ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería Eléctrica y Computación

“CANCELACION DE INTERFERENCIAS VIA PROCESAMIENTO DE SEÑAL”

TESINA DE SEMINARIO

Previa a la Obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

Presentado por:

FELIPE ISRAEL FREIRE FRANCO

ALEX FABIAN ORDOÑEZ VELEZ

Guayaquil - Ecuador

2010

AGRADECIMIENTO

Agradecemos a Dios por la vida y la oportunidad de disfrutarla, a nuestros padres y familia por su amor y apoyo constante. Y a nuestros amigos por su confianza y paciencia.

DEDICATORIA

A Dios, nuestros padres, familia y amigos.

TRIBUNAL DE SUSTENTACION

Ing. Juan Carlos Avilés	Ing. Hernán Córdova
DELEGADO DE LA UNIDAD	PROFESOR DE SEMINARIO

DECLARACIÓN EXPRESA

"La responsabilidad del contenido de esta Tesina de Seminario, me corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL".

Alex Ordóñez Vélez

Felipe Freire Franco

RESUMEN

En el presente artículo mostramos dos métodos para la cancelación de crosstalk via procesamiento de señal en sistemas VDSL2: Zero Forcing y Decision Feedback Canceler. Los cuales explicaremos matemática y analíticamente y simularemos a través de la herramienta MATLAB.

Nuestra contribución en este proyecto fue la explicación detallada del problema, la presentación de un escenario para plantear la solución al problema existente. Además el análisis matemático y analítico de los dos métodos planteados. También del desarrollo del código en Matlab para las diferentes demostraciones del correcto funcionamiento de los dos métodos.

INDICE GENERAL

Pág.

CAPITULO 5

INDICE DE FIGURAS

ABREVIATURAS

AWGN	Additive White Gaussian Noise
ISI	Inter Symbol Interference
SNR	Signal-to-Noise Ratio
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PSD	Power Spectral Density
QAM	Modulation de amplitude en cuadratura
ZF	Zero Forcing
DSL	Digital Subscriber Lines
VDSL	Very high bit-rate Digital Subscriber Line
FDD	Frequency Division Duplexing
DS	Downstream
US	Upstream

INTRODUCCION

Es posible utilizar las líneas telefónicas convencionales para transmitir datos a altas velocidades por medio de tecnologías como las XDSLs, uno de los principales inconvenientes para lograr este objetivo es la interferencia multiusuario llamada CROSSTALK. El crosstalk aparece por la inducción electromagnética de los pares telefónicos vecinos.

En este reporte presentamos dos métodos matemáticos para lograr la cancelación del crosstalk: Zero Forcing y Decision Feedback Canceler. Estos métodos se basan en el procesamiento de la señal en el receptor utilizando procedimientos matemáticos tales como: operaciones de matrices, descomposición y sistemas de ecuaciones con el fin de estimar la señal al inicio de la transmisión.

Desarrollaremos un código en Matlab donde graficaremos el efecto de la atenuación causada por el medio de transmisión para diferentes distancias y la interferencia entre dos pares de igual longitud. Tomando como señal de entrada una PSD característica en sistemas VDSL2, graficamos también las señales recibidas en el receptor para cada caso (250m, 500m,750m,1000m), considerando la interferencia de los demás usuarios y el AWGN. Finalmente realizamos la grafica de la estimación de la señal de entrada después de aplicar zero forcing y decisión feedback.

CAPITULO 1

COMPRENSION DEL PROBLEMA

En los últimos años ha habido un creciente interés por el uso de DSLs (Digital Subscriber Lines), la cual refiere a las tecnologías que permiten conexión digital sobre la línea de abonado de la red telefónica básica.

Diferentes DSLs transmitiendo a través de bucles sobre el mismo cable multipar telefónico producen interferencia unos sobre 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 distancia, sin embargo la utilización del mismo en enlaces de corta distancia (cientos de metros) resulta un lujo innecesario considerando 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 las IMU (Interferencias Multiusuario), Crosstalk o diafonía producido por el resto de 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.

Nuestro enfoque es la cancelación de Crosstalk vía procesamiento de señal. La esencia de nuestra investigación es el estudio de métodos o modelos matemáticos aplicados a la señales del sistema; nuestro objetivo es tratar de conseguir un canal transparente, es decir que nuestra señal y(f) a la salida sea igual a la señal de entrada x(f) considerando la atenuación, lo mismo que nos ayudaría a obtener grandes velocidades de transmisión. Lo cual no ocurre en la práctica, ya que los pares que transmiten la señal se ven afectados por muchas interferencias de los demás pares en el binder, teniendo como consecuencia la reducción de la tasa de bits por segundo.

El Crosstalk deriva en Telediafonía o Fext (*Far end crosstalk*) y Paradiafonía o Next(*Near end crosstalk*), extremo lejano y extremo cercano respectivamente.

Al escoger una solución para la cancelación de la interferencia por medio del procesamiento de señal, hay que tomar en cuenta que tiene que ser de baja complejidad computacional ya que el mismo generaría retardos al momento de ser procesada la señal en la entrada y la salida del canal.

CAPITULO 2

TEORIA

2.1 Método de duplexación y construcción de la banda de frecuencias [1].

Los transceptores VDSL2 utilizan el principio de duplexación por división de frecuencias (FDD, *frequency division duplexing*) para separar las transmisiones en sentido ascendente y descendente. No está permitido traslapar las bandas de paso ascendente y descendente. La atribución de las bandas de frecuencias en sentido ascendente y descendente está definida en el plan de bandas de frecuencias estructurado por valores de frecuencias de separación.

La señal VDSL2 permite utilizar la gama de frecuencias hasta 30 MHz, pero la frecuencia máxima utilizada por un módem para transmitir datos depende del plan de bandas de frecuencias seleccionadas y del perfil.

2.2 Plan de bandas por debajo de 12 MHz [1].

En la gama de frecuencias bajo 12 MHz, la norma VDSL2 especifica el plan de cinco bandas definido en la figura 1. US0 es la banda de frecuencias entre $f0L$ y $f0H$. 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 $f1$, $f2$, $f3$, $f4$ y $f5$, siendo $f1 \geq f0H$.

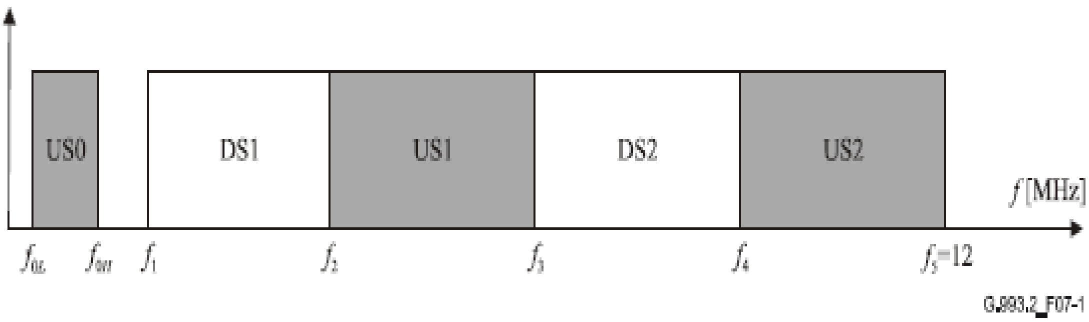

Figura 1: Plan de bandas en la gama de frecuencias hasta 12 MHz [1].

Para el plan de bandas bajo 12 MHz representado en la figura 1, la banda de paso en sentido ascendente estará formada por las siguientes porciones del espectro de frecuencias: $f0L < f < f0H$, $f2 < f < f3$, y $f4 < f < f5$. La banda de paso en sentido descendente estará formado por las siguientes porciones del espectro de frecuencias: $f1 < f < f2$ y $f3 < f < f4$.

2.3 Plan de bandas por encima de 12 MHz [1].

En la gama de frecuencias entre 12 MHz y 30 MHz, la norma VDSL2 especifica como mínimo una banda adicional en sentido ascendente o descendente. Las bandas por encima de 12 MHz se especifican mediante frecuencias de separación de banda adicionales. El número de frecuencias de separación de banda adicionales depende del número de bandas definidas entre 12 MHz y 30 MHz. Si se utilizan frecuencias por encima de 12 MHz, la banda de paso en sentido descendente (ascendente) es la banda de paso en sentido descendente (ascendente) por debajo de 12 MHz más todas las bandas en sentido descendente (ascendente) por encima de 12 MHz. Ahora bien, la banda de paso en cada sentido de transmisión no podrá contener frecuencias superiores al valor especificado de la subportadora de datos más alta soportada en cada sentido de transmisión para el perfil seleccionado.

2.4 Máscara de la PSD de transmisión [1].

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).

2.5 Descripción general [1].

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. 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 Rec. UIT-T G.997.1.

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. Véase Tabla 1 y 2 en anexos.

2.6 Perfiles [2].

A continuación se muestra una gráfica de cómo está estructurado los diferentes perfiles de VDSL2.

