

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



FACULTAD DE INGENIERIA EN ELECTRICIDAD Y COMPUTACIÓN



**“SIMULACION Y EVALUACION DE RENDIMIENTO EN SISTEMAS
VDSL2 USANDO SEÑALES EN MODO COMUN”**

TESINA DE SEMINARIO

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Presentada por

Roberto Antonio Gutiérrez Avilés

Marx Arturo Arroyabe Merchán

Guayaquil – Ecuador

2010

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a Dios, a mi abuelita Mercedes que Dios la tenga en su gloria, a mi familia, a mi Jessica querida y a los compañeros de seminario; a todos los que de una u otra manera me apoyaron en este gran paso, al culminar mis estudios académicos que abre un nuevo campo laboral y sirve como incentivo para futuros proyectos.

Roberto Gutiérrez A.

Este trabajo es dedicado a Dios que siempre me ayudo en todos los momentos de mi carrera Universitaria. A toda mi familia en especial a mis Padres Alberto y Lilian, a mis hermanos Stalin e Ileana y en especial a M.F.P.A que siempre me dio su apoyo en los momentos difíciles, Con todos mi más sincera Gritud.

Marx Arroyabe M.

AGRADECIMIENTO

A Dios, a la familia, al Dr. Hernán Córdova, a nuestros compañeros, así como cada una de las personas que nos han apoyado en las distintas fases de este aprendizaje que hemos recorrido siempre con sed de sabiduría y con ganas de superarnos.

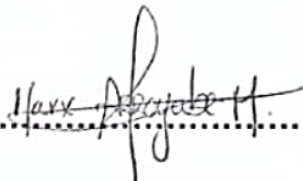
Gracias a la ESPOL que ha sabido acogernos en sus aulas y a cada uno de los maestros y compañeros que hemos tenido la suerte de conocer a lo largo de estos años de vida universitaria.

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad del contenido de esta Tesis, nos corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL"

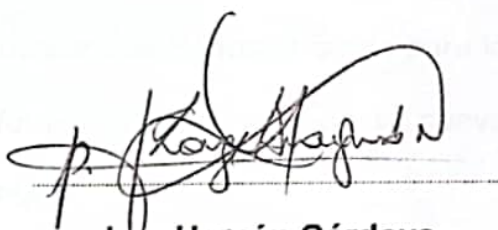
A handwritten signature in black ink, consisting of stylized, overlapping letters, positioned above a horizontal dotted line.

Roberto Gutiérrez Avilés

A handwritten signature in black ink, with the name 'Marx Arroyabe Merchán' clearly legible, positioned above a horizontal dotted line.

Marx Arroyabe Merchán

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



Ing. Hernán Córdova

PROFESOR DEL SEMINARIO



Ing. Juan Carlos Avilés

PROFESOR DELEGADO

DEL DECANO

RESUMEN

En el presente estudio se plantea el uso del modo común en una línea de transmisión (par trenzado) para aumentar la capacidad de un sistema ya sea transmitiendo a la par por el modo común y diferencial (primera solución) o utilizando la señal que llega en modo común para cancelar el crosstalk inducido en el modo diferencial aprovechando la correlación entre CM y DM (segunda solución).

En el Capítulo 1 se hace una pequeña introducción de la Tecnología DSL desde sus inicios utilizado para lo que es la telefonía hasta su avance en las futuras aplicaciones de la nueva generación como en los servicios Triple Play.

En el Capítulo 2 se explica los modos de transmisión que se dan en el par de cobre analizado, las fugas que se dan por el desbalance del cable lo que produce no idealidades en el sistema y que para nuestro estudio nos ayudaremos con la función de balance para hallar una relación las señales de Modo Común y Modo Diferencial.

En el Capítulo 3 se presenta el Modelo que será utilizado en nuestro estudio nos basamos en el Modelo Empírico de BT#1 BRITISH TELECOM de donde

obtendremos los Parámetros Primarios y Secundarios para luego hallar la matriz de parámetros para obtener nuestra Función de Transferencia H. Además se análisis el Crosstalk y se definen las variables que van hacer analizadas en nuestra simulación.

En el Capitulo 4 se presenta la Primera Solución en la cual se trasmite la información por el canal en Modo Común y Modo Diferencial se utilizaran métodos estadísticos para analizar el comportamiento del sistema.

En el Capitulo 5 se presenta la Segunda Solución en la cual se usa la señal recibida en modo común para mitigar el Ruido se simulará un sistema DSL utilizando señales aleatorias, generando datos aleatorios y verificando mediante la simulación el comportamiento del sistema. Utilizaremos modulación 16 QAM.

En el Capitulo 6 se presentan las características del sistema VDSL2 del cual se extraen sus principales puntos como el perfil, el plan de banda y la máscara de potencia lo cual nos ayudara en nuestra simulación.

En el Capitulo 7 se hace un breve análisis de las Formulas que se van utilizar tanto para la primera como para la segunda solución.

En el Capitulo 8 se explican los parámetros escogidos y los respectivos resultados de las simulaciones de la Primera y Segunda Solución. Para luego

presentar las conclusiones y recomendaciones a las que llegamos en nuestra simulación.

INDICE GENERAL

DEDICATORIA	ii
AGRADECIMIENTO	iii
DECLARACION EXPRESA	iv
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN	v
RESUMEN	vi
INDICE GENERAL	ix
ABREVIATURAS	xi
INDICE DE FIGURAS.....	xiv
INDICE DE TABLAS	xvii
CAPITULO1:	1
1. INTRODUCCION	1
CAPITULO 2:	4
2.LINEAS DE TRANSMISION	4
2.1. MODO DIFERENCIAL O BALANCEADO	5
2.2. MODO COMUN O DESBALANCEADO.....	5
2.3. BALUN	6
2.4. FUNCION DE BALANCE	6
CAPITULO 3:	8
3. MODELADO DEL CANAL: MODO COMUN Y DIFERENCIAL.	8
3.1. MODELO EMPIRICO BT#1 BRITISH TELECOM.....	9
3.1.1 PARAMETROS PRIMARIOS.....	9
3.1.2 PARAMETROS SECUNDARIOS.....	12
3.1.3 PARAMETROS ABCD.....	13
3.2 FUNCION DE TRANSFERENCIA EQUIVALENTE	14
3.3 ANALISIS CROSSTALK.....	15
3.3.1 NEXT	15
3.3.2 FEXT	16
3.3.3 PSD DEL CROSSTALK DM Y CM MEZCLADO	17

CAPITULO 4:	22
4. PRIMERA SOLUCION: ENVIO DE INFORMACION POR CANAL COMUN Y DIFERENCIAL	22
CAPITULO 5:	24
5. SEGUNDA SOLUCION: USO DE SEÑAL RECIBIDA EN MODO COMUN PARA MITIGACION DE RUIDO	24
CAPITULO 6:	31
6. CARACTERISTICAS VDSL2 (9)	31
6.1 PERFILES	31
6.2 PLAN DE BANDAS DE FRECUENCIA	32
6.3 MASCARA DE POTENCIA	33
CAPITULO 7:	37
7. CAPACIDAD DEL CANAL	37
7.1 CAPACIDAD PARA PRIMERA SOLUCION	37
7.2 CAPACIDAD PARA SEGUNDA SOLUCION	40
CAPITULO 8:	41
8. SIMULACIONES	41
8.1 SIMULACION PARA PRIMERA SOLUCION	41
8.2 SIMULACION PARA LA SEGUNDA SOLUCION	45
CONCLUSIONES	60
RECOMENDACIONES	A
ANEXOS	C
ANEXO A: CODIGO DE MATLAB	D
ANEXO B: FUNCION DE BALANCE	S
ANEXO C: CORRELACION DM Y CM	W
ANEXO D: DEDUCCION DE FORMULAS DE TEORIA DE LA INFORMACION	AA
ANEXO E: BREVE EXPLICACION MATRIZ DE COVARIANZAS	DD
BIBLIOGRAFÍA	EE

ABREVIATURAS

ADSL	Línea de Suscripción Digital Asimétrica
ANSI	Instituto Nacional de Normalización Estadounidense
AWG	American Wire Gauge
BER	Bit error rate
DSL	Línea de Suscripción Digital
DPBO	Downstream Power Back-Off
DS	Downstream
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
<i>FDD</i>	<i>Frecuency duplexing division</i>
FEXT	Far End Cross-Talk
FSAN	Full Service Access Network
FTTH	Fiber to the home
FTTEx	Fiber To The Exchange
HDSL	High bit rate Digital Subscriber Line

ISDN	<i>Integrated Services Digital Network</i>
ITU	International Telecommunication Union
LCL	Longitudinal conversion loss
LCTL	Longitudinal conversion transfer loss
MTFCM	Magnitude transfer function to common mode
NEXT	Near End Cross-Talk
PSD	Power Spectral Density
R-S FEC	Reed Solomon Forward Error Correction
SNR	Signal to noise ratio
TCL	Transversal conversion loss
TCTL	Transverse conversion transfer loss
TCM	Trellis code modulation
TDD	Time duplexing division
UPBO	Upstream Power Back-Off
UIT	Union Internacional de Telecomunicaciones
US	Upstream

VDSL Very high bit-rate Digital Subscriber Line.

INDICE DE FIGURAS

	Pág.
CAPITULO 2	
Figura 2. 1 Modo Diferencial y Común	4
Figura 2. 2 Sistema Analizado Primera Solución	7
CAPITULO 3	
Figura 3. 1 Parámetros Primarios	9
Figura 3. 2 Parámetros ABCD	13
Figura 3. 3 Transferencia total primera solución	14
Figura 3. 4 Análisis de Crosstalk.....	16
CAPITULO 5	
Figura 5. 1 Sistema Total Segunda Solución.....	25
Figura 5. 2 Esquema de la codificación QAM utilizada.....	29
CAPITULO 6	
Figura 6. 1 Perfiles VDSL2.....	32
Figura 6. 2 Plan de Frecuencias	33

CAPITULO 8

Figura 8. 1 Simulación realizada a $m_d= 11$ y $m_c=8$, Capacidad Máxima Obtenida	43
Figura 8. 2 Simulación realizada a $m_d= 4$ y $m_c=11$, Capacidad Mínima Obtenida	44
Figura 8. 3 Simulación mascara PSD CM Y DM.....	46
Figura 8. 4 Simulación Atenuaciones CM y DM	47
Figura 8. 5 Simulación PSD Fugas DM y CM	48
Figura 8. 6 Simulación Atenuación Crosstalk DM y CM	49
Figura 8. 7 Simulación PSD Crosstalk DM y CM	50
Figura 8. 8 Señales de todas las Portadoras del último par en Función del Tiempo	51
Figura 8. 9 Suma de señales Portadoras del último Par.....	52
Figura 8. 10 Espectro de señal enviada en CM	53
Figura 8. 11 Señal recibida en DM y CM.....	54
Figura 8. 12 Gráfica de la señal recibida en CM y DM.....	55
Figura 8. 13 Espectro de señal recibida en CM y DM.....	56
Figura 8. 14 Espectro de señales recibidas en CM y DM.....	57
Figura 8. 15 Espectro de señales recibidas en CM y DM nivel de ruido - 85 dB	58
Figura 8. 16 Espectro de señales recibidas en CM y DM nivel de ruido - 80 dBm.....	59

<i>Figura 8. 1 Simulación realizada a $m_d= 11$ y $m_c=8$, Capacidad Máxima Obtenida</i>	43
<i>Figura 8. 2 Simulación realizada a $m_d= 4$ y $m_c=11$, Capacidad Mínima Obtenida</i>	44
<i>Figura 8. 3 Simulación mascara PSD CM Y DM</i>	46
<i>Figura 8. 4 Simulación Atenuaciones CM y DM</i>	47
<i>Figura 8. 5 Simulación PSD Fugas DM y CM</i>	48
<i>Figura 8. 6 Simulación Atenuación Crosstalk DM y CM</i>	49
<i>Figura 8. 7 Simulación PSD Crosstalk DM y CM</i>	50
<i>Figura 8. 8 Señales de todas las Portadoras del último par en Función del Tiempo</i>	51
<i>Figura 8. 9 Suma de señales Portadoras del último Par</i>	52
<i>Figura 8. 10 Espectro de señal enviada en CM</i>	53
<i>Figura 8. 11 Señal recibida en DM y CM</i>	54
<i>Figura 8. 12 Gráfica de la señal recibida en CM y DM</i>	55
<i>Figura 8. 13 Espectro de señal recibida en CM y DM</i>	56
<i>Figura 8. 14 Espectro de señales recibidas en CM y DM</i>	57
<i>Figura 8. 15 Espectro de señales recibidas en CM y DM nivel de ruido -85 dB</i>	58
<i>Figura 8. 16 Espectro de señales recibidas en CM y DM nivel de ruido -80 dBm</i>	59

ANEXO B

<i>Figura 6. 1 Perfiles VDSL2</i>	32
<i>Figura 6. 2 Plan de Frecuencias</i>	33

Figura B. 1 Dispositivo de medición de simetría	T
--	----------

Figura B. 2 Mediciones LCTL, TCTL	U
--	----------

Figura B. 3 FUNCION DE BALANCE	V
---	----------

ANEXO C

Figura C. 1 Diagrama de bloques	X
--	----------

Figura C. 2 Instalación experimental	Y
---	----------

Figura C. 3 Medición CM y DM	Z
---	----------

INDICE DE TABLAS

	Pág.
CAPITULO 3	
Tabla 3. 1 Variables Parámetros Primarios.....	11
Tabla 3. 2 Coeficientes Parámetros Primarios	11
Tabla 3. 3 Variables sistema equivalente.....	21
CAPITULO 5	
<i>Tabla 5. 1 Variables sistema equivalente segunda solución.....</i>	<i>28</i>
CAPITULO 6	
Tabla 6. 1 Plan de Bandas	33
Tabla 6. 2 Mascaras de Potencia	34
Tabla 6. 3 Mascaras de potencia 998 descendente.....	35

CAPITULO 8

Tabla 8. 1 Tablas de los valores estadísticos obtenidos de la Primera	
Solución a número de muestras variables	45

CAPITULO1:

1. INTRODUCCION

Inicialmente concebidas para comunicaciones telefónicas, las redes de cobre han servido como medio para la transmisión de datos desde las bajas tasas de transferencia del siglo pasado hasta las aplicaciones de la nueva generación servicios “Triple Play” como voz, vídeo, datos, televisión de alta definición (HDTV) y juegos interactivos.

Este constante aumento de la demanda de la tasa de conexión obliga a la industria de las comunicaciones a la investigación de nuevas tecnologías, muchas de ellas, como FTTH o WIMAX con estándares que las ubican como soluciones a implementar en un futuro cercano.

En este sentido las comunicaciones por cobre aunque no poseen el gran ancho de banda que otras tecnologías, tienen la ventaja de una amplia red extendida a nivel mundial, de ahí la lucha por extender su capacidad y justificar la inversión en esta tecnología de banda ancha.

Muchas técnicas se han empleado para maximizar la capacidad de la tecnología xDSL, algunas utilizan procesamiento de señales ya sea en el transmisor o en receptor, otras usan coordinación entre los transmisores y los receptores para minimizar los efectos del Crosstalk o RFI, etc.

El uso de señales de modo común para alcanzar un mayor rendimiento del sistema es relativamente nuevo, algunos estudios se han realizado para el uso de estas señales en la mitigación del RFI (interferencia de radio frecuencia) (1-5), otros usan la información de modo común para cancelar el crosstalk (6)(7) (esta solución se utilizara en la segunda parte de este documento mediante filtrado adaptativo), para esto se procesa la señal en modo común aprovechando el hecho de que la señal inducida en ambos modos están relacionadas (anexo C), según se presenta en otros papers esto duplica o triplica la capacidad del canal.

Aunque mayormente no se trabaja en el envío de señales a través del canal en modo común, al ser más propenso al ruido, también se presentan estudios con buenos resultados (8) que demuestran que cuando se analiza el canal equivalente con fugas y el fext provenientes

de los otros pares en un multipar, se puede mejorar el rendimiento hasta 4 veces.

