inv(H)*diag(H)
W(:,1,k)=P(:,k)*TxIn(:,1,k); % W=P*X,
RxV1(:,1,k)=H(:,k)*W(:,1,k);

```

```

RxV1dbm(:,1,k)=10*log10(RxV1(:,1,k));
RxV1dbm1(1,k) =RxV1dbm(1,1,k);
RxV1dbm11(1,k)=RxV1dbm(11,1,k);
RxV1dbm21(1,k)=RxV1dbm(21,1,k);
RxV1dbm31(1,k)=RxV1dbm(31,1,k);

% Precodificación de la señal en la vectorización-1 con ruido
RxV1n(:,1,k)=H(:,k)*W(:,1,k)+AWGN;
RxV1ndbm(:,1,k)=10*log10(RxV1n(:,1,k));
RxV1ndbm1(1,k) =RxV1ndbm(1,1,k);
RxV1ndbm11(1,k)=RxV1ndbm(11,1,k);
RxV1ndbm21(1,k)=RxV1ndbm(21,1,k);
RxV1ndbm31(1,k)=RxV1ndbm(31,1,k);

% Precodificación de la señal en la vectorización-2 sin ruido
W1(:,1,k)=P2(:,k)*TxIn(:,1,k); % W=P*X, donde P=I-C, por lo que W=(I-C)*X
RxV2(:,1,k)=H(:,k)*W(:,1,k); % Y=H*W, donde H=dig(H)*(I+C0) y W=(I-C)*X
RxV2dbm(:,1,k)=10*log10(RxV2(:,1,k)); % Y=H*(I-C)*X=H*X-H*C*X
RxV2dbm1(1,k) =RxV2dbm(1,1,k); % Y=dig(H)*(I+C0)*X-dig(H)*(I+C0)*C*X
RxV2dbm11(1,k)=RxV2dbm(11,1,k); % Y=dig(H)*X + dig(H)*X*C0*X-
dig(H)*C0*X-dig(H)*C0*C*X
RxV2dbm21(1,k)=RxV2dbm(21,1,k); % Y=dig(H)*X-
dig(H)*C^2*X=diag(H)*X*(1-C^2), como C^2=0;
RxV2dbm31(1,k)=RxV2dbm(31,1,k); % Y=diag(H)*X

% Precodificación de la señal en la vectorización-2 con ruido
RxV2n(:,1,k)=H(:,k)*W1(:,1,k)+AWGN;
RxV2ndbm(:,1,k)=10*log10(RxV2n(:,1,k));
RxV2ndbm1(1,k) =RxV2ndbm(1,1,k);
RxV2ndbm11(1,k)=RxV2ndbm(11,1,k);
RxV2ndbm21(1,k)=RxV2ndbm(21,1,k);
RxV2ndbm31(1,k)=RxV2ndbm(31,1,k);
end

% Gráficas de Atenuacion para las diferentes distancias del escenario});
figure1 = figure('Color',[1 1 1]);
A1(1,:)=H(1,1,:);
A2(1,:)=H(11,11,:);
A3(1,:)=H(21,21,:);
A4(1,:)=H(31,31,:);
plot(f,A1,f,A2,f,A3,f,A4);
legend('250m','500m','750m','1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'Atenuación'});
title({'Gráficas de Atenuacion para las diferentes distancias del escenario'});
grid;

```

```

% Gráficas de Atenuacion en dB para las diferentes distancias del escenario
figure2 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,10*log10(A1),f,10*log10(A2),f,10*log10(A3),f,10*log10(A4));
legend('250m','500m','750m','1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'Atenuación en dB'});
title({'Gráficas de Atenuacion en dB para las diferentes distancias del escenario'});
grid;

```

```

% Gráficas del FEXT entre 2 pares de la misma longitud

```

```

F1(1,:)=H(1,2,:);
F2(1,:)=H(11,12,:);
F3(1,:)=H(21,22,:);
F4(1,:)=H(31,32,:);

```

```

figure3 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,F1,f,F2,f,F3,f,F4);
legend('250m','500m','750m','1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'FEXT'});
title({'Gráficas del FEXT entre 2 pares de la misma longitud'});
grid;

```

```

% Gráficas del FEXT en dB entre 2 pares de la misma longitud

```

```

figure4 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,10*log10(F1),f,10*log10(F2),f,10*log10(F3),f,10*log10(F4));
legend('250m','500m','750m','1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'FEXT en dB'});
title({'Gráficas del FEXT en dB entre 2 pares de la misma longitud'});
grid;

```

```

% Gráficas de las PSD con solo Atenuacion

```

```

figure5 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,TxAtendbm1,f,TxAtendbm11,f,TxAtendbm21,f,TxAtendbm31);
legend('PSDIn','l=250m','l=500m','l=750m','l=1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({'Gráficas de PSD con solo Atenuacion para 4 pares especificos de diferentes longitudes'});

```

```

% Gráficas de las PSD con solo diafonía

```

```

figure6 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,Interfdbm1,f,Interfdbm11,f,Interfdbm21,f,Interfdbm31);
legend('PSDIn','l=250m','l=500m','l=750m','l=1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});

```

```
title({'Gráficas de PSD con solo diafonía para 4 pares específicos de diferentes longitudes'});
```

```
% Gráficas de las PSD con diafonía y atenuación
```

```
figure7 = figure('Color',[1 1 1]);  
plot(f,PSD,f, Rxdbm1,f, Rxdbm11,f, Rxdbm21,f, Rxdbm31);  
legend('PSDIn','l=250m','l=500m','l=750m','l=1000m');  
xlabel({'Frecuencia Hz'});  
ylabel({'PSD dBm'});  
title({'Gráficas de PSD con atenuación y diafonía para 4 pares de diferentes longitudes'});
```