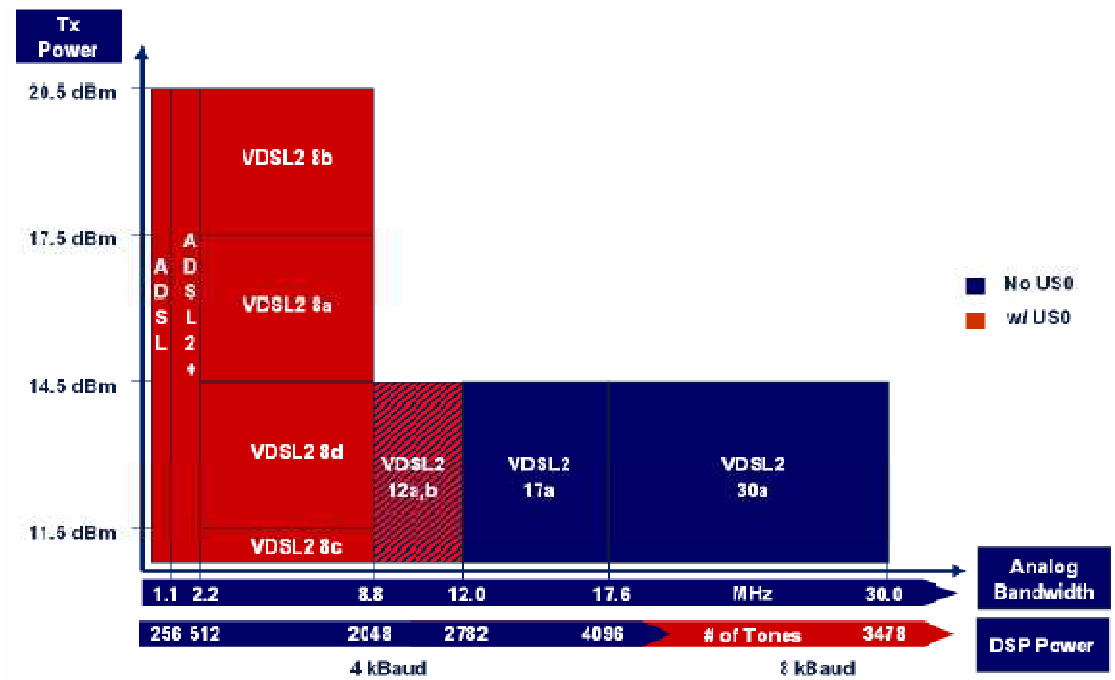

Figura 2: Potencia de Tx Downstream vs Frecuencia [2]

2.7 Downstream / Upstream [3]

Desde la perspectiva del usuario, el upstream es el flujo de tráfico de la red desde la computadora local hacia el destino remoto. El tráfico en la mayoría de las redes fluye en upstream y downstream al mismo tiempo, y a veces cuando la data fluye en una dirección, los protocolos de red a veces envían instrucciones de control (generalmente invisible para el usuario) en la dirección opuesta.

Una forma de generar tráfico upstream es subir archivos a un servidor o enviar un mensaje e-mail. En cambio, bajar archivos y recibir e-mail generar tráfico downstream. Los usuarios típicos de internet generan más tráfico downstream que tráfico upstream.

Los sistemas DSLs proveen menos ancho de banda en la dirección upstream con el fin de reservar más ancho de banda para el tráfico downstream.

2.8 Crosstalk [4]

El incremento de sistemas DSLs en el cableado multipar da como consuencia un incremento de las interferencias por crosstalk.

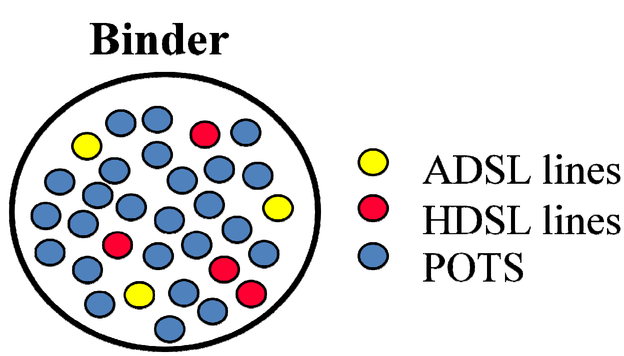

Figura 3: Corte transversal de un cable multipar [4]

El Crosstalk normalmente crece proporcionalmente con las frecuencias lo cual es un deterioro significativo para altas velocidades en DSLs.

2.8.1 Near-End Crosstalk (NEXT)

La interferencia surge cuando las señales son transmitidas en sentidos opuestos.

2.8.2 Far-End Crosstalk (FEXT)

La interferencia surge cuando las señales son transmitidas en el mismo sentido.

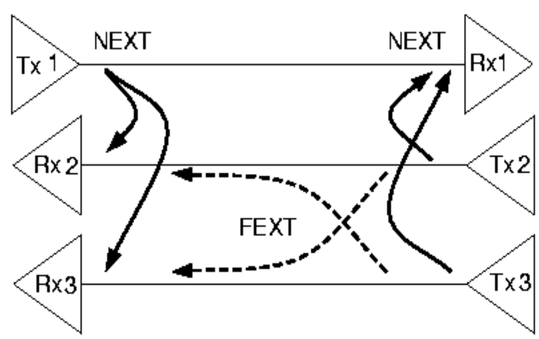

Figura 4: Acción de Fext y Next en Transmisión y recepción [4]

CAPITULO 3

DEFINICION DEL PROBLEMA

En nuestro estudio conocemos el efecto negativo de Next y Fext en los sistemas DSLs. Next suele evitarse mediante el uso de FDD (frequency division duplexing)[5], sin embargo FEXT sigue siendo un problema importante en la mayoría de los sistemas DSL[5], por lo cual nos limitaremos a realizar el estudio de la cancelación del Fext.

3.1 Escenario:

- El proyecto está basado en la tecnología VDSL2 a 12MHz, band-plan 998, profile 12a [6].

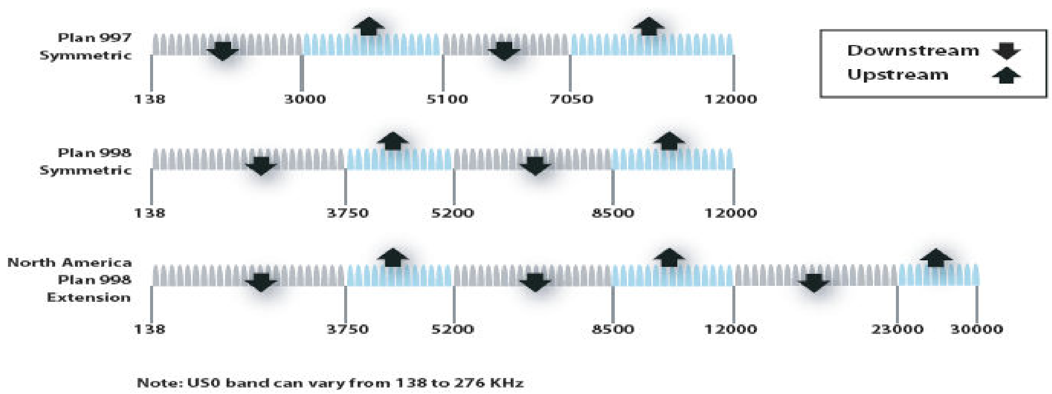

Figura 5: Band Plan xDSL.

- Nosotros asumimos el AWGN con un PSD de -140 dBm/Hz.

Profile	Max. DS Power	Max. DS Freq.	Max. US Power	Max. US Freq.	U0 for Long Range	Typical Application
8c	11.5 dbm	8.5 MHz	14.5 dbm	5.2 MHz	Required	Cabinet (RT)
8d	14.5 dbm	8.5 MHz	14.5 dbm	5.2 MHz	Required	Cabinet (RT) Exchange (CO)
8a	17.5 dbm	8.5 MHz	14.5 dbm	5.2 MHz	Required	Exchange (CO)
8b	20.5 dbm	8.5 MHz	14.5 dbm	5.2 MHz	Required	Exchange (CO)
12a	14.5 dbm	8.5 MHz	14.5 dbm	12.0 MHz	Required	Cabinet (RT) Exchange (CO)
12b	14.5 dbm	8.5 MHz	14.5 dbm	12.0 MHz	Not required	Cabinet (RT) Exchange (CO)
17a	14.5 dbm	Not specified	14.5 dbm	Not specified	Not required	Cabinet (RT) MxU
30a	14.5 dbm	Not specified	14.5 dbm	Not specified	Not required	MxU

Figura 6: Perfiles xDSL con frecuencias correspondientes al Band Plan 998 [7]

- Se tomará la señal que llega al cabinet 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. Nos enfocaremos en self-crosstalk y downstream.

- El primer edificio se encuentra a 250 metros, el segundo a 500 metros, el tercero a 750 metros y el cuarto a 1000 metros.

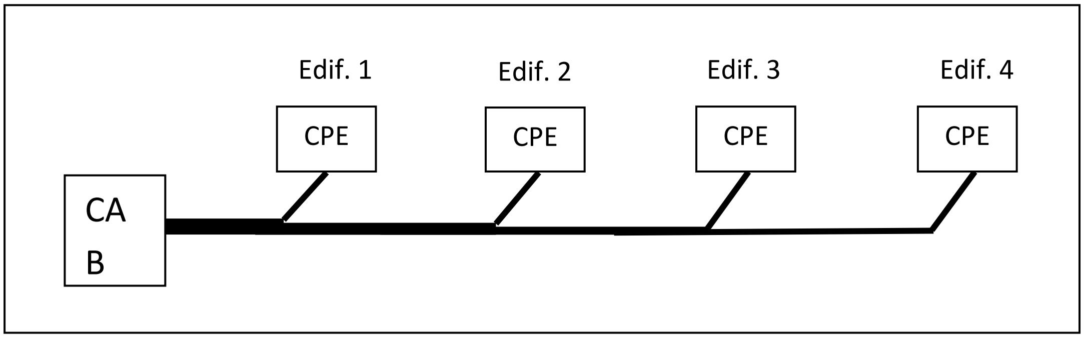

Figura 7: Distribución Topológica del Escenario

CAPITULO 4

COMPRENSION DE SOLUCIONES

Nosotros describimos el modelo de la señal de un multicanal de un sistema precodificado. Se asume que tenemos un cable multipar de *40* pares trenzados (normalmente son de 25, 28, 50 o 100 pares). Se asume que un sistema coordinado transmite por los 40 pares numerados de 1,2,…,p. Nosotros consideramos que el sistema opera en FDD(Frequency División Duplexing), donde las transmisiones upstream y downstream están en bandas de frecuencia, similar a VDSL. La señal recibida en los pares $i, 1, \leq i \leq p$ puede ser escrita como [8]:

$$y_i(t) = h_i * x_i(t) + \sum_{l \neq i} h_{i,l} * x_l(t) + v_i(t)$$

Donde h_i es la respuesta al impulso del i-esimo par, $h_{i,l}$ es la función FEXT del par *l* al par *i*, $v_i(t)$ es igual a cero significa simetría circular aditivo ruido blanco gaussiano con matriz de covarianza $E(vv^*) = \sigma^2 I$ (típicamente la potencia AWGN es asumida to have a PSD de -140 dBM/Hz en aplicaciones DSL).