El presente estudio se basa en el uso de señales de modo común (CM) para aumentar la capacidad total del sistema, según se ha revisado en la literatura las señales común y diferencial a ser transmitidas (en la primera solución) no tienen un canal común, idealmente son ortogonales y el canal del modo común es relativamente más lento comparado con el canal en modo diferencial (7).

En el presente estudio consideraremos a las señales de CM que llegan al DM como señales de crosstalk o ruido elevando el nivel del ruido del canal analizado. Al transmitir en ambos modos también se tendrá en cuenta dos niveles de PSD (CM y DM) que podrán llevar distinta cantidad de información, se encontrará el nivel de PSD (tanto en CM y DM) que nos permita un óptimo rendimiento del sistema.

CAPITULO 2:

2.LINEAS DE TRANSMISION

En el medio de transmisión analizado par trenzado, tenemos dos modos de transmisión:

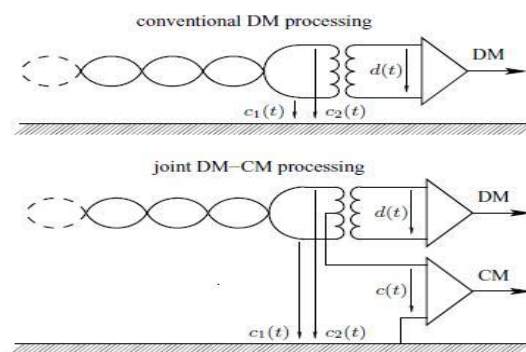


Figura 2. 1 Modo Diferencial y Común

2.1. MODO DIFERENCIAL O BALANCEADO

En el medio analizado como es el par trenzado, normalmente se transmite información en modo diferencial debido a que este nos ofrece un mejor aislamiento de las señales que podríamos considerar como ruido (RFI, Crosstalk, Impulse noise), esto se da por la menor área que se presenta en su circuito (entre los dos pares) y la cancelación de ruido debido al trenzado de los cables.

En este modo la señal que se propaga por el alambre se mide como diferencia de potencial entre los conductores. Ambos conductores llevan señal y las corrientes tienen igual magnitud con respecto a tierra pero viajan en direcciones opuestas. Estas corrientes se denominan corrientes de circuito metálico. Todo par de alambre puede trabajar en modo balanceado siempre que ninguno de los cables este a tierra.

$$d_{(t)} = c_1(t) - c_2(t)$$

2.2. MODO COMUN O DESBALANCEADO

Las corrientes que fluyen en modo común, también llamadas longitudinales, cierran su circuito a través de tierra y se inducen de igual manera en ambos hilos del par de cobre por lo que en un circuito perfectamente balanceado, estas corrientes se anulan en la carga si tienen igual amplitud.

$$c_{(t)} = \frac{c_1(t) + c_2(t)}{2}$$

2.3. BALUN

Son circuitos que sirven para conectar una línea de transmisión balanceada con una carga desbalanceada o viceversa. Estos dispositivos nos servirán para el acople de los modos común y diferencial sobre la línea de transmisión.

2.4. FUNCION DE BALANCE

En teoría las señales CM y DM son ortogonales pero en la práctica las inevitables no idealidades lleva a un acoplamiento entre las señales, causando degradación de la integridad de la señal. En un par perfectamente balanceado, no existirían fugas de un modo a otro, esto es decir, si las impedancias de ambos conductores del par de cobre con relación a tierra fuesen iguales y el trenzado de los cables fuese uniforme.

Estas fugas debidas al desbalance del cable se denominan de la siguiente manera:

En el extremo transmisor:

Longitudinal Conversion Loss (LCL) desde CM a DM (su inverso será h_{d2c}^t)

Transverse Conversion Loss (TCL) desde DM a CM (su inverso será h_{c2d}^t)

En el extremo receptor:

Longitudinal Conversion Transfer Loss (LCTL) desde CM a DM (su inverso será h_{d2c}^r).

Transverse Conversion Transfer Loss (TCTL) desde DM a CM (su inverso será h_{c2d}^r).

Estas fugas serán consideradas en nuestro sistema debido a la transmisión en ambos modos.

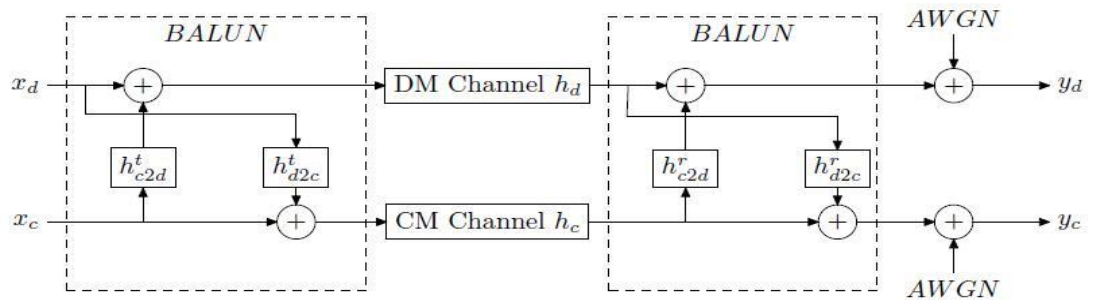


Figura 2. 2 Sistema Analizado Primera Solución

Para la cuantificación de la función de balance hemos hallado (6) (8) la función "Magnitude Transfer Function to Common Mode" o función de balance que nos servirá para las funciones de transferencia modos:

$$B(f) = \left\{ \begin{array}{ll} \sqrt{10^5} & 0 \leq f \leq 150kHz \\ \sqrt{10^5 \left(\frac{15000}{f}\right)^{1.5}} & 150kHz \leq f \leq 12Mhz \end{array} \right\}$$

Se estudiara esta función de balance con mayor detenimiento en el ANEXO B (17).

CAPITULO 3:

3. MODELADO DEL CANAL: MODO COMUN Y DIFERENCIAL.

El modelado matemático de una línea de transmisión será realizado a partir de los parámetros primarios y secundarios para hallar la matriz de parámetros ABCD, misma que nos dará el comportamiento del bucle local para el rango de frecuencia estudiado.

Hemos escogido el modelo empírico de British Telecom que nos ofrece las constantes necesarias para hallar la función de transferencia H.

3.1. MODELO EMPIRICO BT#1 BRITISH TELECOM

3.1.1 PARAMETROS PRIMARIOS

Los parámetros primarios de una línea de par trenzado de transmisión son: Resistencia (R), Inductancia (L), Capacidad (C), y de Conductancia (G), y todas varían con la frecuencia. Una línea de transmisión puede ser vista por una cascada de estos elementos. Estos parámetros se puede calcular mediante la los modelos en las recomendaciones de la ETSI (11).

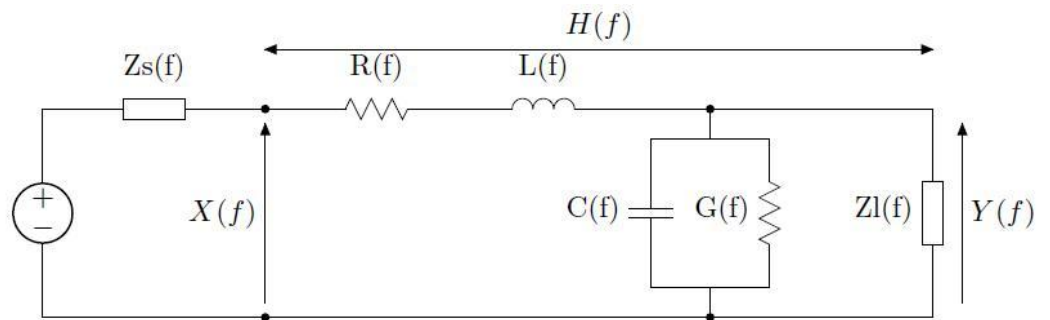


Figura 3. 1 Parámetros Primarios

A continuación se presenta las ecuaciones para determinar los parámetros principales para un cable 24AWG:

Modo Diferencial

$$z(f) = \underbrace{\left\{ \frac{1}{\sqrt[4]{R_{oc}^4 + a_c \cdot f^2}} + \frac{1}{\sqrt[4]{R_{os}^4 + a_s \cdot f^2}} \right\}^{-1}}_{R_c(f)} + j \cdot 2\pi f \cdot \underbrace{\left(\frac{L_0 + L_\infty (f/f_m)^{Nb}}{1 + (f/f_m)^{Nb}} \right)}_{L_c(f)} \quad [\Omega/Km]$$

$$Y(f) = \underbrace{(g_0 \cdot f^{Nge})}_{G(f)} + j \cdot 2\pi f \cdot \underbrace{(c_\infty + c_0/f^{Nce})}_{C(f)} \quad [S/Km]$$

A continuación se especifican las variables utilizadas:

Variables	Especificaciones de las Variables
Z_{oc}	Impedancia de Circuito Abierto.
Z_{sc}	Impedancia de Circuito Cerrado.
γ	Constante de Propagación.
R_{oc}	Resistencia en Circuito Abierto.
R_{os}	Resistencia de la Fuente Abierta.
a_c	Factor de Proximidad para el Efecto piel del Circuito.
a_s	Factor de Proximidad para el Efecto piel de la fuente.
f	Frecuencia en baja para valores de Inductancia Media.
f_m	Frecuencia en alta para valores de Inductancia Media.
L_0	Inductancia de Baja Frecuencia
L_∞	Inductancia de Alta Frecuencia

b	Parámetro de transición entre las Frecuencias
g_o	Constante de conductancia elegida para la medición del cable abierto.
g_e	Constante de conductancia elegida para la medición del cable en la fuente.
C_∞	Capacidad de Contacto.
C_0	Constante de Capacidad para ajustar las mediciones del Cable abierto.
C_e	Constante de Capacidad para ajustar las mediciones del Cable en la fuente.

Tabla 3. 1 Variables Parámetros Primarios

Los coeficientes para realizar el cálculo se muestran en la siguiente tabla, provista por ANSI para un cable 24AWG de 0.5mm.

R_{oc}	a_c	R_{os}	a_s	L_o	L_∞	f_m
174,5888	0,053073481	∞	0	617,29539 e^{-6}	478,97099 e^{-6}	553760
Nb	g_o	Ng_e	C_0	C_∞	NC_e	553760
1,1529766	234,87476 e^{-15}	1,38	0	50 e^{-9}	0	

Tabla 3. 2 Coeficientes Parámetros Primarios

Los valores de infinito son previstos para no caer en indeterminaciones en los cálculos.

Modo Común

El estándar nos define los parámetros primarios para modo diferencial únicamente, para hallar los parámetros en modo común utilizaremos las equivalencias encontradas en (8):

$$R_c(f) = 0.55 R(f) \quad G_c(f) = 2G(f)$$

$$L_c(f) = 4.4L(f) \quad C_c(f) = 0.95C(f)$$

3.1.2 PARAMETROS SECUNDARIOS

Los parámetros secundarios son la constante de propagación (γ) y la impedancia característica (Z_0). Sus valores los podemos encontrar en la literatura (11), se detallan a continuación:

$$\gamma_x = \sqrt{Z_{sx} \cdot Y_{px}}$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_{sx} / Y_{px}}$$

3.1.3 PARAMETROS ABCD

Una forma común y práctica de representar líneas de transmisión de par trenzado es utilizar la red de dos puertos con los parámetros ABCD (11).

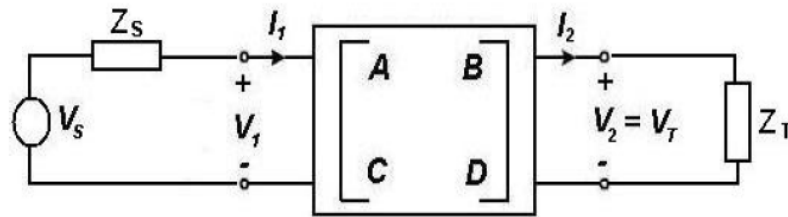


Figura 3. 2 Parámetros ABCD

Para hallarlos se utilizarán los parámetros secundarios, la utilidad de esta matriz radica en que cuando se tienen diversos tramos de diferentes cables, el producto de las matrices ABCD de cada tramo dará la función de transferencia total equivalente.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_x) & Z_0 \cdot \sinh(\gamma_x) \\ \sinh(\gamma_x)/Z_0 & \cosh(\gamma_x) \end{bmatrix}$$

A partir de los parámetros ABCD podemos hallar la función de transferencia:

$$H_f(f) = \frac{Z_L}{AZ_L + B + CZ_L Z_S + DZ_S}$$

3.2 FUNCION DE TRANSFERENCIA EQUIVALENTE

Nuestro estudio tomara en cuenta la transmisión en modo común, por lo que nuestra función de transferencia equivalente tomará en cuenta las fugas que se dan entre los modos común y diferencial.

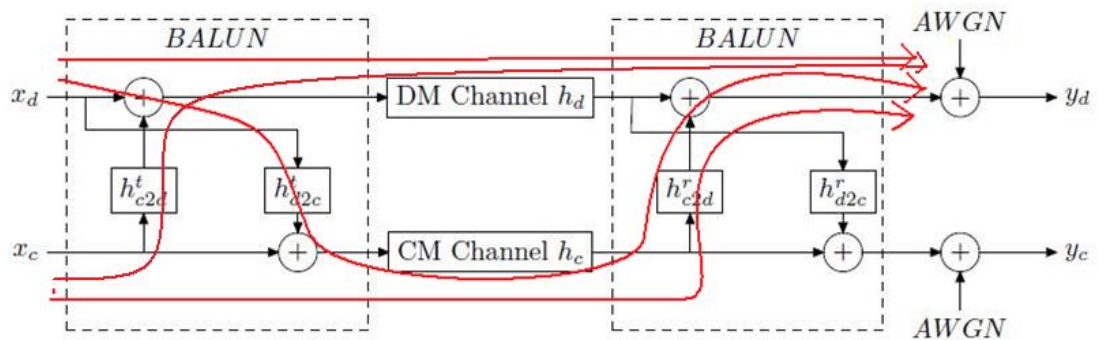


Figura 3. 3 Transferencia total primera solución

Al considerar como crosstalk las fugas provenientes desde un modo hacia el modo contrario tenemos la siguiente función de transferencia equivalente

$Y = H_x X$ (sin considerar ruidos):

$$\begin{bmatrix} y_d^{(k)} \\ y_c^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_d + h_{d2c}^{(t)} H_c h_{c2d}^{(r)} & 0 \\ 0 & H_c + h_{c2d}^{(t)} H_D h_{d2c}^{(r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d^{(k)} \\ X_c^{(k)} \end{bmatrix}$$

3.3 ANALISIS CROSSTALK

El crosstalk 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 mayoría del efecto del crosstalk es debido a unos pocos pares, los más cercanos al par analizado (18), de ahí que se hayan llevado a cabo diversos estudios (14), (15) para encontrar modelos que no exageren ni minimicen sus efectos ante diferentes infraestructuras xDSL.

El crosstalk inducido en el modo diferencial está correlacionado con el inducido en modo común (12), lo que se ha aprovechado en otros estudios, para minimizar o cancelar sus efectos, también utilizaremos esto para la implementación de la segunda solución de este documento. Este fenómeno se explica con mayor detenimiento en el ANEXO C.

Hay dos clases de crosstalk los cuales se detallan a continuación.

3.3.1 NEXT

NEXT o Near End Crosstalk es cuando Receptores DSL son afectados por ruido acoplado desde los transmisores en el mismo extremo del cable.

En la literatura se ha indicado que el NEXT puede ser evitado utilizando transmisión FDD o TDD (8) 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 (9) no se tomará en cuenta para nuestro análisis.