```
% Graficas de las PSD para el par de longitud de 250m
```

```
figure8 = figure('Color',[1 1 1]);  
plot(f,PSD,f,TxAtendbm1,f,Interfdbm1,f,Rxndbm1); % ,f,Rxndbm1  
legend('PSDIn','PSD Atenuado','Interf(D)'); % , 'PSD+At+D+Ruido'  
xlabel({'Frecuencia Hz'});  
ylabel({'PSD dBm'});  
title({'Graficas de las PSD para el par de longitud de 250m'});  
%
```

```
% Graficas de las PSD para el par de longitud de 500m
```

```
figure9 = figure('Color',[1 1 1]);  
plot(f,PSD,f,TxAtendbm11,f,Interfdbm11,f,Rxndbm11);  
legend('PSDIn','PSD Atenuado','Interf(D)','PSD+At+D+Ruido');  
xlabel({'Frecuencia Hz'});  
ylabel({'PSD dBm'});  
title({'Graficas de las PSD para el par de longitud de 500m'});
```

```
% Graficas de las PSD para el par de longitud de 750m
```

```
figure10 = figure('Color',[1 1 1]);  
plot(f,PSD,f,TxAtendbm21,f,Interfdbm21,f,Rxndbm21);  
legend('PSDIn','PSD Atenuado','Interf(D)','PSD+At+D+Ruido');  
xlabel({'Frecuencia Hz'});  
ylabel({'PSD dBm'});  
title({'Graficas de las PSD para el par de longitud de 750m'});
```

```
% Graficas de las PSD para el par de longitud de 1000m
```

```
figure11 = figure('Color',[1 1 1]);  
plot(f,PSD,f,TxAtendbm31,f,Interfdbm31,f,Rxndbm31);  
legend('PSDIn','PSD Atenuado','Interf(D)','PSD+At+D+Ruido');  
xlabel({'Frecuencia Hz'});  
ylabel({'PSD dBm'});  
title({'Graficas de las PSD para el par de longitud de 1000m'});
```

```
% Simulando Zero Forcing sin ruido
```

```
figure12 = figure('Color',[1 1 1]);  
plot(f, PSD, f, ZFdbm1, f, ZFdbm11, f, ZFdbm21, f, ZFdbm31);
```

```

legend('PSDIn','ZF l=250m','ZF l=500m','ZF l=750m','ZF l=1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({'Zero Forcing para 4 pares especificos de diferentes longitudes sin AWGN'});

```

%Simulando Zero Forcing con ruido

```

figure13 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,ZFndbm1,f,ZFndbm11,f,ZFndbm21,f,ZFndbm31);
legend('PSDIn','ZF l=250m','ZF l=500m','ZF l=750m','ZF l=1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({' Zero Forcing para 4 pares especificos de diferentes longitudes con AWGN'});

```

%Simulando Decision Feedback sin ruido

```

figure14 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,dfdbm1,f,dfdbm11,f,dfdbm21,f,dfdbm31);
legend('PSDIn','DF l=250m','DF l=500m','DF l=750m','DF l=1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({'DecisionFeedbackCanceler para 4 pares de diferentes longitudes sin AWGN'});

```

%Simulando Decision Feedback con ruido

```

figure15 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,df1dbm1,f,df1dbm11,f,df1dbm21,f,df1dbm31);
legend('PSDIn','DF l=250m','DF l=500m','DF l=750m','DF l=1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({' DecisionFeedbackCanceler para 4 pares de diferentes longitudes con AWGN'});

```

%Simulando Vectorización-1 sin ruido

```

figure16 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,RxV1dbm1,f,RxV1dbm11,f,RxV1dbm21,f,RxV1dbm31);
legend('PSDIn','V l=250m','V l=500m','V l=750m','V l=1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({' Vectorización-1 para 4 pares de diferentes longitudes sin AWGN'});

```

%Simulando Vectorización-1 sin ruido

```

figure17 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,RxV1ndbm1,f,RxV1ndbm11,f,RxV1ndbm21,f,RxV1ndbm31);
legend('PSDIn','V l=250m','V l=500m','V l=750m','V l=1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({' Vectorización-1 para 4 pares de diferentes longitudes con AWGN'});

```

%Simulando Vectorización-2 sin ruido

```

figure18 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,RxV2dbm1,f,RxV2dbm11,f,RxV2dbm21,f,RxV2dbm31);

```

```
legend('PSDIn', 'V l=250m', 'V l=500m', 'V l=750m', 'V l=1000m');  
xlabel({'Frecuencia Hz'});  
ylabel({'PSD dBm'});  
title({' Vectorización-2 para 4 pares de diferentes longitudes sin AWGN'});
```

%Simulando Vectorización-2 con ruido

```
figure19 = figure('Color',[1 1 1]);  
plot(f,PSD,f,RxV2ndbm1,f,RxV2ndbm11,f,RxV2ndbm21,f,RxV2ndbm31);  
legend('PSDIn', 'V l=250m', 'V l=500m', 'V l=750m', 'V l=1000m');  
xlabel({'Frecuencia Hz'});  
ylabel({'PSD dBm'});  
title({' Vectorización-2 para 4 pares de diferentes longitudes sin AWGN'});
```

Anexo 5: Funciones implementadas

$$P = I - \hat{C}$$

(2.3)