Pasando al dominio de la frecuencia tenemos que:

$$y_i(f) = h_i(f)x_i(f) + \sum\nolimits_{l \neq i} h_{i,l}(f)x_l(f) + v_i\,(f)$$

En forma de vector nosotros podemos representar la señal recibida por:

$$\mathrm{y}(f_{\mathrm{k}}) = \mathrm{H}(f_{\mathrm{k}})\mathrm{x}(f_{\mathrm{k}}) + v(f_{\mathrm{k}})$$

Donde la respuesta de frecuencia del canal es:

$$\begin{bmatrix} h_{1,1}(f_{\mathrm{k}}) & \cdots & h_{1,p}(f_{\mathrm{k}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{p,1}(f_{\mathrm{k}}) & \cdots & h_{p,p}(f_{\mathrm{k}}) \end{bmatrix}$$

En el siguiente grafico se encuentra la representación de todas las matrices del canal H que se formarían para N cables y donde la frecuencia va desde 1 hasta K, formándose K matrices.

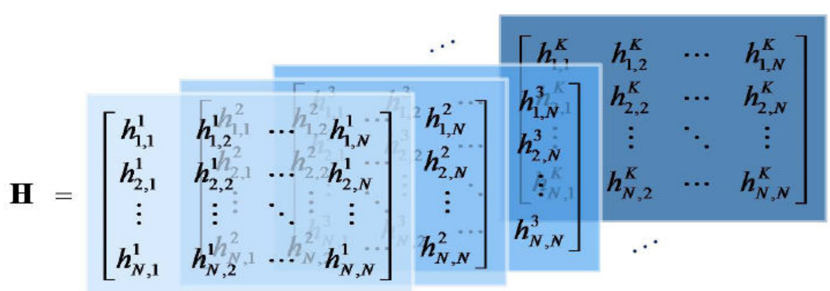

Figura 8: Matriz del canal H con dimensiones N x N x K [9]

Físicamente las interferencias de Next y Fext se representan a continuación en un cableado multipar de N pares.

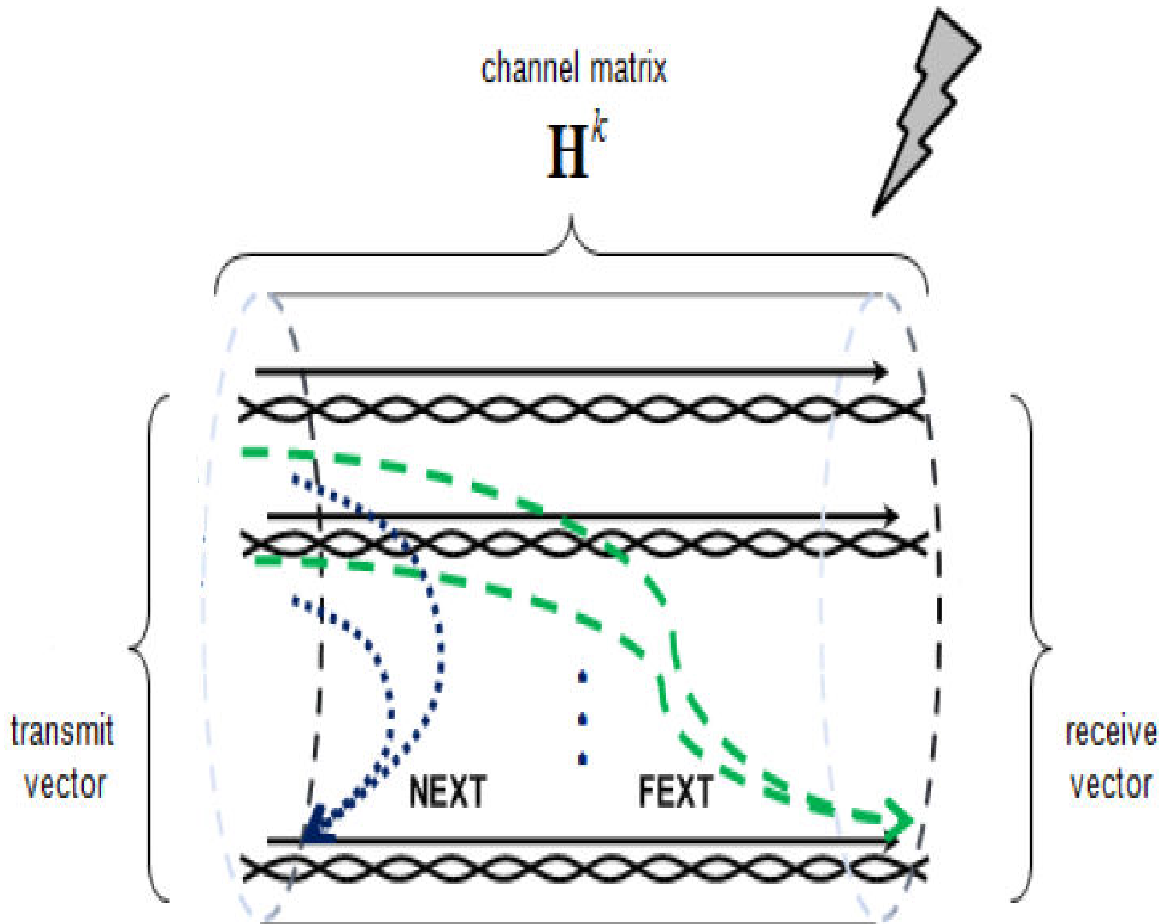

Figura 9: Interferencia Next y Fext en un cable de cobre multipar [9]

$$x(f_k) = [x_1(f_k), \dots, x_p(f_k)]$$

Son las representaciones de dominio de la frecuencia de las señales transmitidas por el sistema.

Un ejemplo de la señal Tx a ser transmitida es la siguiente:

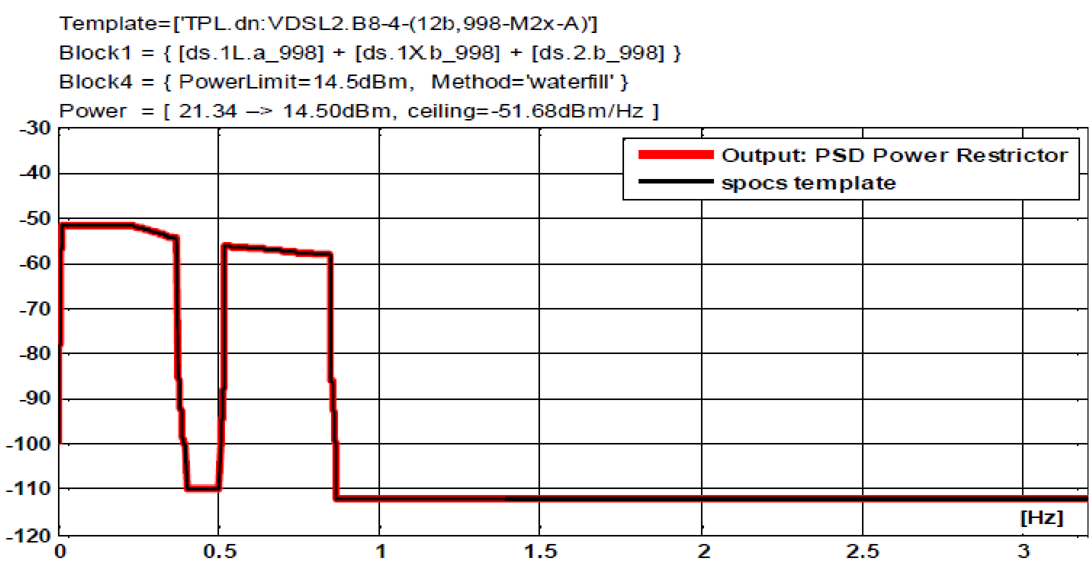

Figura 10: PSD Típica de Señal TX [10].

4.1 Cancelador Zero Forcing[5]

El cancelador de Zero Forcing cuenta con un diseño lineal, que conduce a un run-time de baja complejidad y de baja latencia. Un posible inconveniente del enfoque de Zero Forcing es que puede conducir a la mejora de ruido como veremos gráficamente en la figura 20.

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,

$$\mathrm{y}(f_{\mathrm{k}}) = \mathrm{H}(f_{\mathrm{k}})\mathrm{x}(f_{\mathrm{k}}) + v(f_{\mathrm{k}})$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{k}} = (\mathbf{H}_{\mathbf{k}})^{-\mathbf{1}}\,\mathbf{y}_{\mathbf{k}}$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{k}} = \mathrm{x}(f_{\mathrm{k}}) + (\mathbf{H}_{\mathbf{k}})^{-\mathbf{1}} v_k$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{k}} = \mathrm{x}(f_{\mathrm{k}}) + \hat{v}_k$$

4.2 Cancelador Decision Feedback [5].

Para poder utilizar este método es necesario que el usuario haya sido detectado previamente sin errores [5].

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 [14].

Decision feedback equalization es tradicionalmente usado para cancelar interferencias inter-símbolos. Sin embargo, este enfoque también ha sido propuesto para la cancelación de crosstalk en DSL.