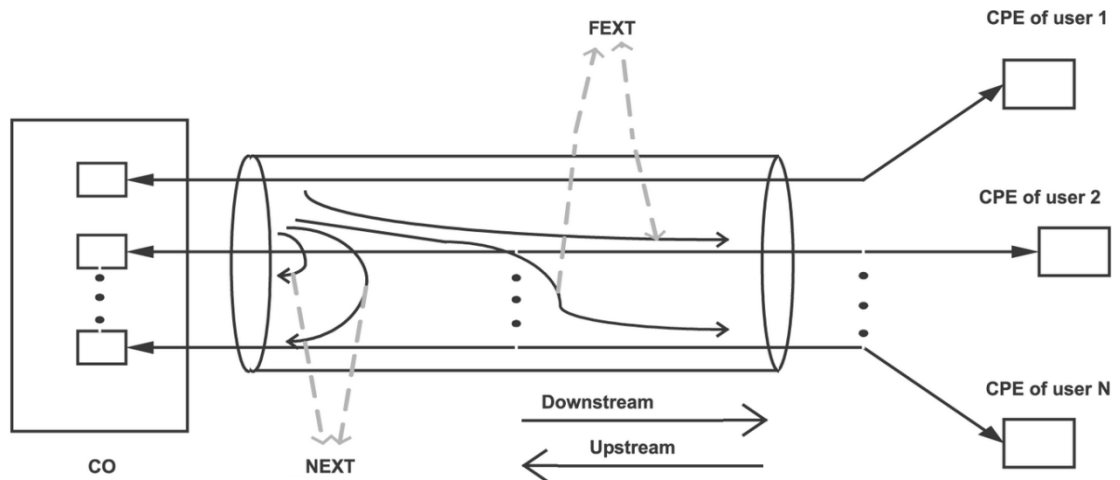


Figura 3. 4 Análisis de Crosstalk

3.3.2 FEXT

El FEXT o Far End Crosstalk es cuando el receptor es acoplado por ruido desde transmisor hacia el otro extremo de la línea.

Para nuestra simulación utilizaremos las formulas publicadas por ETSI (11)

$$H_{c2c}^{\text{Fext}} = Kxf \cdot (f/f_0) \cdot (L/L_0) \cdot |H_c|$$

$$H_{d2d}^{\text{Fext}} = Kxf \cdot (f/f_0) \cdot (L/L_0) \cdot |H_d|$$

Donde $Kxf=10^{(-45/20)}$

$$f_0=1\text{MHz}$$

$$L_0=1\text{Km}$$

Este modelo matemático será utilizado para cada simple perturbador desde cada par del multipar.

3.3.3 PSD DEL CROSSTALK DM Y CM MEZCLADO

Teniendo en cuenta la función de balance podemos calcular el FEXT proveniente desde cada par del multipar desde el CM al DM y viceversa como se explica en (8):

$$PSD_{c2d}^{FEXT}(f) = \frac{PSD_C^{FEXT}}{B(f)}$$

$$PSD_{d2c}^{FEXT}(f) = \frac{PSD_d^{FEXT}}{B(f)}$$

Las señales que se reciben en modo diferencial que son generadas por un transmisor en modo común no correlacionado y viceversa aparecen como ruido, degradando la integridad de la señal, y se calculan junto al crosstalk y el ruido blanco en la matriz de ruidos H_v :

$$Y = H_x X + H_v V$$

$$\begin{bmatrix} y_d^{(k)} \\ y_c^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_d + h_{d2c}^{(t)} H_c h_{c2d}^{(r)} & 0 \\ 0 & H_c + h_{d2c}^{(t)} H_D h_{d2c}^{(r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d^k \\ X_c^k \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} H_{d2d}^{FEXT(1)} & \dots & H_{d2d}^{FEXT(k-1)} & H_{d2d}^{FEXT(k+1)} & \dots & H_{d2d}^{FEXT(K)} & H_{c2d}^{FEXT(1)} & \dots & H_{c2d}^{FEXT(k-1)} & H_{c2d}^{FEXT(k+1)} & \dots & H_{c2d}^{FEXT(K)} & 0 & h_{c2d}^{(s)} H_D + h_{c2d}^{(s)} H_c & 1 & 0 \\ H_{d2c}^{FEXT(1)} & \dots & H_{d2c}^{FEXT(k-1)} & H_{d2c}^{FEXT(k+1)} & \dots & H_{d2c}^{FEXT(K)} & H_{c2c}^{FEXT(1)} & \dots & H_{c2c}^{FEXT(k-1)} & H_{c2c}^{FEXT(k+1)} & \dots & H_{c2c}^{FEXT(K)} & h_{c2d}^{(s)} H_D + h_{d2c}^{(s)} H_c & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d^{(1)} \\ \vdots \\ x_d^{(k-1)} \\ x_d^{(k+1)} \\ \vdots \\ x_d^{(K)} \\ x_c^{(1)} \\ \vdots \\ x_c^{(k-1)} \\ x_c^{(k+1)} \\ \vdots \\ x_c^{(K)} \\ x_d^{(k)} \\ x_c^{(k)} \\ V_D^{(k)} \\ V_C^{(k)} \end{bmatrix}$$

A continuación se explica detalladamente la simbología de la fórmula utilizada:

Variables	Especificaciones de las Variable
K	Es el número de pares en el cable Multipar.
$X_d^{(k)}$	Señal de Entrada del Modo Diferencial analizada en el par k del cable Multipar.
$X_c^{(k)}$	Señal de Entrada del Modo Común analizada en el par k del cable Multipar.
$Y_d^{(k)}$	Señal de Salida del Modo Diferencial analizada en el par k del cable Multipar.
$Y_c^{(k)}$	Señal de Salida del Modo Común analizada en el par k del cable Multipar.

H_d	Es la Función de Transferencia o Pérdida de Inserción en el Modo Diferencial.
H_c	Es la Función de Transferencia o Pérdida de Inserción en el Modo Común.
h_{d2c}^t	Es la Función de Transferencia cruzada que va del DM al CM debido a las Fugas Cuantificadas por la Función de Balance en el extremo de la Transmisión.
h_{c2d}^t	Es la Función de Transferencia cruzada que va del CM al DM debido a las Fugas Cuantificadas por la Función de Balance en el extremo de la Transmisión.
h_{d2c}^r	Es la Función de Transferencia cruzada que va del DM al CM debido a las Fugas Cuantificadas por la Función de Balance en el extremo de la Recepción.
h_{c2d}^r	Es la Función de Transferencia cruzada que va del CM al DM debido a las Fugas Cuantificadas por la Función de Balance en el extremo de la Recepción.
$H_{d2d}^{FEXT(k)}$	Es la función de Transferencia del Fext Directo que va del DM al DM analizada en el par trenzado \mathbf{k} Total del cable multipar.

$H_{c2c}^{FEXT(k)}$	Es la función de Transferencia del Fext Directo que va del CM al CM analizada en el par trenzado k Total del cable multipar.
$H_{d2c}^{FEXT(k)}$	Es la función de Transferencia del Fext Cruzado que va del DM al CM analizada en el par trenzado k Total del cable multipar.
$H_{c2d}^{FEXT(k)}$	Es la función de Transferencia del Fext Cruzado que va del CM al DM analizada en el par trenzado k Total del cable multipar.
$X_d^{(k)}$	Señal de Entrada del Modo Diferencial analizada en el par trenzado k Total del cable multipar.

Tabla 3. 3 Variables sistema equivalente

CAPITULO 4:

4. PRIMERA SOLUCION: ENVIO DE INFORMACION POR CANAL COMUN Y DIFERENCIAL

Para la primera solución haremos uso del sistema equivalente total hallado en el capítulo anterior en el que la transmisión se realizará tanto en modo común como en modo diferencial.

Cuando se transmite en ambos modos existe un “trade-off” debido a que un mayor nivel de potencia en modo común causaría un mayor nivel de crosstalk en el modo diferencial disminuyendo su capacidad y viceversa (esto sucede por las fugas de un modo a otro).

Se deberá encontrar un nivel óptimo de trabajo para los niveles de potencia en ambos modos que generen la máxima capacidad conjunta. Se tomará en

cuenta la capacidad generada por ambos modos, pero un modo es considerado ruido para el otro. Por ejemplo si se envía poca información (menor potencia) en modo común, se generará poco ruido para el modo diferencial y se podrá transmitir mayor información por el modo diferencial. Esto también es válido en el caso contrario, por lo que hay un punto donde se maximiza la capacidad total del sistema.

Debido a esta interdependencia de modos no se podrá aplicar métodos de medición de la capacidad independientes para cada canal, tal como la fórmula de Shannon, sino que se recurrirá a métodos estadísticos que se aplican a diferentes sistemas de comunicación.

CAPITULO 5:

5. SEGUNDA SOLUCION: USO DE SEÑAL RECIBIDA EN MODO COMUN PARA MITIGACION DE RUIDO

Como se ha podido revisar anteriormente (1-4) la señal en modo común se ha sido utilizando como referencia para la construcción de filtros adaptativos con el fin de cancelar el crosstalk, aprovechando el hecho de que la señal que llega en modo común esta correlacionada con la que llega en modo diferencial (12). Esta correlación se explica con mayor detenimiento en el ANEXO C.

Para el desarrollo de esta solución utilizaremos el sistema mostrado a continuación, donde usaremos el modelo anteriormente explicado, teniendo en cuenta solo se inyecta señal en modo diferencial ($X_C=0$):

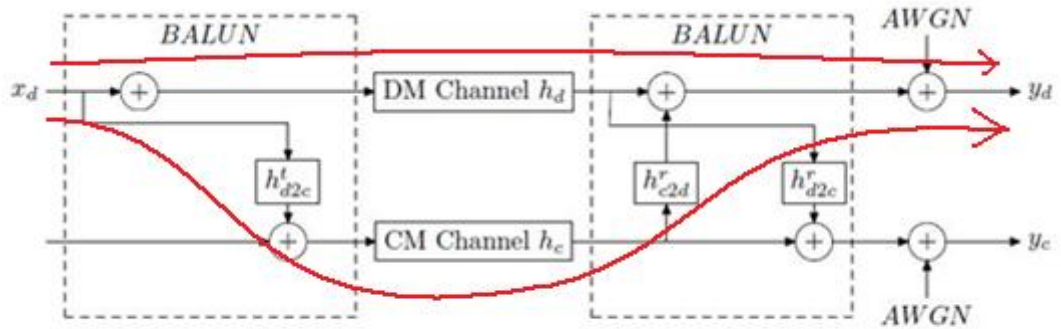


Figura 5. 1 Sistema Total Segunda Solución

Con este cambio realizado tendremos el siguiente sistema equivalente:

$$\begin{bmatrix} y_d^{(k)} \\ y_c^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_d + h_{d2c}^{(t)} H_c h_{c2d}^{(r)} \\ h_{d2c}^{(r)} H_d + h_{d2c}^{(t)} H_c \end{bmatrix} [X_d^{(k)}]$$

$$+ \begin{bmatrix} H_{d2d}^{FEXT(1)} & \dots & H_{d2d}^{FEXT(k-1)} & H_{d2d}^{FEXT(k+1)} & \dots & H_{d2d}^{FEXT(K)} & 1 & 0 \\ H_{d2c}^{FEXT(1)} & \dots & H_{d2c}^{FEXT(k-1)} & H_{d2c}^{FEXT(k+1)} & \dots & H_{d2c}^{FEXT(K)} & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d^{(1)} \\ \vdots \\ x_d^{(k-1)} \\ x_d^{(k+1)} \\ \vdots \\ x_d^{(K)} \\ V_D^{(k)} \\ V_C^{(k)} \end{bmatrix}$$

A continuación se explican las variables utilizadas en la ecuación:

Variables	Especificaciones de las Variable
k	Es el número de pares en el cable Multipar.
$X_d^{(k)}$	Señal de Entrada del Modo Diferencial analizada en el par k del cable Multipar.
$Y_d^{(k)}$	Señal de Salida del Modo Diferencial analizada en el par k del cable Multipar.
$Y_c^{(k)}$	Señal de Salida del Modo Común analizada en el par k del cable Multipar.
H_d	Es la Función de Transferencia o Pérdida de Inserción en el Modo Diferencial.
H_c	Es la Función de Transferencia o Pérdida de Inserción en el Modo Común.
h_{d2c}^t	Es la Función de Transferencia cruzada que va del DM al CM

	debido a las Fugas Cuantificadas por la Función de Balance en el extremo de la Transmisión.
h_{c2d}^t	Es la Función de Transferencia cruzada que va del CM al DM debido a las Fugas Cuantificadas por la Función de Balance en el extremo de la Transmisión.
h_{d2c}^r	Es la Función de Transferencia cruzada que va del DM al CM debido a las Fugas Cuantificadas por la Función de Balance en el extremo de la Recepción.
h_{c2d}^r	Es la Función de Transferencia cruzada que va del CM al DM debido a las Fugas Cuantificadas por la Función de Balance en el extremo de la Recepción.
$H_{d2d}^{FEXT(k)}$	Es la función de Transferencia del Fext Directo que va del DM al DM analizada en el par trenzado k Total del cable multipar.
$H_{d2c}^{FEXT(k)}$	Es la función de Transferencia del Fext Cruzado que va del DM al CM analizada en el par trenzado k Total del cable multipar.
$X_d^{(k)}$	Señal de Entrada del Modo Diferencial analizada en el par trenzado

	k Total del cable multipar.
$V_D^{(k)}$	Señal de Ruido Blanco en el Modo Diferencial analizada en el par trenzado k Total del cable multipar.
$V_C^{(k)}$	Señal de Ruido Blanco en el Modo Común analizada en el par trenzado k Total del cable multipar.

Tabla 5. 1 Variables sistema equivalente segunda solución

Para poder evaluar la dependencia de un modo a otro se simulará un sistema DSL utilizando señales aleatorias, desde la generación de los datos a transmitir en bits hasta que son recibidos, estos datos serán analizados en frecuencia para su comparación entre modos.

Utilizaremos codificación 16 QAM bajo el siguiente esquema:

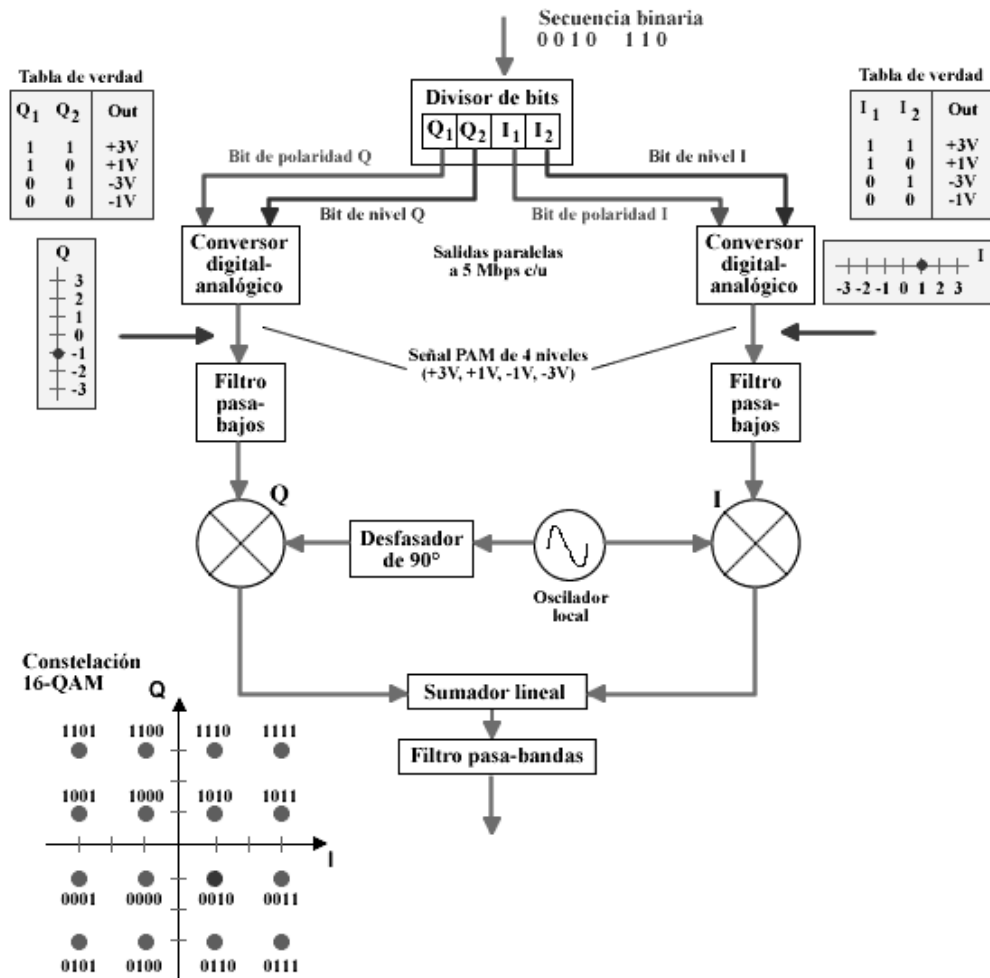


Figura 5. 2 Esquema de la codificación QAM utilizada.

La trama de bits a codificar tendrá un periodo de símbolo T , así como una frecuencia de símbolos $1/T$, teniendo en cuenta que la frecuencia central para cada una de las portadoras f_c debe ser dos veces mayor que la frecuencia de símbolos para prevenir distorsión en la señal modulada.

La modulación se realizará en el dominio del tiempo separando los bits en símbolos de 4 bits cada uno, obteniendo así los componentes en fase y cuadratura para cada subportadora: (I_i componente en fase y Q_i componente en cuadratura)

$$A_i = \sqrt{I_i^2 + Q_i^2}, \quad \tan \theta_i = \frac{I_i}{Q_i}$$

$$\begin{aligned} S_{QAM_i}(t) &= S_{I_i}(t) + S_{Q_i}(t) \\ &= I_i \cos(2\pi fct) + Q_i \sin(2\pi fct) \\ &= A_i \sin(2\pi fct + \theta_i) \end{aligned}$$

Ya teniendo los bits modulados haciendo uso de señales sinusoidales en el dominio del tiempo, podremos visualizarlo en el dominio de la frecuencia con la transformada inversa de Fourier. Señal que para nuestra simulación podremos transmitir con las formulas de canal encontradas anteriormente.

Se podrá comparar las señales recibidas en modo común y diferencial para hallar una relación que nos permita controlar el ruido en el sistema.

CAPITULO 6:

6. CARACTERISTICAS VDSL2 (9)

Para determinar las características del sistema nos basaremos en el estándar VDSL2 (9), de lo cual se puede extraer los principales puntos como son los perfiles, plan de banda y la máscara de potencia. Esto nos dará las pautas para llevar a cabo la simulación.

6.1 PERFILES

Para VDSL2 se definen 8 perfiles: 8a, 8b, 8c, 8d, 12a, 12b, 17a y 30a

Se ha escogido el perfil 12a que define lo siguiente para los transceptores VDSL2:

Potencia de transmisión combinada en sentido descendente máxima (dBm):

+14,5

Potencia de transmisión combinada en sentido ascendente máxima (dBm):

+14,5

Separación de subportadoras (kHz): 4,3125

Capacidad de velocidad de datos bidireccional neta mínima: 68 Mbit/s

Profile	Bandwidth (MHz)	Number of carriers	Carrier bandwidth (kHz)	Power (dBm)	Max. Throughput (Mbit/s, downstream)
8a	8,832	2048	4,3125	+17,5	50
8b	8,832	2048	4,3125	+20,5	50
8c	8,5	1972	4,3125	+11,5	50
8d	8,832	2048	4,3125	+14,5	50
12a	12	2783	4,3125	+14,5	68
12b	12	2783	4,3125	+14,5	68
17a	17,664	4096	4,3125	+14,5	100
30a	30	3479	8,625	+14,5	100

Figura 6. 1 Perfiles VDSL2

6.2 PLAN DE BANDAS DE FRECUENCIA

Para VDLS2 se definen los siguientes planes de frecuencia para VDLS2: 998 y 997.

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 download, el plan se define por lo siguiente para los transceptores VDSL2:

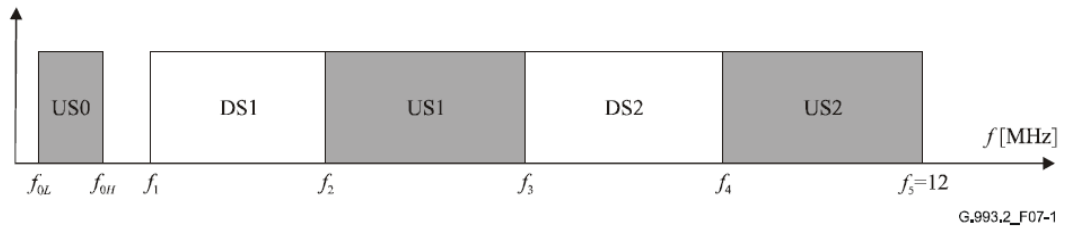


Figura 6. 2 Plan de Frecuencias

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				

Tabla 6. 1 Plan de Bandas

6.3 MASCARA DE POTENCIA

En un módem VDSL2, la PSD de la señal de transmisión tiene que estar limitada por la máscara de potencia.

Para el plan de bandas 998 existen las siguientes mascarar en sentido 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

Tabla 6. 2 Mascaras de Potencia

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

Tabla 6. 3 Máscaras de potencia 998 descendente

Se selecciona la máscara B8-4 y se conformara la máscara de PSD en sentido descendente.

CAPITULO 7:

7. CAPACIDAD DEL CANAL

7.1 CAPACIDAD PARA PRIMERA SOLUCION

Como hemos revisado en la mayoría de los papers de consulta solo se ha encontrado un estudio donde claramente se plantea el uso del canal en modo común para transmitir información, aunque el cálculo de la capacidad del sistema no se presenta de manera clara y quedan interrogantes en torno al transmisor, la forma del PSD en modo común, el PSD resultante en modo común y diferencial, lo cual es importante conocer debido al control de egreso que aplica el estándar.

Al enviar información por ambos modos debemos tomar en cuenta que no podríamos utilizar la fórmula de Shannon para hallar la capacidad del sistema debido a que las dos señales de entrada interactúan entre sí (por las fugas entre modos), por lo que utilizaremos la fórmula de la capacidad en términos de la información mutua (10):

$$C = \max_{f(x): E x^2 \leq P} I(X; Y)$$

Las señales transmitidas se asumen con media cero, varianza finita y limitadas en potencia. La información mutua mide la dependencia de dos variables. Podemos calcular la información mutua en términos de la entropía (10): (deducción ANEXO D)

$$I(X; Y) = h(Y) - h(V)$$

La deducción de esta fórmula está descrita en el anexo D. La entropía es una medida de la incertidumbre del valor de una variable aleatoria, nos indica la cantidad de información que contiene.

La entropía de una distribución gaussiana multivariante (generalización de la distribución normal unidimensional a dimensiones superiores X_1, X_2, \dots, X_n) se puede hallar en términos de la matriz de covarianzas (10):

$$h(x_1, x_2, \dots, x_n) = h(\mathcal{N}_n(\mu, K)) = \frac{1}{2} \log(2\pi e)^n |K| \text{ Bits}$$

Donde $|K|$ denota el determinante de K que es la matriz de covarianzas.

La deducción de esta fórmula se encuentra en el anexo D y en el ANEXO E se explica un poco más sobre la matriz de covarianzas.

Dado esto podemos encontrar una fórmula para la capacidad en términos de las matrices de covarianza (10)

$$C = \max_{f(x): E x^2 \leq P} \frac{1}{2} \log \frac{|K_X + K_V|}{|K_V|}$$

Así podemos determinar la capacidad del sistema tomando en cuenta la matriz hallada en el capítulo anterior, donde las dos entradas X en modo común y diferencial determinan la matriz de covarianza K_X y la matriz de ruidos V nos permite encontrar la matriz de covarianza K_V , para cada uno de los tonos a tomar en cuenta. Se aplicara la formula tomando en cuenta las funciones de transferencia de señales H_x y ruidos H_v .

7.2 CAPACIDAD PARA SEGUNDA SOLUCION

Para el sistema analizado en la segunda solución se buscaran relaciones claras que nos permitan minimizar los efectos del ruido proveniente del crosstalk o desde el modo común al diferencial.

Las simulaciones se realizaran sobre cada subportadora de manera independiente, con las formulas anteriormente halladas se tratará de comprender el comportamiento de los niveles de señal y ruido, ya que un mayor nivel de SNR significa una mayor capacidad por subportadora, pudiendo alocar una mayor cantidad de bits según el algoritmo de water filling.

Una mejor detección de bits, o sea amplitud y fase de la señal sinusoidal siendo modulación QAM, significa una menor tasa de error entonces un mejor rendimiento del sistema.

Se buscará soluciones basadas en el uso del modo común para mejorar la detección de bits cuando la señal en como diferencial haya sido afectada por el ruido existente en el canal.

CAPITULO 8:

8. SIMULACIONES

8.1 SIMULACION PARA PRIMERA SOLUCION

Se presenta el resultado de la simulación realizada con el sistema total planteado, tanto en modo común como en diferencial, se ha simulado el envío de información con distribución normal o gaussiana ya que el método es estadístico.

Las características a utilizar son las siguientes:

- Se simulará un cable multipar de 5 pares
- Utilizaremos un par trenzado 24.AWG de 0.5 mm
- Distancia 1 Km.
- Se realizará la simulación únicamente para el download
- Numero de subportadoras: 1602

- Ancho de banda por subportadora: 4,3125 KHz
- Muestras por tono: 70
- N_d , N_c numero estados por símbolo en modo común y diferencial.
- Tasa de simbolos: 8000 simb/seg, por cada subportadora.

Para realizar la simulación se utilizaran valores de $N= 16, 256$ y 2048 estados por subportadora en modo común y diferencial, utilizando modulación QAM, significa que en cada subportadora hay $N= 2^m$ estados, donde m es el numero de bits agrupados. O sea que el número de bits por símbolo corresponde a 4, 8 y 11.

Para obtener las mediciones de la matriz de varianzas se realizarán 70 muestras en cada subportadora en cada simulación.

Los datos obtenidos mediante las diversas simulaciones nos indican una relación entre la cantidad de bits enviados en cada subportadora en modos común y diferencial y la capacidad total alcanzada en el sistema.

A continuación se realiza la simulación con los siguientes resultados para los numero de bits $m_d=11$ y $m_c=8$:

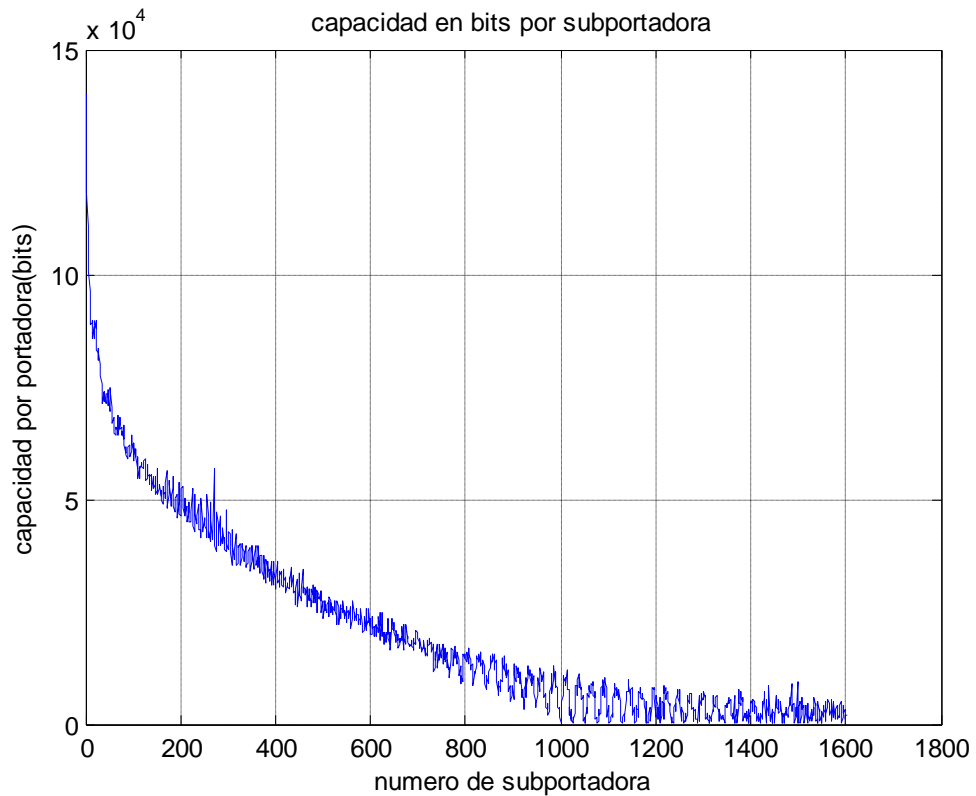


Figura 8. 1 Simulación realizada a $m_d=11$ y $m_c=8$, Capacidad Máxima Obtenida

Según se observa la capacidad va decreciendo con la frecuencia lo cual era de esperarse debido a la atenuación del canal, en este valor esta tomado en cuenta la transmisión de ambos modos y por cada uno de sus canales de manera independiente.

A continuación se simula para a md= 4 y mc=11 :

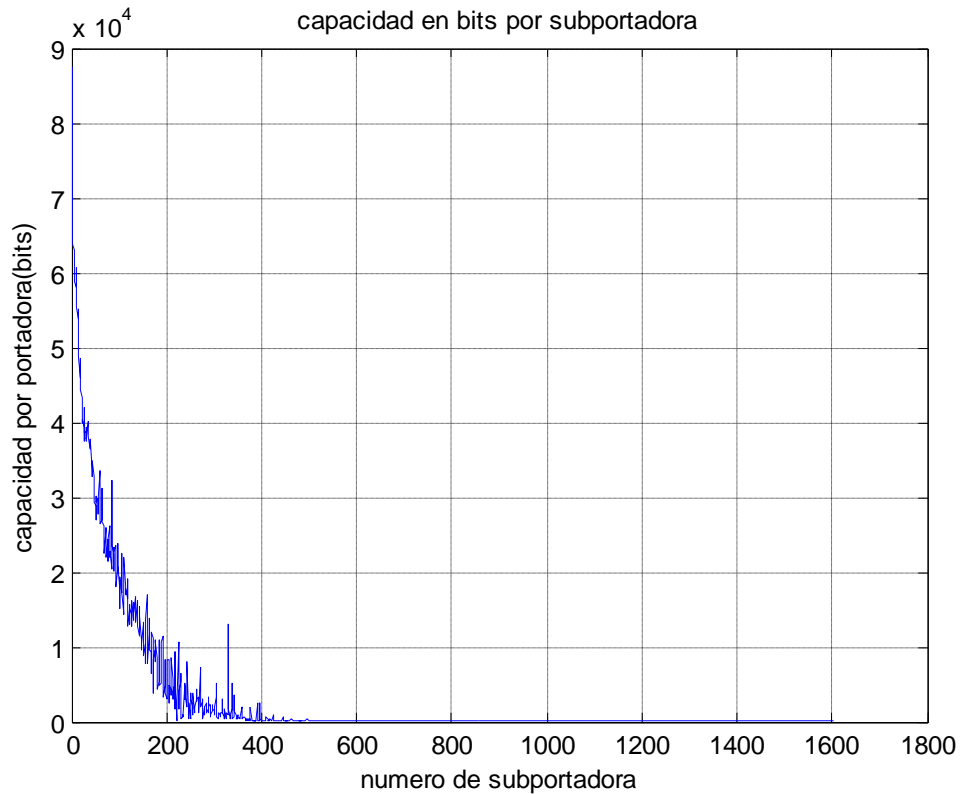


Figura 8. 2 Simulación realizada a md= 4 y mc=11, Capacidad Mínima Obtenida

Se observa en este caso un valor de capacidad mucho menor en cada tono debido a que se ha colocado mayor cantidad de bits en el modo común y esto genera ruido para el modo diferencial.