Como se ve en la figura 11, el Decisión Feedback Canceller consiste de un filtro feed-forward(no retroalimentado) y un filtro feedback(retroalimentado). El filtro feed-forward convierte el crosstalk de la matriz del canal en triangular superior, y por lo tanto el crosstalk obedece a una forma de casualidad, en el sentido de que cada usuario sólo experimente el crosstalk de usuarios previos. Esto permite al decision feedback ser usado para detectar cada usuario a la vez, antes de restar la interferencia que causan a los usuarios que permanecen sin detectarse. En la práctica esto se lleva a cabo a través de la descomposición de la **QR** de la matriz del canal del crosstalk.

$$\mathbf{H_k = Q_k R_k}$$

Aquí $\mathbf{Q_k}$ es una matriz unitaria, mientras que $\mathbf{R_k}$ es triangular superior.

La matriz $\boldsymbol{Q_k^H}$ (transpuesta conjugada o Hermítica de Q)constituye el filtro feed-forward que transforma el vector recibido de

$$\mathbf{y_k = H_k x_k + v_k}$$

a

$$\mathbf{w_k = Q_k^H y_k}$$

Utilizando la siguiente propiedad

$$\mathbf{Q_k^H Q_k} = \mathbf{I}$$

Obtenemos

$$\mathbf{w_k} = \mathbf{R_k x_k} + \mathbf{Q_k^H v_k}$$

$$\mathbf{w_k} = \mathbf{R_k x_k} + \mathbf{\hat{v}_k}$$

Como $\mathbf{Q_k}$ es unitaria, el filtro feed-forward no altera las estadísticas del ruido $\mathbf{V_k}$, que suponemos que es espacialmente blanco.

Ahora que el canal se ha convertido en una matriz triangular superior $\mathbf{R_k}$, decisión feedback puede ser aplicado para cancelar el resto del crosstalk. La estimación para n usuario está formada por la resta de los componentes del crosstalk de los usuarios detectados previamente.

Utilizando el método de back-substitution y detección símbolo por símbolo se obtiene la ecuación siguiente, la cual cancelará el crosstalk de los usuarios previos [13].

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

Where $W_k^n = [\mathbf{W_k}]_n$ **and** $r_k^{n,m} = [\mathbf{R_k}]_{\mathbf{n,m}}$

Al representar matricialmente la ecuación $\mathrm{w_k} = \mathrm{R_k}\hat{\mathrm{x}}_\mathrm{k}$ tenemos lo siguiente:

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

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

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

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

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

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

$$\hat{x}_k^N = \frac{w_k^N}{r_k^{N,N}} - 0$$

Teniendo el valor de la última incognita podemos ahora hallar la penúltima incognita con la siguiente ecuación, la cual la obtenemos 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 tenemos la última incognita y la penúltima incognita podemos hallar la transpenúltima incognita con la siguiente ecuación, la cual obtenemos de la transpenúltima línea de la matriz:

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

Y de esta forma encontrramos las N incognitas, de donde obtenemos la fórmula general para encontrar el valor de cada incognita.

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

Luego del procedimiento realizado por el método obtendremos como resultado el retorno de la señal de origen sumado el ruido del canal tal como se muestra en la la siguiente ecuación [14]:

$$\hat{x}_k^n = dec\left[x_k^n + \frac{\hat{v}_k^n}{r_k^{n,n}}\right]$$

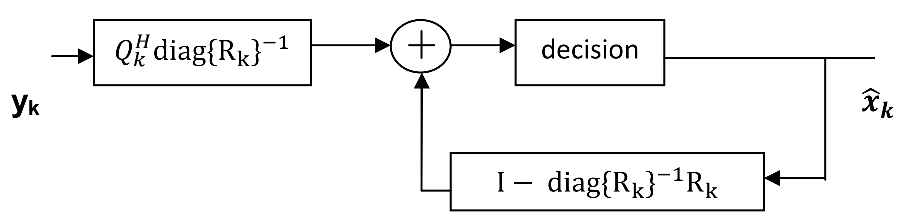

Figura 11: Decision feedback equalizer [5]

El decision feedback canceller realizará un muy cercano al de la capacidad 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 de decision feedback creará más interferencias, que conducen a la propagación de errores y una reducción significativa en el rendimiento.

CAPITULO 5

MODELAMIENTO Y SIMULACION

5.1 Modelamiento del Canal

Para el modelamiento de la pérdida por atenuación ILoss utilizaremos el modelo matemático dado a continuación [11]:

$$|H^{IL}(f,L)|^2 = e^{-2\alpha l\sqrt{f}}$$

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

$20log|H^{IL}(f,L)| = -\delta l\sqrt{f}$; Un típico valor de δ ajustado a [11] es 0.027

250m. H^{IL}: $-0.0068\sqrt{f}$

500m. H^{IL}: $-0.0135\sqrt{f}$

750m. H^{IL}: $-0.0203\sqrt{f}$

1000m. H^{IL}: $-0.0270\sqrt{f}$

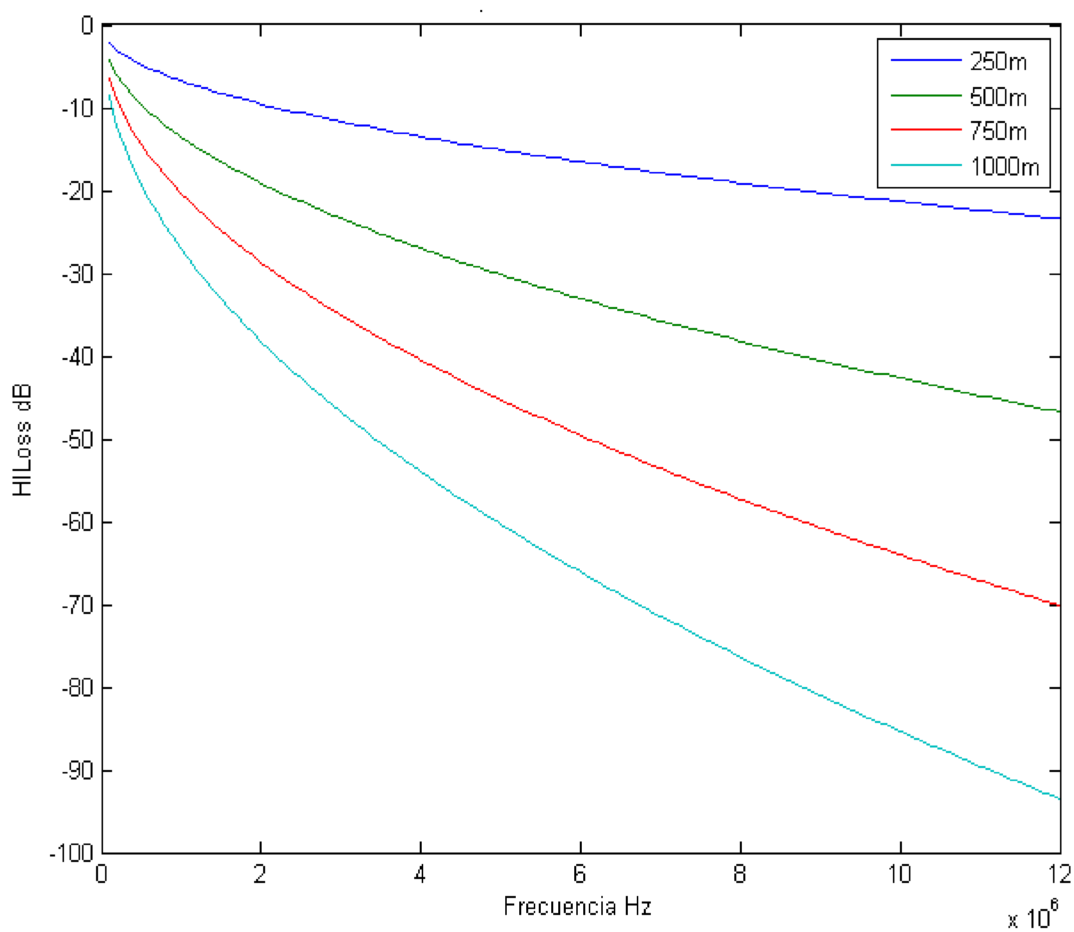

Figura 12: Gráficas de Atenuación de Canal a diferentes distancias

El Fext entre 2 pares trenzados puede ser modelado como [12].

$$|H^F(f,L)|^2 = klf^2|H^{IL}(f,L)|^2$$

Donde $k = 7.74 \times 10^{-21}$ y l es la longitud de acoplamiento en ft. En dB con el modelo propuesto tendríamos.

$$20\log|H^F(f,L)| = 10\log(\mathrm{kl}) + 20\log(\mathrm{f}) + 20\log|H^{IL}(f,L)|$$