Se han realizado varios ejercicios teniendo los siguientes resultados:

Números de bits por Subportadora		Capacidad Total
DM	CM	
4	4	2,82E+07
4	8	1,15E+07
4	11	5,14E+06
8	4	3,44E+07
8	8	2,81E+07
8	11	1,47E+07
11	4	2,48E+07
11	8	3,52E+07
11	11	2,82E+07

Tabla 8. 1 Tablas de los valores estadísticos obtenidos de la Primera Solución a número de muestras variables

Se encuentran sombreados con verde los ejercicios donde se ha obtenido mayor capacidad del sistema lo cual va relacionado con una mayor asignación de bits en modo diferencial, por otro lado una mayor asignación de bits en modo común conlleva a los menores valores de capacidad total.

8.2 SIMULACION PARA LA SEGUNDA SOLUCION

Para realizar las simulaciones definiremos lo siguiente:

- Se simulará un cable multipar de 5 pares
- Utilizaremos un par trenzado 24.AWG de 0.5 mm
- El nivel del ruido blanco se lo define a -140dB variable para las pruebas.
- Se realizará la simulación únicamente para el download

- Numero de subportadoras: 1602
- Ancho de banda por tono: 4,3125 KHz

Dado que se utilizará el plan de frecuencias 998, según el estándar VDSL 2 (9) 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 serán 1602 tonos o subcanales para el downstream.

Como referencia se simularan las mascararas de potencia definidas en el estándar (9):

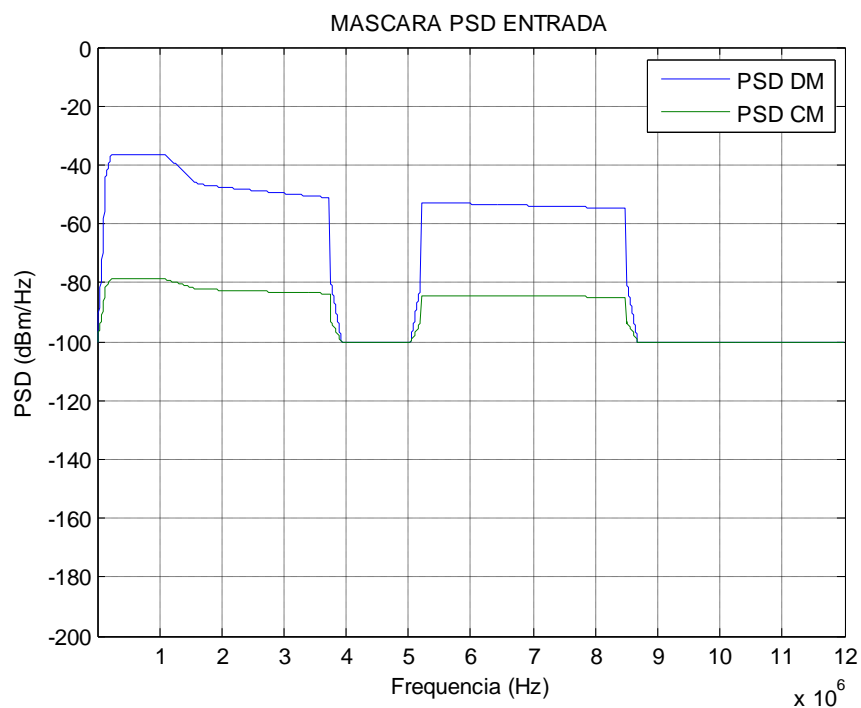


Figura 8. 3 Simulación mascara PSD CM Y DM

Para lograr el acople del canal con la carga hemos escogido los valores de $Z_l=100$ ohm y $Z_{lc}=210$ ohm según se obtiene de la simulación, mismo valor que está definido por el estándar en modo diferencial (9).

Posteriormente hemos encontrado las atenuaciones para el canal CM y DM según el modelo aplicado.

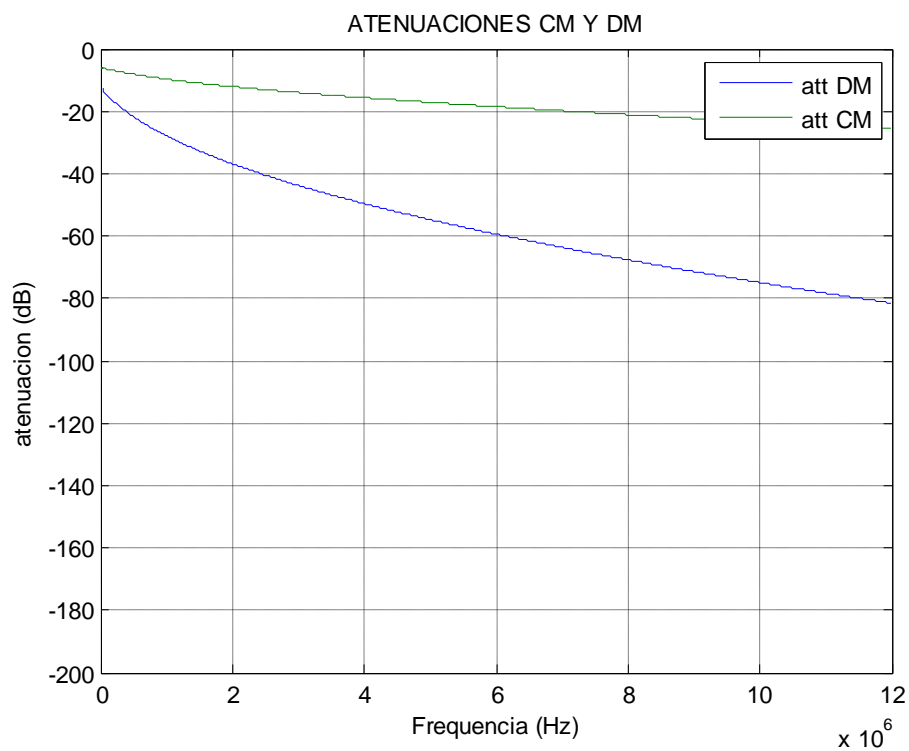


Figura 8. 4 Simulación Atenuaciones CM y DM

Utilizando la función de balance obtenida simularemos las fugas de un modo a otro, se observa que el modo común tiene menor PSD de fuga debido a que su máscara de potencia es menor.

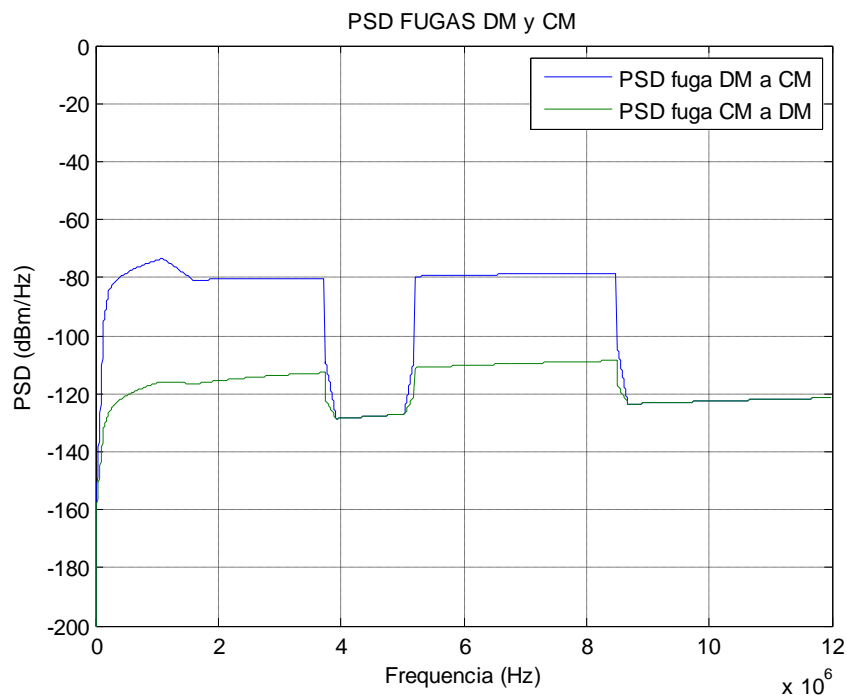


Figura 8. 5 Simulación PSD Fugas DM y CM

A continuación se simulará las funciones de transferencia para el fext en CM y DM para poder entender el impacto del fext en ambos modos. Vemos que el FEXT en modo común es menos atenuado que en modo diferencial por lo que aportara más ruido a nuestro sistema.

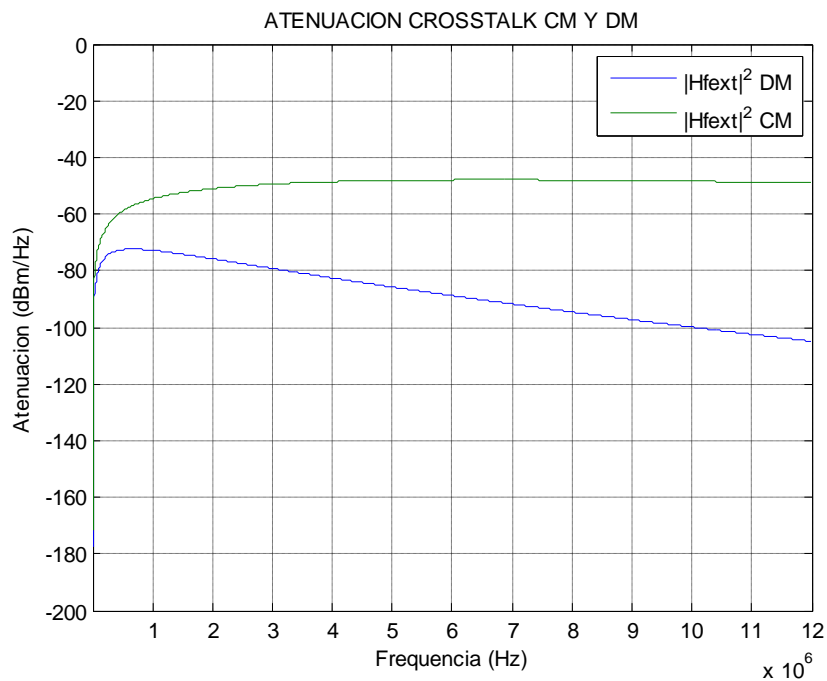


Figura 8. 6 Simulación Atenuación Crosstalk DM y CM

Simulamos también las PSD originadas por el crosstalk en modo directo (CM a CM y DM a DM), dependiendo de la frecuencia los ruidos provocados por ambos modos son generados dependiendo esto de la potencia enviada y la atenuación aplicada a las señales.

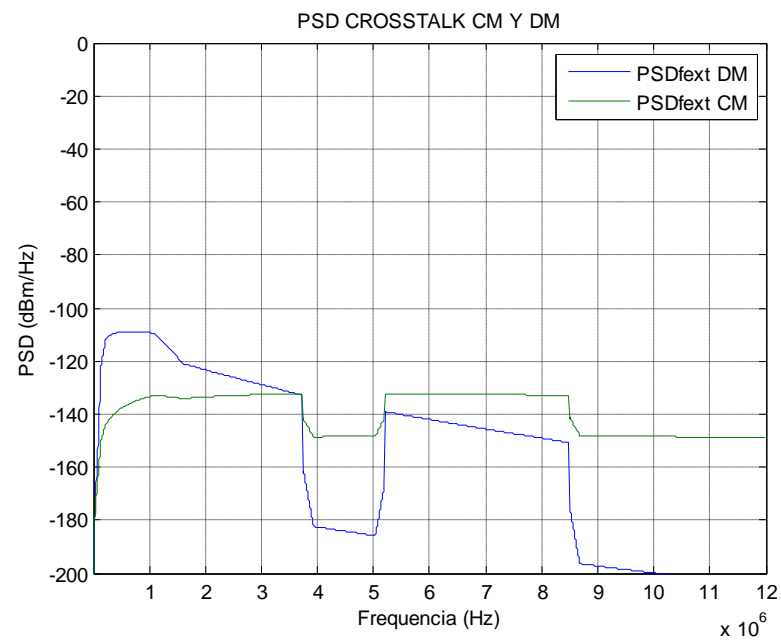


Figura 8. 7 Simulación PSD Crosstalk DM y CM

Se simula todas las portadoras del último par en función del tiempo. Primero esto se realizara en 138 KHz:

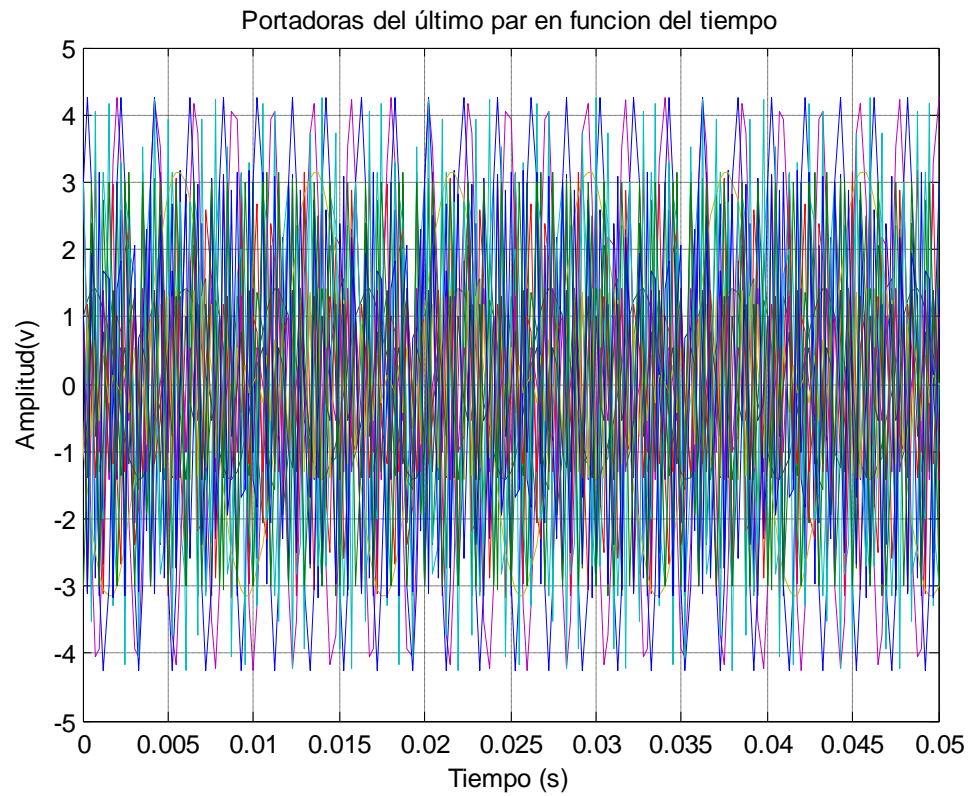


Figura 8. 8 Señales de todas las Portadoras del último par en Función del Tiempo

Dado que se han mezclado todas las portadoras sinusoidales de los 16 subcanales no se distinguen con facilidad en el gráfico en función del tiempo.

Gráfica de señales del último par todas las portadoras en 138 KHz:

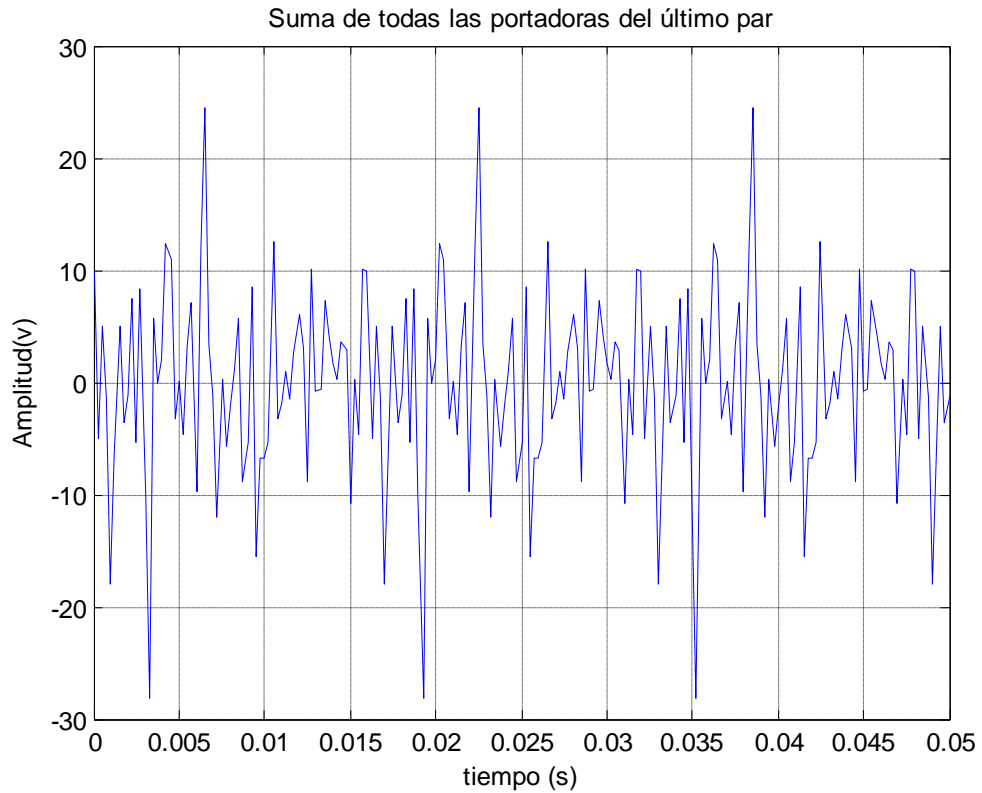


Figura 8. 9 Suma de señales Portadoras del último Par

En esta simulación se han sumado las todas las señales sinusoidales obteniendo una señal variante en amplitud pero que contiene información modulada a diferentes frecuencias.

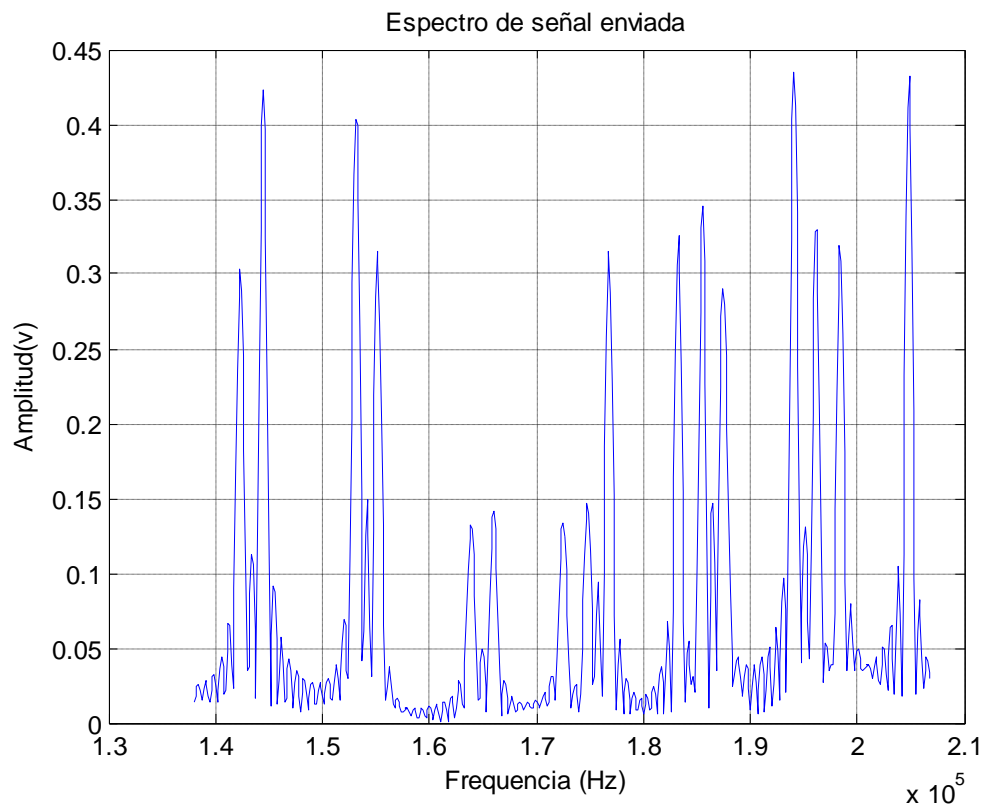


Figura 8. 10 Espectro de señal enviada en CM

Se aplica la transformada de Fourier para hallar el espectro de la señal enviada en frecuencia, fácilmente se notan los símbolos modulados por QAM, (por su amplitud y fase).

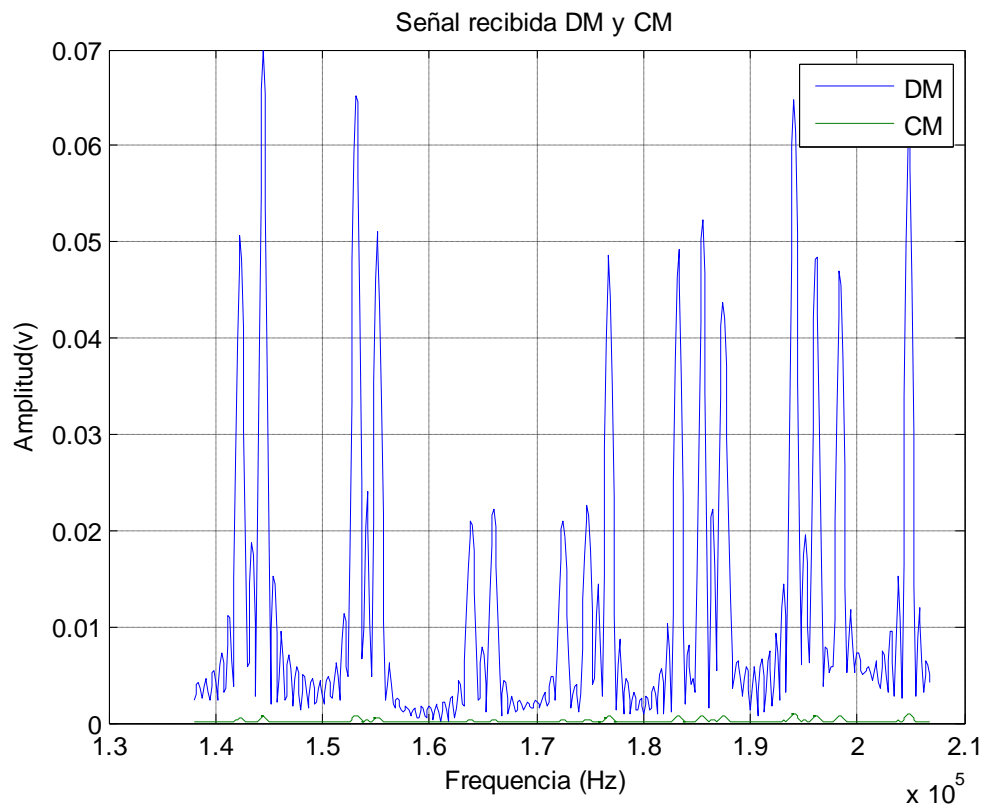


Figura 8. 11 Señal recibida en DM y CM

Se simula la señal recibida en frecuencia la señal en DM prevalece sobre la señal en CM, pero la señal en CM conserva la misma forma que la señal en DM y no se observa que haya sido alterada por el ruido.

Grafica en decibeles de las señales recibidas en CM y DM en 138 KHz:

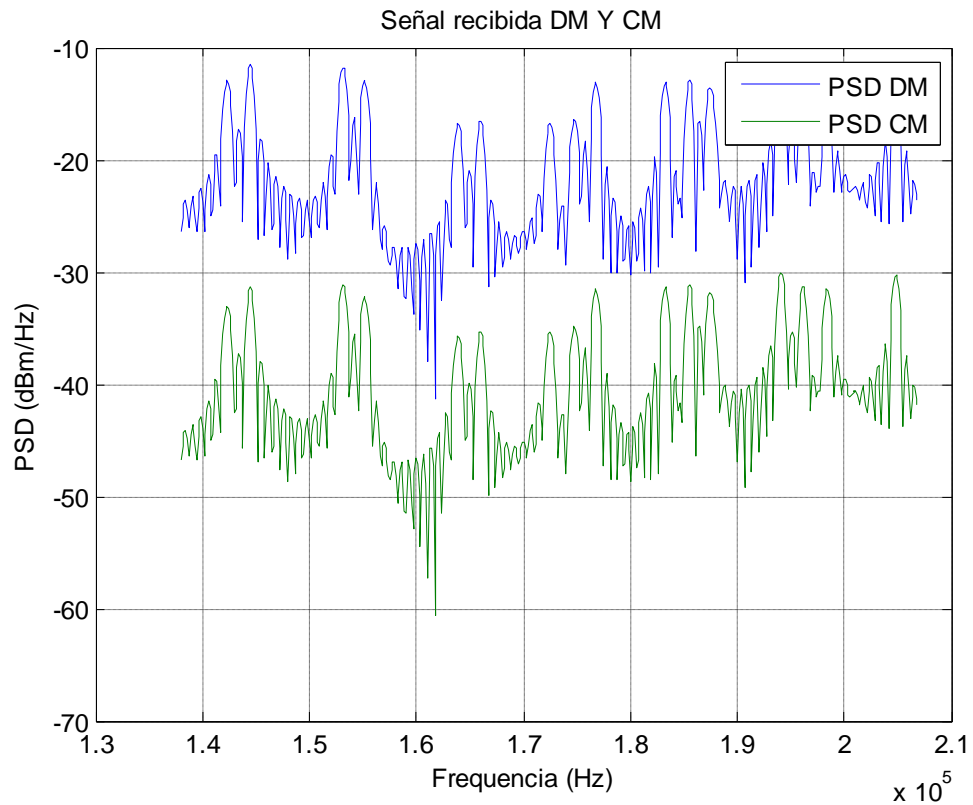


Figura 8. 12 Gráfica de la señal recibida en CM y DM

En esta simulación podemos comparara las forma de las señales en frecuencia en escala logarítmica la señal en DM tiene mayor potencia y mismo PSD que la señal en CM, esto sucede a frecuencias bajas, en las primeras subportadoras del estándar DSL.

Ahora con frecuencia de 7MHz se realizarán las simulaciones, lo que nos dará una idea de su comportamiento a altas frecuencias. Se realizarán las mismas simulaciones a esta frecuencia, logrando obtener la señal recibida en CM y DM:

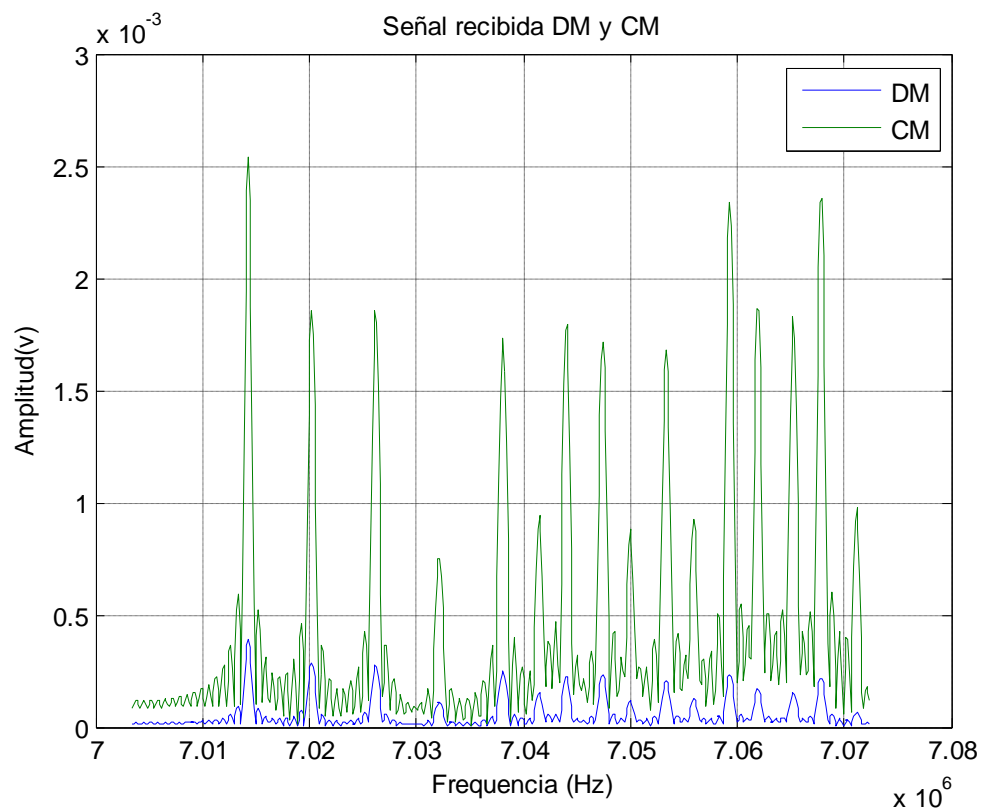


Figura 8. 13 Espectro de señal recibida en CM y DM

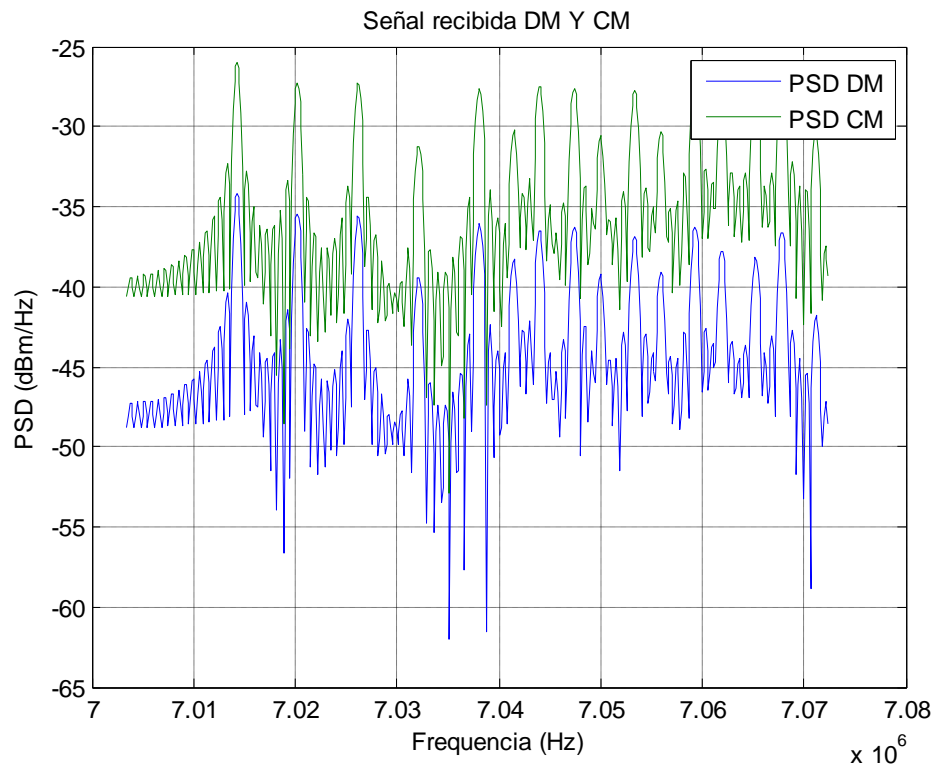


Figura 8. 14 Espectro de señales recibidas en CM y DM

Las simulaciones realizadas a los 7 MHz son parecidas a las realizadas en los 138 KHz en la parte del envío de la señal. En cambio en la señal recibida se nota que el modo común prevalece sobre el modo diferencial debido a la menor atenuación del CM y que la función de balance decrece con la frecuencia.