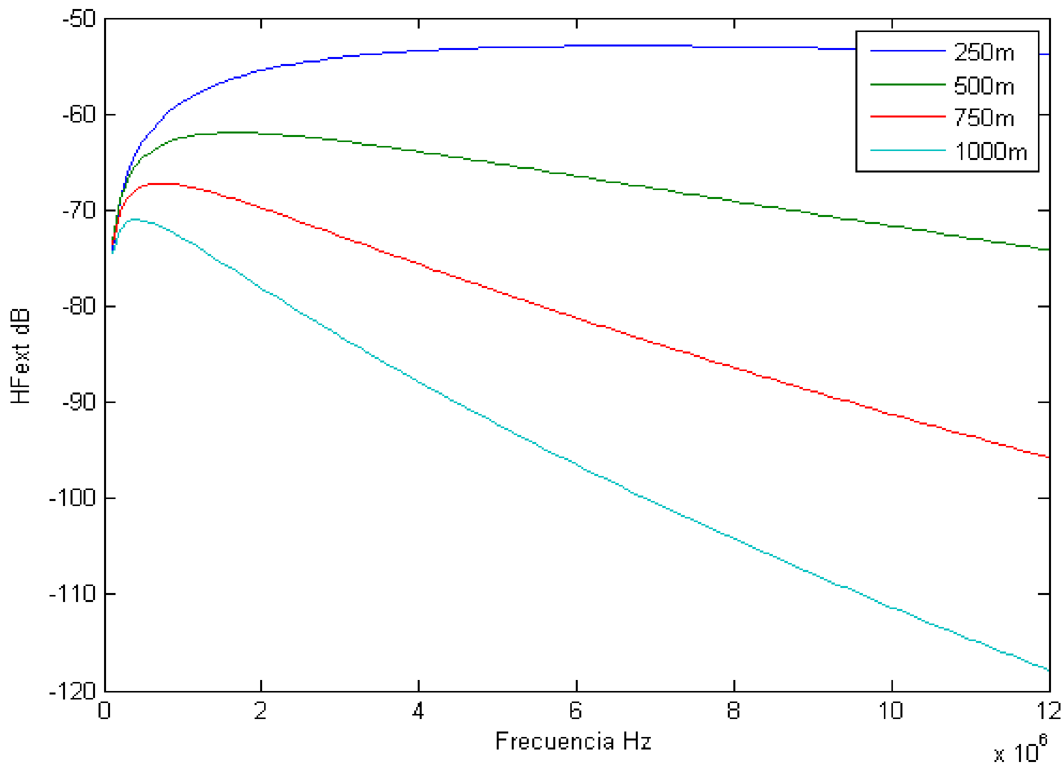

Figura 13: Graficas de Hfext entre 2 pares de la misma longitud

Para demostración nos hemos enfocado en determinar cómo luciría la gráfica de la señal PSDIn a la salida del canal con solo atenuación Figura 14; y también hemos obtenido la gráfica PSD de Interferencias a diferentes distancias como se muestra en la Figura 15, Figura 16, Figura 17 y Figura 18. Esto es sin aplicar ningún método de cancelación de Crosstalk.

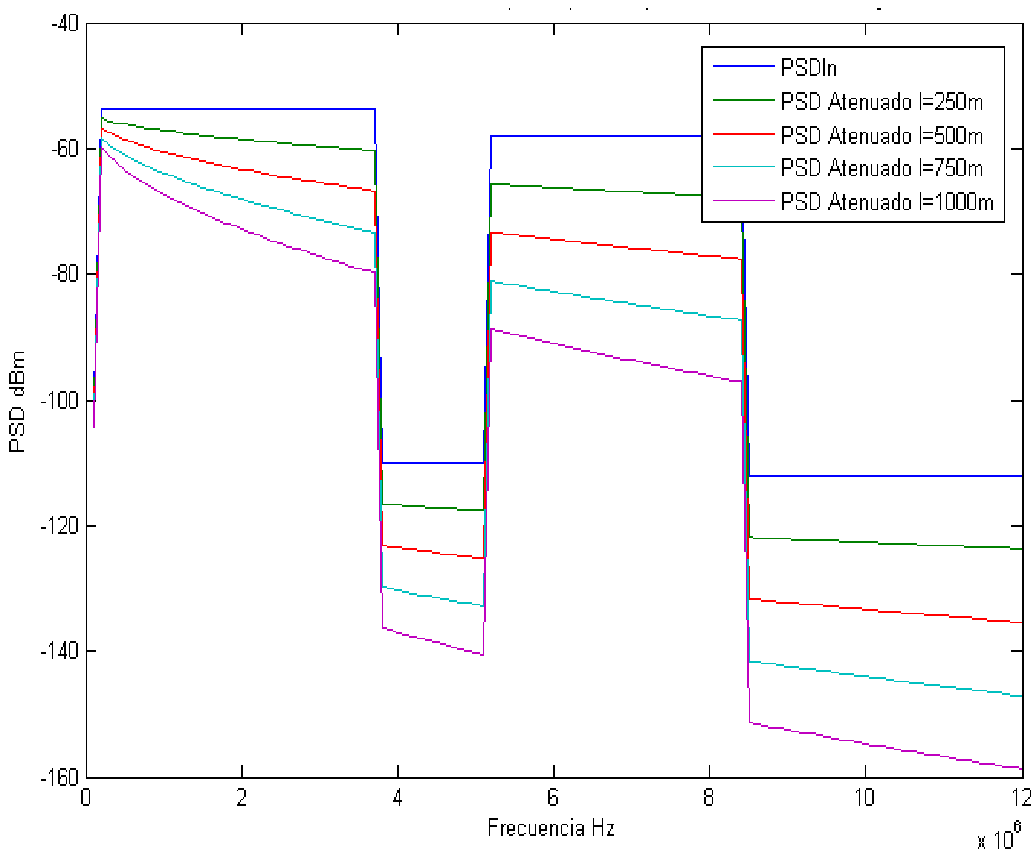

Figura 14: Graficas de PSD con solo atenuación para 4 pares específicos de diferentes longitudes

Nótese que hemos tomado el PSD de la señal de entrada como se muestra en la Figura 14 obteniendo la potencia de 13.072 Dbm respetando el estándar que dice que tiene que ser menor a 14.5 Dbm. Como se demuestra a continuación:

PSDIn=(-100)*(138000)+(-53.8)*(3750000-138000)+

(-110)*(52000003750000)+(-58)*(8500000-5200000)+

(-112)*(12000000-8500000)

PSDIn=(10^(0.1*(-100)))*(138000)+(10^(0.1*(-53.8)))*(3750000-138000)+

(10^(0.1*(-110)))*(5200000-3750000) + (10^(0.1*(-58)))*(8500000-5200000) +

(10^(0.1*(-112)))*(12000000-8500000)