La señal en CM conserva la forma del PSD de la señal enviada en DM y es la señal recibida en DM la que se ve más atenuada y afectada por los ruidos, estando propensa a presentar errores, en este caso podríamos utilizar la señal en CM para recuperar la información enviada en DM.

A continuación subiremos el piso de ruido para comprobar los resultados obtenidos.

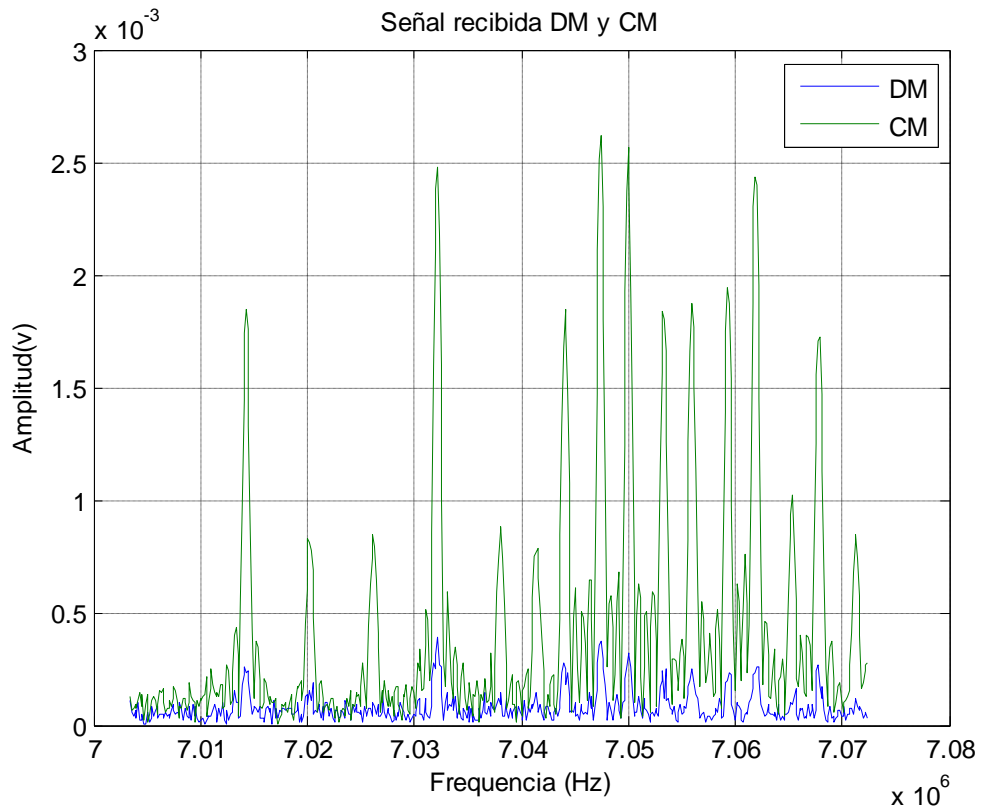


Figura 8. 15 Espectro de señales recibidas en CM y DM nivel de ruido - 85 dB

Con un piso de ruido de -85 dB observamos que comienza a perderse la forma del PSD haciendo complicada su decodificación sin errores. Elevaremos un poco más el piso de ruido:

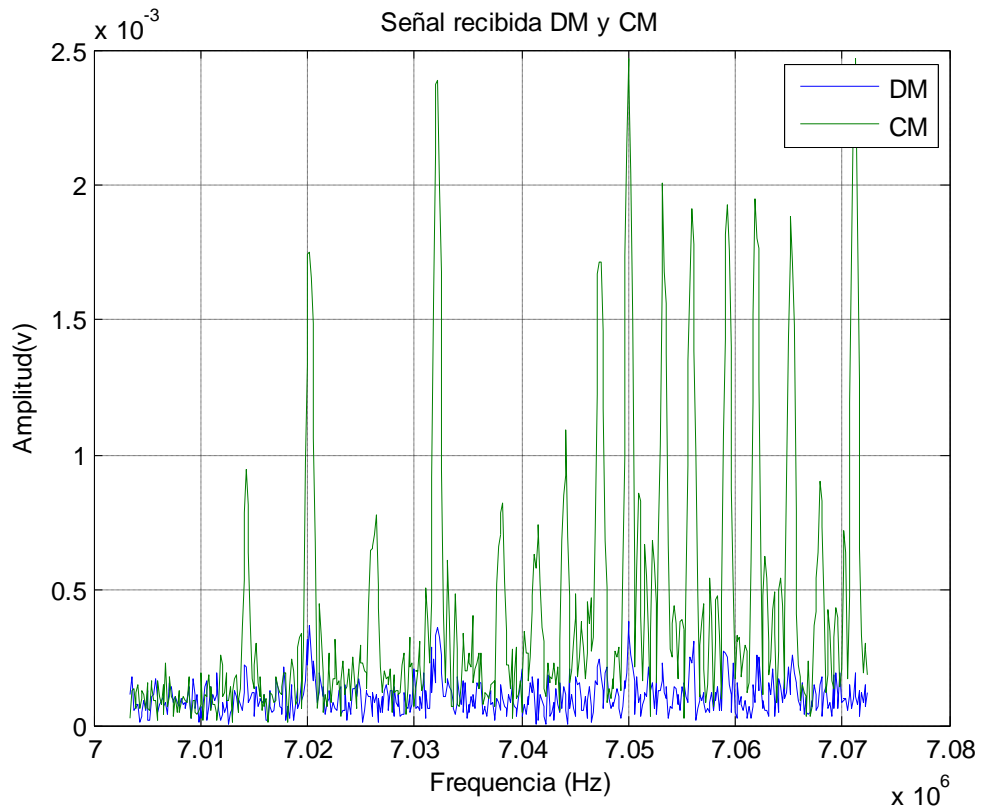


Figura 8. 16 Espectro de señales recibidas en CM y DM nivel de ruido - 80 dBm

Con -80 dB de piso de ruido la señal recibida en modo diferencial es totalmente ruidosa, pero se observa que la señal en modo común conserva la información enviada por lo que será útil para la decodificación de los datos en el receptor.

CONCLUSIONES

1. Ante el poco uso del modo común para transmisión es complicado entender los efectos que pueda generar sobre un sistema compuesto por múltiples pares trenzados de diferente tipo debido a las varias funciones de balance que aplican al sistema. Las diferentes velocidades de los canales complican la correlación de las señales transmitidas por lo que se asume que lo transmitido en un modo significaría ruido para el otro.
2. Las fugas de un modo a otro dependen del desbalance del cable y otros componentes como conectores u otros pasivos, esto hace que sus valores varíen y sea más difícil predecir sus efectos.
3. El PSD en modo común que será utilizado en transmisión tendría unos valores mucho más pequeños que en DM para no sobrepasar el nivel de egreso máximo, lo cual significa que menor cantidad de información podría ser enviada por este canal.

4. El canal en modo común es menos atenuado que en modo diferencial lo cual significa que la señal se degradara menos con la frecuencia y la distancia, pero es menos inmune al ruido que el DM y sufrirá mayormente por interferencias externas.
5. En la primera solución se encuentra una relación clara entre la cantidad de datos totales enviados y la capacidad del sistema. La capacidad es maximizada al enviar la mayor cantidad de información (bits alocados) en DM y poca información en CM, suficiente para no causar interferencias al DM.
6. Se observa que la capacidad por subportadora disminuye con la frecuencia, ya que es afectada por la atenuación del canal y la función de balance. También esto se ve afectado por la distancia de la simulación que es de 1Km.
7. En la segunda solución se observa que dependiendo de la frecuencia se puede obtener niveles mayores de señales en modo común (frecuencias altas) o de señales en modo diferencial (frecuencias relativamente bajas).
8. A frecuencias altas las señales en modo diferencial pierden un poco de amplitud, lo que ocasiona errores de símbolo, y se observa que la señal en modo común correspondiente a la misma subportadora

guarda similitud con la señal DM transmitida. Al aumentar el ruido la señal recibida en DM no es reconocible y se podrá aprovechar la señal en CM para recuperar la señal enviada.

9. La señal en modo común guarda estrecha relación con la señal en modo diferencial debido a que la función de balance es predominante sobre el crosstalk que pudiera generarse desde los otros pares.

RECOMENDACIONES

- a) Aunque se han usado muchas técnicas para maximizar la capacidad de la tecnología xDSL, no se ha podido determinar alguna técnica práctica de procesamiento de señales o coordinación en los transmisores que nos permita encontrar una buena utilidad a la señal de modo común para aumentar la capacidad del canal de transmisión.
- b) Lo cambiante de las fugas existentes entre modos y la menor inmunidad al ruido hace que el modo común sea complicado de usar en relación al diferencial para el envío de señales DSL.
- c) Los estudios con referencia al modo común están encaminados hacia tecnologías nuevas como gigabit DSL o mimo, aplicar técnicas de modo común al estándar DSL ya en actividad sería costoso y complicado de implementar en la presente generación.
- d) La teoría entorno al modo común está relacionada con experimentaciones y no se observa clara y precisamente. Mayormente se descarta como método de transmisión y se hace hincapié en sus falencias explicadas en diversa literatura.
- e) El modo común podría utilizarse para otro tipo de funciones como señalizaciones y sincronización de sistemas que trabajen a distintas frecuencias que el DSL.
- f) Para la puesta en marcha de las soluciones revisadas a fin de mejorar la capacidad de un sistema VDSL2 haría falta llevar a cabo múltiples

experimentos que las viabilicen, dado que son muchas las variables que se han idealizado a fin de realizar la simulación.

ANEXOS

ANEXO A: CODIGO DE MATLAB

```

%=====
%      SIMULACION Y EVALUACION DE RENDIMIENTO EN SISTEMAS VDSL2
%      USANDO SEÑALES EN MODO COMUN
%=====

clear;
d=1;    %distancia para la simulacion 1Km

%HALLAR RANGO DE FRECUENCIAS PARA SIMULACION

fmin    = 1;           % Frecuencia minima (Hz)
fmax    = 12e6;        % Frecuencia maxima (Hz)
fgranularity = 4312.5; % granularidad en el dominio de la
frecuencia (Hz) igual al ancho de banda por tono

f = (fmin:fgranularity:fmax);

data = [4e3 -97.5 8e4 -72.5 1.38e5 -44.2 2.27e5 -36.5 2.76e5 -36.5
1.1e6 -36.5 1.62e6 -46.5 2.21e6 -48 3.75e6 -51.2 3.75e6 -80 3.93e6 -
100 5.03e6 -100 5.2e6 -80 5.2e6 -52.7 8.5e6 -54.8 8.50e6 -80 8.68e6 -
100 1.20e7 -100];
low=min(data(2:2:length(data))); % Mascara de PSD segun estandar

data=[f(1) low data f(length(f)) low]; % nos aseguramos que los datos
empiecen y terminen en el nivel mas bajo

freq=data(1:2:length(data)); %freq es la matriz de todas las
frecuencias

level=data(2:2:length(data)); %level es la matriz de todos los
niveles de PSD

PSD=data(length(data)) * ones(size(f)); % hacemos que todos los
valores del PSD sean igual a -100

%tmp=find(f<=freq(1)); %tmp es

%PSD(tmp)=level(1).*ones(size(tmp)); % hacemos que todos los
valores del PSD sean igual al minimo

for index=2:length(freq), % encontrar todos los
valores de PSD para cada valor de f de acuerdo al estandar
    x=find((f>=freq(index-1)) & (f<=freq(index)));
    if isempty(x) || (length(x)==1),
        tmp=0;
    else
        if (min(f(x))==max(f(x))),
            tmp=0;
        else
            tmp=1./((min(f(x))-max(f(x))).*(f(x)-min(f(x))));
        end
    end
end

```

```

        end;
    end;

    PSD(x)=level(index-1)+(level(index-1)-level(index))*tmp;
end;

%PSD=10.^(PSD/10);      %transforma los valores de potencia a escala
lineal

%PSD=10*log10(PSD);    %transforma los valores de potencia a escala
%logaritmica

maxval = max(PSD);     %el valor minimo de potencia

minval = min(PSD);    %el valor maximo de potencia

PSDd2c= 3;            %hallamos una escala para la señal en modo comun

PSDc=PSD./PSDd2c-(100-100./PSDd2c);

%graficamos la señal de entrada

cla;

%hold on;

plot(f,PSD,f,PSDc);   %graficamos ambas señales de entrada CM y DM

title('MASCARA PSD ENTRADA');
legend('PSD DM','PSD CM');
axis([fmin fmax -200 0]);
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('PSD (dBm/Hz)');
grid on;

%MODELADO DEL CABLE

%MODELO EMPIRICO BRITISH TELECOM

% TP2 0.5 mm 24-AWG

cable.param.r0c=174.55888;
cable.param.r0s=0;
cable.param.ac=0.053073481;
cable.param.as=0.0;
cable.param.l0=617.29539e-6;
cable.param.loo=478.97099e-6;
cable.param.b=1.1529766;
cable.param.fm=553.760e3;
cable.param.coo=50e-9;
cable.param.c0=0;

```

```

cable.param.ce=0;
cable.param.g0=234.87476e-15;
cable.param.ge=1.38;

```

```

% CAMBIO DE VARIABLE PARA UTILIZAR EN LA SIMULACION

```

```

r0c=cable.param.r0c;
r0s=cable.param.r0s;
ac=cable.param.ac;
as=cable.param.as;
l0=cable.param.l0;
loo=cable.param.loo;
b=cable.param.b;
fm=cable.param.fm;
coo=cable.param.coo;
c0=cable.param.c0;
ce=cable.param.ce;
g0=cable.param.g0;
ge=cable.param.ge;

```

```

if (as==0) && (r0s==0)

```

```

    r0s = inf;          % si el valor de ros y as son cero se cambia
ros=0 para evitar indeterminacion
end;

```

```

%HALLAR PARAMETROS PRIMARIOS SEGUN EL MODELO

```

```

f2=f.^2;
ffmb=(f./fm).^b;

```

```

R=1./((1./sqrt(sqrt(r0c.^4+ac.*f2))) + (1./sqrt(sqrt(r0s.^4+
as.*f2))));
L=(l0+loo*ffmb)/(1+ffmb);
C=coo+c0.*f.^(-ce);
G=g0.*f.(ge);

```

```

%PARAMETROS SECUNDARIOS SEGUN EL MODELO

```

```

Z=R+j.*2*pi.*f.*L;
Y=G+j.*2*pi.*f.*C;

```

```

gamma=sqrt(Z.*Y);
Z0=sqrt(Z./Y);

```

```

%HALLAMOS LOS PARAMETROS ABCD

```

```

Aparam=cosh(gamma*d);
Bparam=Z0.*sinh(gamma*d);
Cparam=(1./Z0).*sinh(gamma*d);
Dparam=cosh(gamma*d);

```

```

Zl= 100;      % SELECCIONAMOS ZL=100 PARA ACOUPLE DE LA CARGA
Zs=135;

% CALCULAMOS LA FUNCION DE TRANSFERENCIA H O PERDIDA DE INSERCIÓN
H=(Zl)/(Aparam.*Zl+Bparam+Cparam.*Zs.*Zl+Dparam.*Zs);

Att=20*log10(abs(H));      %ATENUACION O FUNCION DE TRANSFERENCIA
LOGARITMICA

%=====
% ANALISIS MODO COMUN

%equivalencias con parametros primarios en modo diferencial

Rcm=0.55.*R;
Lcm=4.4.*L;
Gcm=2.*G;
Ccm=0.95.*C;

%PARAMETROS SECUNDARIOS

Zcm=Rcm+j.*2*pi.*f.*Lcm;
Ycm=Gcm+j.*2*pi.*f.*Ccm;
gammacm=sqrt(Zcm.*Ycm);
Z0cm=sqrt(Zcm./Ycm);

%PARAMETROS ABCD PARA MODO COMUN

AparamCM=cosh(gammacm*d);
BparamCM=Z0cm.*sinh(gammacm*d);
CparamCM=(1./Z0cm).*sinh(gammacm*d);
DparamCM=cosh(gammacm*d);

ZlCM=210;      % SELECCIONAMOS ZL=100 PARA ACOUPLE DE LA CARGA
ZsCM=135;

% CALCULAMOS LA FUNCION DE TRANSFERENCIA H O PERDIDA DE INSERCIÓN PARA
MODO
% COMUN

Hc=(ZlCM)/(AparamCM.*ZlCM+BparamCM+CparamCM.*ZsCM.*ZlCM+DparamCM.*ZsC
M);

Attc=20*log10(abs(Hc)); %ATENUACION O FUNCION DE TRANSFERENCIA
LOGARITMICA PARA MODO COMUN