PSDIn=20.29mW

PSDIn=10.*log10(20.29) = **13.072 Dbm**

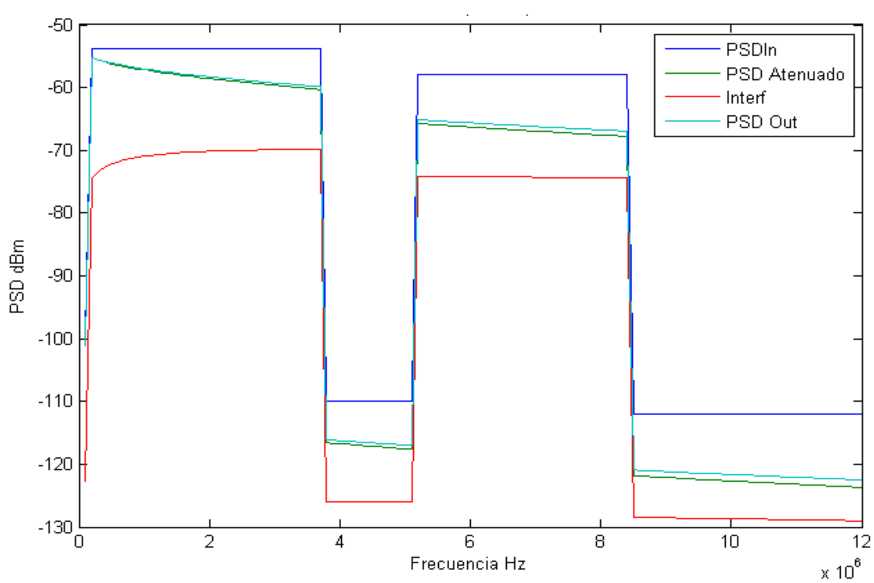

Figura 15: Graficas de las PSD para el par 1 l=250m

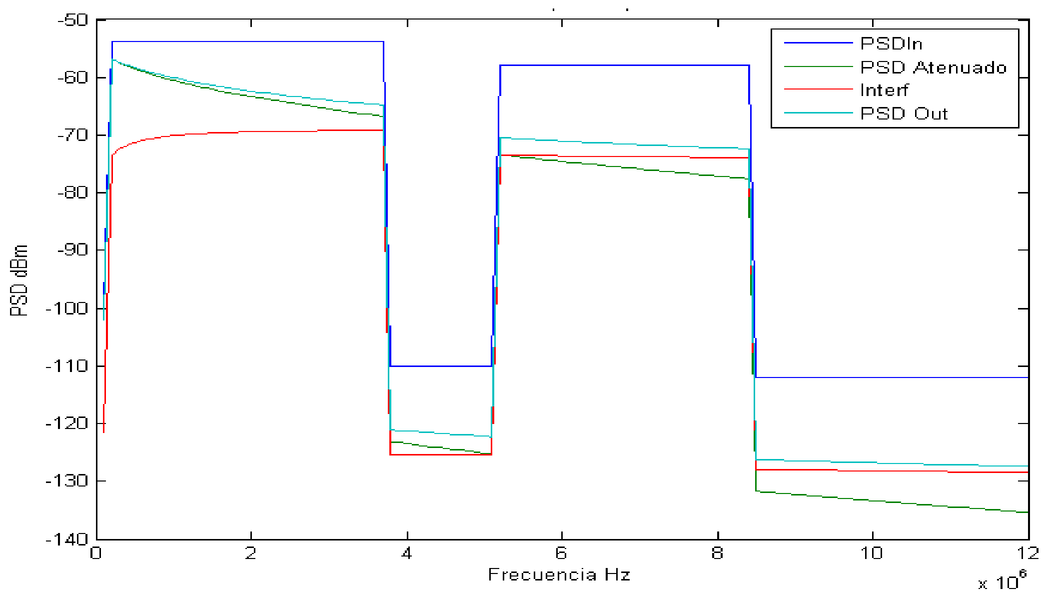

Figura 16: Graficas de las PSD para el par 11 l=500m

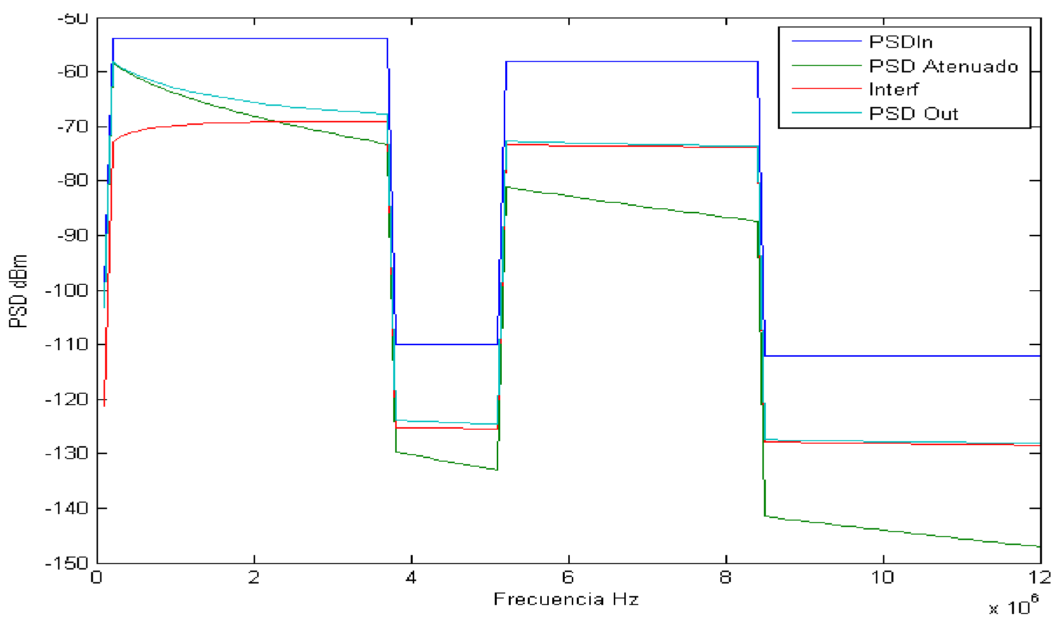

Figura 17: Graficas de las PSD para el par 21 l=750m

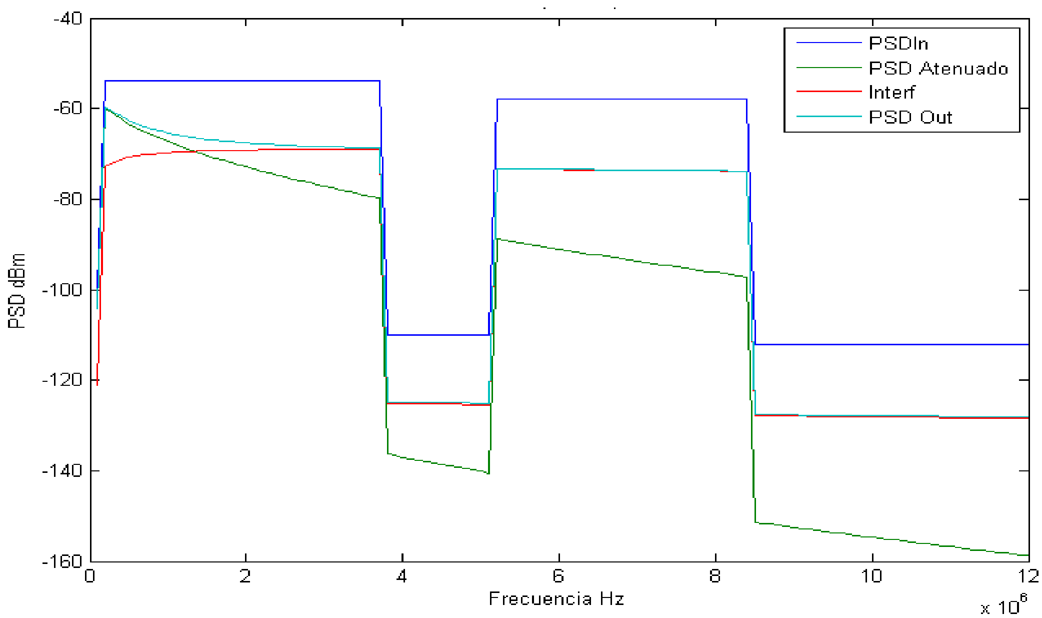

Figura 18: Graficas de las PSD para el par 31 l=1000m

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

El Zero Forcing, es aplicado en la Figura 19 y Figura 20, para tener aproximadamente la misma señal de entrada a la salida del canal, anulando las interferencias sobre la señal transmitida.

5.2 Simulación de cancelador Zero Forcing

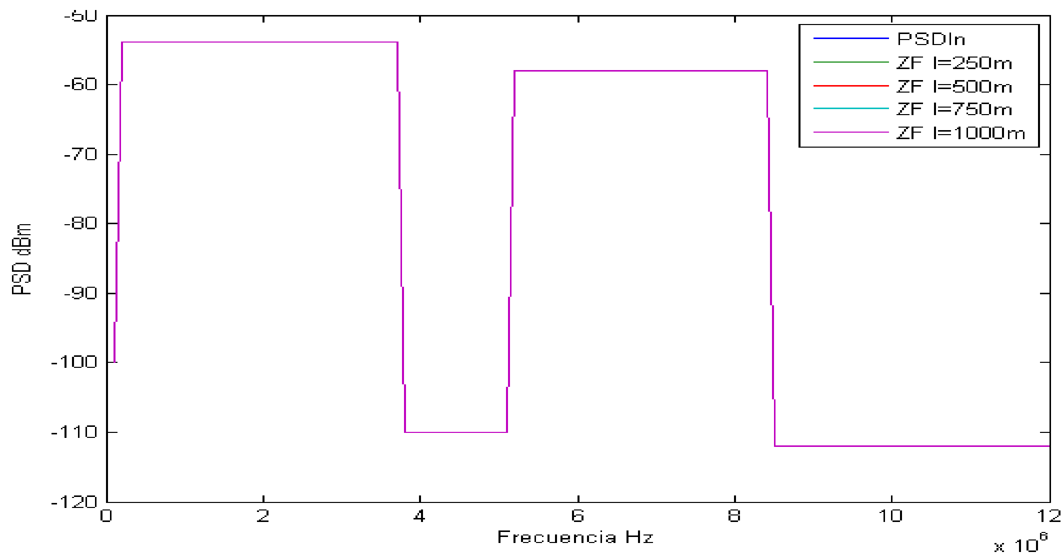

Figura 19: Graficas de PSD aplicando zero forcing para 4 pares específicos de diferentes longitudes sin AWGN

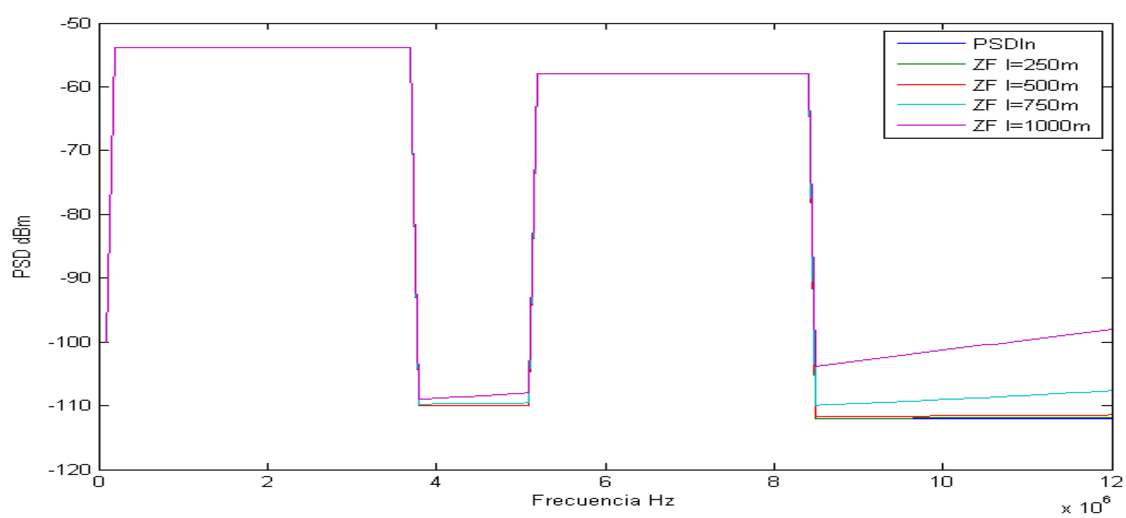

Figura 20: Graficas de PSD aplicando zero forcing para 4 pares específicos de diferentes longitudes con AWGN

En la Figura 19, el Zero-Forcing elimina las interferencias, y es ideal cuando el canal está silencioso. Sin embargo, cuando consideramos el ruido (AWGN) como en la Figura 20, el Zero-Forcing amplificará el ruido a frecuencias donde la respuesta del canal H(f) tiene una pequeña magnitud en el intento de invertir el canal.

5.3 Simulación de cancelador Decision Feedback

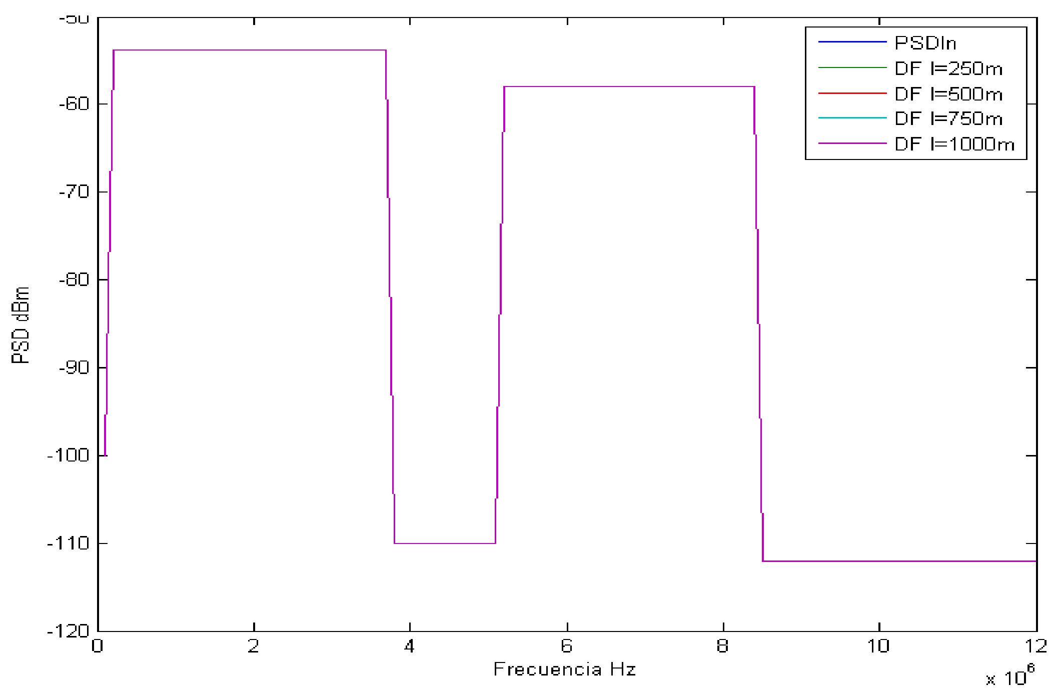

Figura 21 Graficas de PSD aplicando Decision Feedback Canceller para 4 pares específicos de diferentes longitudes sin AWGN.

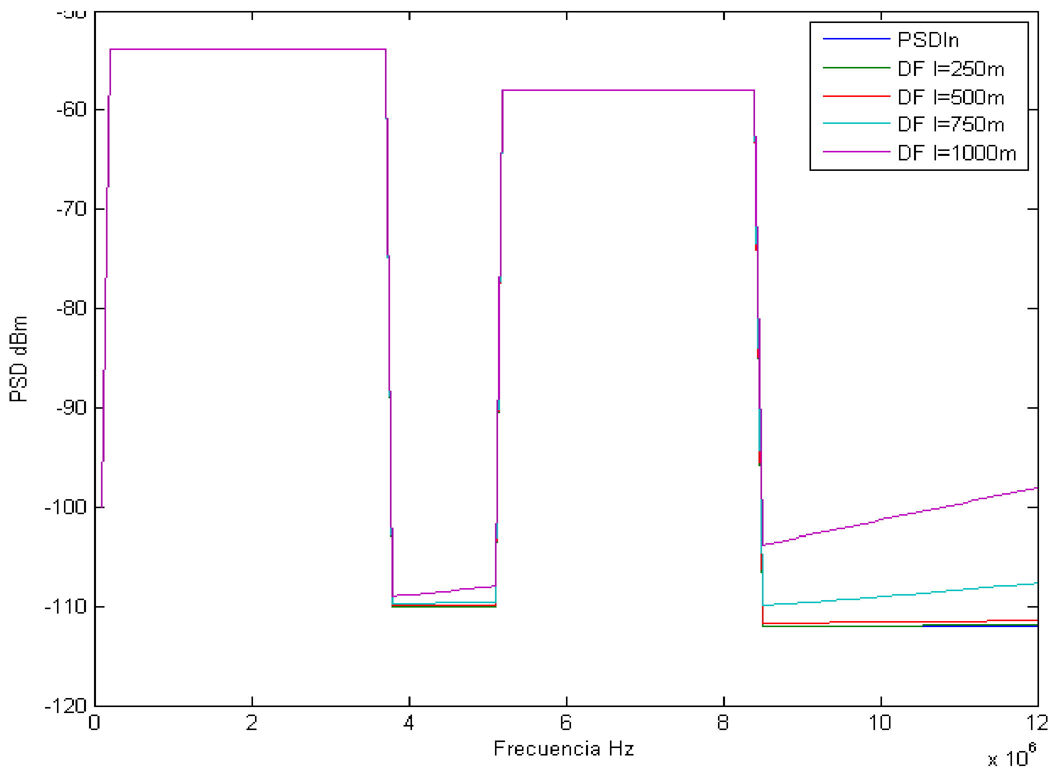

Figura 22. Graficas de PSD aplicando Decision Feedback Canceller para 4 pares específicos de diferentes longitudes con AWGN

CONCLUSIONES

Como vemos en la simulación Zero Forcing logra excelentes resultados para la cancelación de Fext.

1. El Zero-Forcing elimina las interferencias, y es ideal cuando el canal está sin ruido AWGN. Uno de los defectos es que cuando existe ruido AWGN este será amplificado como vimos anteriormente en frecuencias donde la respuesta del canal H(f) tiene una pequeña magnitud, esto lo evidenciamos claramente en las frecuencias de UPSTREAM donde para nuestro caso nuestra relación señal a ruido también es muy pequeña.
2. Haciendo un análisis con respecto a la matriz de funciones de transferencia H, para escenarios sin ruido en el canal y donde todos trasmiten la misma señal s(f), el método zero forcing logra resultados de transparencia de canal, es decir señal de salida igual a la de entrada. Esta característica se debe a que al multiplicar mi señal de salida x(f) por el inverso de H estoy anulando el efecto del canal.
3. El método Zero-Forcing nos ofrece baja complejidad y baja latencia a diferencia del método Decision Feedback Canceler que tiene una alta complejidad y alta latencia, lo cual dificultaría las transmisiones en aplicaciones de Voz sobre Ip y Video Conferencia.

Una recomendación muy importante al poner en marcha estos métodos es la consideración y revisión de las unidades en las que se está trabajando. Ya que errores en las mismas puede ocasionar problemas en las ganancias. Algo para tener presente es que ganancias en dB no se suman, ni se restan ya que hay que cumplir las propiedades de los logaritmos.

ANEXOS

Anexos A

```
clear all;
clc;close all;

p=20;   %p es el par en estudio en este caso el par 1
n=40;   %n es el total de pares del sistema
f=100000:100000:12000000;%%%se define el vector frecuencia
%%%se define la longitud de los 40 pares (250m, 500m, 750m, 1000m)
l=[250 250 250 250 250 250 250 250 250 250 500 500 500 500 500 500 500
500 500 500 750 750 750 750 750 750 750 750 750 750 1000 1000 1000 1000
1000 1000 1000 1000 1000 1000];
%%%PSDIn es la Densidad Espectral de Potencia de mi Senial de Entrada
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));

%Definiendo matrices de nxnxk
H=zeros(n,n,size(f,2));
D=zeros(n,n,size(f,2));
E=zeros(n,n,size(f,2));
TxIn=zeros(40,1,size(f,2));
for k=1:size(f,2);
     for i=1:n;
        h(i,k)=Iloss(l(i),f(k));
        H(i,i,k)=h(i,k);     %%%diagonal matriz H
        D(i,i,k)=h(i,k);
        hdB(i,k)=cvdeclog(h(i,k));
     end
     for i=1:n;
        tfext(i,k)=0;
        for j=1:n;
            if j~=i;
                lc=comunlenght(l(j),l(i));
                hfext=FEXT(l(j),lc,f(k));%%%Relleno de la Matriz H con
los valore del Fext
                H(i,j,k)=hfext;
                E(i,j,k)=hfext;
            end
        end
     end

     % Aqui creamos un vector TxIn que contiene las PSD a transmitir
     TxIn(:,1,k)=dbmtomw(PSD(1,k));
     % Aqui generamos el vector de Tx con solo atenuacion
     %              TxAten = HIloss * 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)+dbmtomw(-140);
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);


% Zero Forcing sin ruido
ZF(:,1,k)=inv(H(:,:,k))*Rx(:,1,k);
ZFdbm(:,1,k)=10*log10(ZF(:,1,k));
ZFdbm1(1,k) =ZFdbm(1,1,k);
ZFdbm11(1,k)=ZFdbm(11,1,k);
ZFdbm21(1,k)=ZFdbm(21,1,k);
ZFdbm31(1,k)=ZFdbm(31,1,k);


% Zero Forcing con ruido
ZFn(:,1,k)=inv(H(:,:,k))*Rxn(:,1,k);
ZFndbm(:,1,k)=10*log10(ZFn(:,1,k));
ZFndbm1(1,k) =ZFndbm(1,1,k);
ZFndbm11(1,k)=ZFndbm(11,1,k);
```

```
ZFndbm21(1,k)=ZFndbm(21,1,k);
ZFndbm31(1,k)=ZFndbm(31,1,k);


%Decision Feedback
[Q(:,:,k), R(:,:,k)]=qr(H(:,:,k));

QT(:,:,k)= Q(:,:,k)';
w(:,1,k)=QT(:,:,k)*Rx(:,1,k);
df(:,1,k)=(inv(R(:,:,k)))*w(:,1,k);
dfdbm(:,1,k)=10*log10(df(:,1,k));
dfdbm1(1,k) =dfdbm(1,1,k);
dfdbm11(1,k)=dfdbm(11,1,k);
dfdbm21(1,k)=dfdbm(21,1,k);
dfdbm31(1,k)=dfdbm(31,1,k);

%Decision Feedback

w1(:,1,k)=QT(:,:,k)*Rxn(:,1,k);
df1(:,1,k)=(inv(R(:,:,k)))*w1(:,1,k);
df1dbm(:,1,k)=10*log10(df1(:,1,k));
df1dbm1(1,k) =df1dbm(1,1,k);
df1dbm11(1,k)=df1dbm(11,1,k);
df1dbm21(1,k)=df1dbm(21,1,k);
df1dbm31(1,k)=df1dbm(31,1,k);


end

%Fext entre 2 pares a 250m

hfext250=-0.027*250*1e-3*sqrt(f)+10*log10((7.74e-
21)*(3.28)*(250))+20*log10(f);

%Fext entre 2 pares a 500m

hfext500=-0.027*500*1e-3*sqrt(f)+10*log10((7.74e-
21)*(3.28)*(500))+20*log10(f);

%Fext entre 2 pares a 750m
```

```
hfext750=-0.027*750*1e-3*sqrt(f)+10*log10((7.74e-
21)*(3.28)*(750))+20*log10(f);

%Fext entre 2 pares a 1000m

hfext1000=-0.027*1000*1e-3*sqrt(f)+10*log10((7.74e-
21)*(3.28)*(1000))+20*log10(f);


%Grafica de Atenuacion para distancias
figure1 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,hdB(1,:),f,hdB(11,:),f,hdB(21,:),f,hdB(31,:));
legend('250m','500m','750m','1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'HILoss dB'});
title({'Graficas de Atenuacion para las diferentes distancias del
Escenario'});

%Grafica de Fext entre 2 pares de la misma longitud
figure2 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,hfext250,f,hfext500,f,hfext750,f,hfext1000);
legend('250m','500m','750m','1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'HFext dB'});
title({'Graficas de HFEXT entre 2 pares de la misma longitud'});

%Graficas de las PSD con solo Atenuacion
figure3 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,TxAtendbm1,f,TxAtendbm11,f,TxAtendbm21,f,TxAtendbm31);
legend('PSDIn','PSD Atenuado l=250m','PSD Atenuado l=500m','PSD
Atenuado l=750m','PSD Atenuado l=1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({'Graficas de PSD con solo Atenuacion para 4 pares especificos de
diferentes longitudes'});

%Graficas de las PSD para el par 1 - l=250m
figure4 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,TxAtendbm1,f,Interfdbm1,f,Rxndbm1);
legend('PSDIn','PSD Atenuado','Interf','PSD Out');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({'Graficas de las PSD para el par 1 - l=250m'});

%Graficas de las PSD para el par 11 - l=500m
figure5 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,TxAtendbm11,f,Interfdbm11,f,Rxndbm11);
legend('PSDIn','PSD Atenuado','Interf','PSD Out');
```

```
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({'Graficas de las PSD para el par 11 - l=500m'});

%Graficas de las PSD para el par 21 - l=750m
figure6 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,TxAtendbm21,f,Interfdbm21,f,Rxndbm21);
legend('PSDIn','PSD Atenuado','Interf','PSD Out');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({'Graficas de las PSD para el par 21 - l=750m'});

%Graficas de las PSD para el par 31 - l=1000m
figure7 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,TxAtendbm31,f,Interfdbm31,f,Rxndbm31);
legend('PSDIn','PSD Atenuado','Interf','PSD Out');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({'Graficas de las PSD para el par 31 - l=1000m'});

%Simulando Zero Forcing sin ruido
figure8 = 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({'Graficas de PSD aplicando zero forcing para 4 pares especificos
de diferentes longitudes sin AWGN'});

%Simulando Zero Forcing con ruido
figure9 = 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({'Graficas de PSD aplicando zero forcing para 4 pares especificos
de diferentes longitudes con AWGN'});

%Simulando Decision Feedback sin ruido
figure10 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,dfdbm1,f,dfdbm11,f,dfdbm21,f,dfdbm31);
legend('PSDIn','ZF l=250m','ZF l=500m','ZF l=750m','ZF l=1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({'Graficas de PSD aplicando Decision Feedback Canceler para 4
pares especificos de diferentes longitudes sin AWGN'});

%Simulando Decision Feedback sin ruido
```

```
figure11 = figure('Color',[1 1 1]);
plot(f,PSD,f,df1dbm1,f,df1dbm11,f,df1dbm21,f,df1dbm31);
legend('PSDIn','ZF l=250m','ZF l=500m','ZF l=750m','ZF l=1000m');
xlabel({'Frecuencia Hz'});
ylabel({'PSD dBm'});
title({'Graficas de PSD aplicando Decision Feedback Canceler para 4
pares especificos de diferentes longitudes con AWGN'});
```

Anexos B

Tabla 1: Máscaras de PSD límite en sentido ascendente para el plan de bandas 998[1].

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	−100	−97,5	−97,5	−97,5	−100
4	−97,5	−97,5	−100	−97,5	−97,5	−97,5	−100
4	−92,5	−92,5	−100	−92,5	−92,5	−92,5	−100
25,875	−34,5	Interp	−100	−34,5	−37,5	−92,5	−100
50	−34,5	−90	−100	−34,5	−37,5	−90	−100
80	−34,5	−81,8	−100	−34,5	−37,5	−81,8	−100
120	−34,5	−34,5	−100	−34,5	−37,5	−34,5	−100
138	−34,5	−34,5	−100	−34,5	−37,5	−34,5	−100
225	Interp	−34,5	−100	Interp	−37,5	−34,5	−100
243	−93,2	−34,5	−100	−93,2	−37,5	−34,5	−100
276	Interp	−34,5	−100	Interp	−37,5	−34,5	−100
307	Interp	Interp	−100	Interp	Interp	Interp	−100
493,41	Interp	Interp	−100	Interp	−97,9	Interp	−100
508.8	Interp	−98	−100	Interp	Interp	−98	−100
686	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
783	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
2825	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
3000	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
3000	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
3575	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
3750	−80	−80	−80	−80	−80	−80	−80
3750	−56,5	−56,5	−56,5	−51,2	−51,2	−51,2	−51,2
5100	−56,5	−56,5	−56,5	Interp	Interp	Interp	Interp
5100	−56,5	−56,5	−56,5	Interp	Interp	Interp	Interp
5200	−56,5	−56,5	−56,5	−52,7	−52,7	−52,7	−52,7
5200	−80	−80	−80	−80	−80	−80	−80
5275	Interp	Interp	Interp	Interp	Interp	Interp	Interp
5375	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
6875	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
7050	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
7050	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
8325	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100

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**
8500	−80	−80	−80	−80	−80	−80	−80
8500	−56,5	−56,5	−56,5	−54,8	−54,8	−54,8	−54,8
10000	−56,5	−56,5	−56,5	−55,5	−55,5	−55,5	−55,5
12000	−56,5	−56,5	−56,5	−56,5	−56,5	−56,5	−56,5
12000	−80	−80	−80	−80	−80	−80	−80
12175	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
14350	100	100	100	100	100	100	100
14351	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
14526	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100
30000	−100	−100	−100	−100	−100	−100	−100

NOTA – Los valores de PSD entre puntos críticos, incluidos los valores marcados con "Interp", se obtendrán mediante interpolación entre puntos críticos adyacentes de la forma siguiente:

– por debajo de (f_2 – 175) kHz: en dB/log$_{10}$(f); y
– por encima de (f_2 – 175) kHz: en dB/f y f_2 está definida en el cuadro B.1.

Tabla 2: Máscaras de PSD límite en sentido descendente para el plan de bandas 998 [1].

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
138 138	−44,2 −36,5	Interp Interp	−44,2 −36,5	−44,2 −36,5	Interp Interp	Interp Interp	−44,2 −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

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

NOTA 1 – Los valores de PSD entre puntos críticos, incluidos los valores marcados con "Interp", se obtendrán mediante interpolación entre puntos críticos adyacentes de la forma siguiente:

– por debajo de f_1 en dB/log$_{10}$(f); y

– por encima de f_1 en dB/f y f_1 está definida en el cuadro B.1.

NOTA 2 – En las máscaras de PSD límite B-2 y B-4, la PSD por encima de 8832 kHz debería considerarse preliminar. Queda en estudio la reducción de la máscara en la banda de 8832 kHz a 12 000 kHz. Se debería especificar la caída mínima del filtro antialias para limitar una FEXT innecesaria para soluciones de toda la anchura de banda que compartan el mismo cable, para proteger la banda de radioaficionados de 10,05 MHz y para proporcionar flexibilidad para la futura evolución del plan de bandas.

BIBLIOGRAFIA

[1] UIT-T G.993.2, Transceptores de línea de abonado digital de velocidad muy alta 2, SERIE G: SISTEMAS Y MEDIOS DE TRANSMISIÓN, SISTEMAS Y REDES DIGITALES, Febrero 2006

[2] Cordova Hernan, Van Biesen Leo, "What is needed to deploy VDSL2 systems: Practical Considerations and Performance Evaluation", Diciembre 2009.

[3]Downstream/Upstream, http://compnetworking.about.com/od/internetaccessbestuses/l/bldef_stream.htm, Diciembre 2009.

[4] Nadeem Ahmed *ECE Dept. Rice University; Nirmal Warke DSPS R&D Center Texas Instruments,* "BLIND CROSSTALK CANCELLATION FOR DMT SYSTEMS", Diciembre 2009

[5] Gujrathi Mandar, Cendrillon Raphael, Homer John "Performance of Crosstalk Cancellation in VDSL", *School of Information Technology and Electrical Engineering, University Of Queensland, St. Lucia Campus, Brisbane, Australia, Diciembre 2009*

[6] Aware Inc, VDSL2 The Ideal Access Technology for Delivering Video Services Revision 2, http://www.ictregulationtoolkit.org/en/Document.2957.pdf, 2006

[7] Schelstraete Sigurd, Principal Engineer and Ben Runyan, Ikanos Communications "Designing for VDSL2", http://www.analogzone.com/nett0220.pdf, Diciembre 2009

[8] *Leshem Amir and Youming Li,* A LOW COMPLEXITY COORDINATED FEXT CANCELLATION FOR VDSL, School of engineering Bar Ilan University, Noviembre 2009

[9] Lindqvist Neiva, Lindqvist Fredrik, Dortschy Boris, Impact of Crosstalk Estimation on the Dynamic Spectrum Management Performance, Signal Processing Laboratory (LaPS), Federal University of Para, Diciembre 2009

[10] Córdova Hernán; “Seminario de Graduación, July-October 2009”

[11] *Karipidis, Sidiropoulos N., Leshem A., Youming Li, Tarafi R., and Ouzzif M.,* “Crosstalk Models for Short VDSL2 Lines from Measured 30 MHz Data*E“, Diciembre 2009*

[12] Fonseca Neiva, Neves Darlene, and Klautau Aldebaro, “Evaluation of DSM Performance with Mixed DSL Services and Measured Crosstalk Channels”, Octubre 2009

[13] Ginis George, Cioffi John M., “Vectored Transmission for Digital Subscriber Line Systems”, Diciembre 2009

[14] Cendrillon Raphael, Ginis George, Marc Moonen, “A Near-Optimal Linear Crosstalk Canceler for VDSL”, Dieciembre 2009