```

```

%GRAFICAMOS LAS ATENUACIONES CM Y DM

figure;

plot(f,Att,f,Attc);

title('ATENUACIONES CM Y DM');
axis([0 fmax -200 0]);
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('atenuacion (dB)');
legend('att DM','att CM');
grid on;

PSD=10.^(PSD/10); %cambio de escala para realizar calculos
PSDc=10.^(PSDc/10); %cambio de escala para realizar calculos

%=====

% FUNCION BALANCE B

B=sqrt(1e5.*((150e3./f).^1.5));

invB=1./B; %hallamos la funcion inverso

invBdB=20*log10(invB); %cambiamos escala logaritmica para
graficar

% GRAFICA DE LA FUNCION DE BALANCE

figure;
plot(f,20*log10(B));
title('FUNCION DE BALANCE');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('|B(f)|^2');
grid on;

%CALCULOS DE LAS FUGAS DE CM A DM

figure;
plot(f,10*log10(PSD.*(invB.^2)),f,10*log10(PSDc.*(invB.^2)));
title('PSD FUGAS DM y CM');
axis([0 fmax -200 0]);
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('PSD (dBm/Hz)');
legend('PSD fuga DM a CM','PSD fuga CM a DM');
grid on;

%CALCULO DEL Hfext

Kxf=10.^(-45/20); %valor de la constante
f0=1e6; %valor de referencia 1MHz
L0=1; %valor de referncia 1Km de cable

Hfext= Kxf.*(f/f0).*sqrt(d/L0).*abs(H); %fext para DM

Hfextc= Kxf.*(f/f0).*sqrt(d/L0).*abs(Hc); %fext para CM

```



```

Hfd2d=Hfext;           %fext DM a DM
Hfc2c=Hfextc;         %fext CM a CM

Hfd2c=Hfext./B;       %fext DM a CM
Hfc2d=Hfextc./B;     %fext CM a DM

%GRAFICAR EL Hfext en CM y DM

figure;
plot(f, 20.*log10(Hfext),f, 20.*log10(Hfextc));
title('ATENUACION CROSSTALK CM Y DM');
legend('|Hfext|^2 DM', '|Hfext|^2 CM');
axis([fmin fmax -200 0]);
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Atenuacion (dBm/Hz)');
grid on;

%GRAFICAR EL PSDfext en CM y DM

figure;

plot(f, 10.*log10(((abs(Hfext)).^2).*PSD),f,
10.*log10(((abs(Hfextc)).^2).*PSDc));

title('PSD CROSSTALK CM Y DM');
legend('PSDfext DM', 'PSDfext CM');
axis([fmin fmax -200 0]);
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('PSD (dBm/Hz)');
grid on;

%=====
% PRIMERA SOLUCION: ENVIO DE INFORMACION MODO DIFERENCIAL Y COMUN
%=====

%clear;
%numero de pares en multiplex
K=5;
%numero de subportadoras
Nsubp=1602; %numero de subportadoras debe ser 1602
%numero de niveles por subportadora en modo diferencial
Nd= 2048;
%numero de niveles por subportadora en modo comun
Nc= 256;
%numero de muestras
mu=70;

Ts= 8000; %tasa de simbolos/seg para VDSL 2

```

```

% llenamos de datos aleatorios la matriz

for i=1:mu,

    for j= 1:K,

        for m= 1:Nsubp,

            Sd(i,j,m)= round(abs(Nd*(randn+3)/6));

        end;

        for m= 1:Nsubp,

            Sc(i,j,m)= round(abs(Nc*(randn+3)/6));

        end;

    end;

end;

% conformamos la matriz de señales y de ruidos

Mx(:,1,:)=Sd(:,1,:);
Mx(:,2,:)=Sc(:,1,:);

for i=1:K,

    Mv(:,i,:)= Sd(:,i,:);
    Mv(:,i+K,:)= Sc(:,i,:);

end;

%Hallamos las matrices de transferencia Hx y Hv

for i=1:1602,

    esc(i)=round((2783/1602)*i);

    Hx{i}=[H(esc(i))+invB(esc(i)).*Hc(esc(i)).*invB(esc(i)) 0;0
    Hc(esc(i))+invB(esc(i)).*H(esc(i))./invB(esc(i))];

    Hv{i}=[Hfd2d(esc(i)) Hfd2d(esc(i)) Hfd2d(esc(i)) Hfd2d(esc(i))
    Hfc2d(esc(i)) Hfc2d(esc(i)) Hfc2d(esc(i)) Hfc2d(esc(i)) 0
    invB(esc(i)).*H(esc(i))+invB(esc(i)).*Hc(esc(i)); Hfd2c(esc(i))
    Hfd2c(esc(i)) Hfd2c(esc(i)) Hfd2c(esc(i)) Hfc2c(esc(i)) Hfc2c(esc(i))
    Hfc2c(esc(i)) Hfc2c(esc(i))
    invB(esc(i)).*H(esc(i))+invB(esc(i)).*Hc(esc(i)) 0];

end;

```

```

% hallamos la capacidad utilizando la formula hallada

for i=1:Nsubp,
Cx{i}= cov(Mx(:, :, i));
Cv{i}= cov(Mv(:, :, i));
end;

for i=1:1602,
  compX{i}=Hx{i}*Cx{i}*(Hx{i}.');
  compV{i}=Hv{i}*Cv{i}*(Hv{i}.');
end;

for i=1:Nsubp,

detKx(i) = det(compX{i});

detKv(i) = det(compV{i});

Bits(i) =abs( 0.5*log((abs(detKx(i)+detKv(i)))/abs(detKv(i)))));

%bits / simbolo por cada subportadora

end;

Bitst=Ts*Bits; %bits /seg por subportadora

Capt=sum(Bitst);% Suma de capacidades de cada subportadora, capacidad
total

figure;
plot(Bitst);
title('capacidad en bits por subportadora');
xlabel('numero de subportadora');
ylabel('capacidad por portadora(bits)');
grid on;

%=====
% SEGUNDA SOLUCION: USO DE SEÑAL RECIBIDA EN MODO DIFERENCIAL
%=====

%%%%%%%%% PRIMER EXPERIMENTO f = 138 KHz %%%%%%%%%

%numero de pares en el multiplex
Npares = 5;
%numero de subportadoras
N = 16;
%Frecuencia de muestreo
Fs = 4000;
% Tiempo de muestreo
T = 1/Fs;
%Duracion de la simulación
Duracion = 200*T; %
%definimos la escala del tiempo

```



```
end;

%matriz del total de todas las señales del par j
totalt(j,:)=sum(senalt,1);

end;

% Grafica de todas las portadoras del ultimo par en funcion del tiempo

figure;
plot(t,senalt);
title('Portadoras del último par en funcion del tiempo');
xlabel('Tiempo (s)');
ylabel('Amplitud(v)');
grid on;

% Grafica de la suma de todas las portadoras del ultimo par en funcion
del
% tiempo

figure;
plot(t,totalt(Npares,:));
title('Suma de todas las portadoras del último par');
xlabel('tiempo (s)');
ylabel('Amplitud(v)');
grid on;

% longitud de señal
Lon = 1000;

% numero de pasos para graficar
NP = 1024;

for i=1:Npares,

totalf(i,:) = fft(totalt(i,:),NP)/Lon;

end;

% frecuencias para graficar 16 tonos
fr = fini:134.765625:fini+134.765625*511;
```

```

% Grafica el espectro de suma de señales

figure;
plot(fr,abs(totalf(1,(1:NP/2)))));
title('Espectro de señal enviada');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Amplitud(v)');
grid on;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%Calculo de salidas:%%%

%Cambiar escala para 512 pasos

for i=1:512,
    esc(i)=round(i/32)+33;
end;

%Calculo de salida en modo diferencial y comun:

for i=1:512,

Ydf(i) = ( H(esc(i)) + invB(esc(i))*Hc(esc(i))*invB(esc(i))
)*totalf(1,i) + Hfd2d(esc(i))*totalf(2,i)+ Hfd2d(esc(i))*totalf(3,i)+
Hfd2d(esc(i))*totalf(4,i)+ Hfd2d(esc(i))*totalf(5,i);

Ydf(i) = awgn(Ydf(i),140);

Ycf(i) = ( invB(esc(i))*H(esc(i)) + invB(esc(i))*Hc(esc(i))
)*totalf(1,i) + Hfd2c(esc(i))*totalf(2,i)+ Hfd2c(esc(i))*totalf(3,i)+
Hfd2c(esc(i))*totalf(4,i)+ Hfd2c(esc(i))*totalf(5,i);

Ycf(i) = awgn(Ycf(i),140);

end;

%Grafica de señal recibida en DM y CM

figure;
plot(fr,abs(Ydf),fr,abs(Ycf));
title('Señal recibida DM y CM');
legend('DM','CM');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Amplitud(v)');
grid on;

% Grafica de señal recibida en DM y CM en escala decibelica

figure;
plot(fr,10*log10(abs(Ydf)),fr,10*log10(abs(Ycf)) );
title('Señal recibida DM Y CM');
legend('PSD DM','PSD CM');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('PSD (dBm/Hz)');
grid on;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%% SEGUNDO EXPERIMENTO f = 7 MHz %%%%%%%%%

```

```

%numero de pares en el multiplex

```

```

Npares = 5;

```

```

%numero de subportadoras

```

```

N = 16;

```

```

%Frecuencia de muestreo

```

```

Fs = 100000;

```

```

% Tiempo de muestreo

```

```

T = 1/Fs;

```

```

%Duracion de la simulación

```

```

Duracion = 200*T; %

```

```

%definimos la escala del tiempo

```

```

t=0:1/Fs:Duracion;

```

```

fini=7003501;% Frecuencia de inicio para simulacion (de acuerdo a
variable f)

```

```

A=[];

```

```

theta=[];

```

```

senalt=[];

```

```

totalt=[];

```

```

for j=1:Npares,

```

```

    for i=1:N,

```

```

        fc=fini+4312.5*i; %frecuencia central para cada subportadora

```

```

        %datos en binario

```

```

        I1(i)=round(rand);

```

```

        I2(i)=round(rand);

```

```

        Q1(i)=round(rand);

```

```

        Q2(i)=round(rand);

```

```

        if I1(i)==1

```

```

            if I2(i)==1

```

```

                I(i)=3;

```

```

            else

```

```

                I(i)=1;

```

```

            end;

```

```

        else

```

```

            if I2(i)==1

```

```

                I(i)=-3;

```

```

            else

```

```

                I(i)=-1;

```

```

            end;

```

```

        end;

```

```

        if Q1(i)==1

```

```

            if Q2(i)==1

```

```

                Q(i)=3;

```

```

            else

```

```

        Q(i)=1;
    end;
else
    if Q2(i)==1
        Q(i)=-3;
    else
        Q(i)=-1;
    end;

end;

A(i)=sqrt(I(i)^2+Q(i)^2);

theta(i)=atan(I(i)/Q(i));

senalt(i,:)=A(i)*sin(2*pi*fc*t+theta(i)); % señal modulada por
cada                                     %simbolo

end;

%matriz del total de todas las señales del par j
totalt(j,:)=sum(senalt,1);

end;

% Grafica de todas las portadoras del ultimo par en funcion del tiempo

figure;
plot(t,senalt);
title('Portadoras del ultimo par en funcion del tiempo');
xlabel('Tiempo (s)');
ylabel('Amplitud(v)');
grid on;

% Grafica de la suma de todas las portadoras del ultimo par en funcion
del
% tiempo

figure;
plot(t,totalt(Npares,:));
title('Suma de todas las portadoras del ultimo par');
xlabel('tiempo (s)');
ylabel('Amplitud(v)');
grid on;

```



```

% longitud de señal

Lon = 1000;

% longitud señal en potencia de 2

NP = 1024;

for i=1:Npares,

totalf(i,:) = fft(totalt(i,:),NP)/Lon;

end;

%frecuencias para graficar 16 tonos

fr=fini:134.765625:fini+134.765625*511;

% Grafica el espectro de suma de señales

figure;
plot(fr,2*abs(totalf(1,(1:NP/2))));
title('Espectro de señal enviada');
xlabel(' Frecuencia (Hz)');
ylabel('Amplitud(v)');
grid on;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%Calculo de salidas:%%%

%Cambiar escala para 512 pasos

for i=1:512,
    esc(i)=round(i/32)+1625;
end;

%Calculo de salida en modo diferencial y comun:

for i=1:512,

Ydf(i) = ( H(esc(i)) + invB(esc(i))*Hc(esc(i))*invB(esc(i))
)*totalf(1,i) + Hfd2d(esc(i))*totalf(2,i)+ Hfd2d(esc(i))*totalf(3,i)+
Hfd2d(esc(i))*totalf(4,i)+ Hfd2d(esc(i))*totalf(5,i);

Ydf(i) = awgn(Ydf(i),80);    % se inyecta ruido blanco

Ycf(i) = ( invB(esc(i))*H(esc(i)) + invB(esc(i))*Hc(esc(i))
)*totalf(1,i) + Hfd2c(esc(i))*totalf(2,i)+ Hfd2c(esc(i))*totalf(3,i)+
Hfd2c(esc(i))*totalf(4,i)+ Hfd2c(esc(i))*totalf(5,i);

Ycf(i) = awgn(Ycf(i),80);    % se inyecta ruido blanco

end;

```

```
%Grafica de señal recibida en DM y CM
```

```
figure;  
plot(fr,abs(Ydf),fr,abs(Ycf));  
title('Señal recibida DM y CM');  
legend('DM','CM');  
xlabel('Frecuencia (Hz)');  
ylabel('Amplitud(v)');  
grid on;
```

```
% Grafica de señal recibida en DM y CM en escala decibelica
```

```
figure;  
plot(fr,10*log10(abs(Ydf)),fr,10*log10(abs(Ycf)) );  
title('Señal recibida DM Y CM');  
legend('PSD DM','PSD CM');  
xlabel('Frecuencia (Hz)');  
ylabel('PSD (dBm/Hz)');  
grid on;
```

ANEXO B: FUNCION DE BALANCE

Según estudios acerca de la función de Balance [17] realizaremos un breve análisis sobre su obtención empíricamente y sus implicaciones.

Haciendo un estudio de las fugas, que se dan de un Modo a otro, tenemos las siguientes: LCL (Longitudinal Conversion Loss) y TCL (Transverse Conversion Loss) sirven para medir el grado de desequilibrio en un extremo del cable y por lo tanto pueden ser pertinentes en caso de entrada de RFI al módem. LCTL (Longitudinal Conversion Transfer Loss) y TCTL (Transverse Conversion Transfer Loss) evalúan los efectos no deseados que atenúan la línea y estos deben caracterizar las situaciones que se dan en el extremo lejano de la línea.

EXPERIMENTACION

Dos tipos diferentes de cable se han medido experimentalmente los cuales se detallan a continuación:

- 1.- La capa del cable entre la oficina central y las instalaciones del cliente.
- 2.- En los cables de la casa: se utilizo un cable sin blindaje, cable trenzado, con una longitud de 30m. El cable fue organizado directamente por toda la instalación de la casa.

En la siguiente figura se muestra que dependiendo del parámetro que es medido, los 4 puertos de los 2 BALUNS están conectados tanto en la entrada como en la salida de la red analizada o en los terminales para las impedancias

apropiadas para su estudio. Esto es vital para las mediciones de Balance entre los puertos que están terminados correctamente.

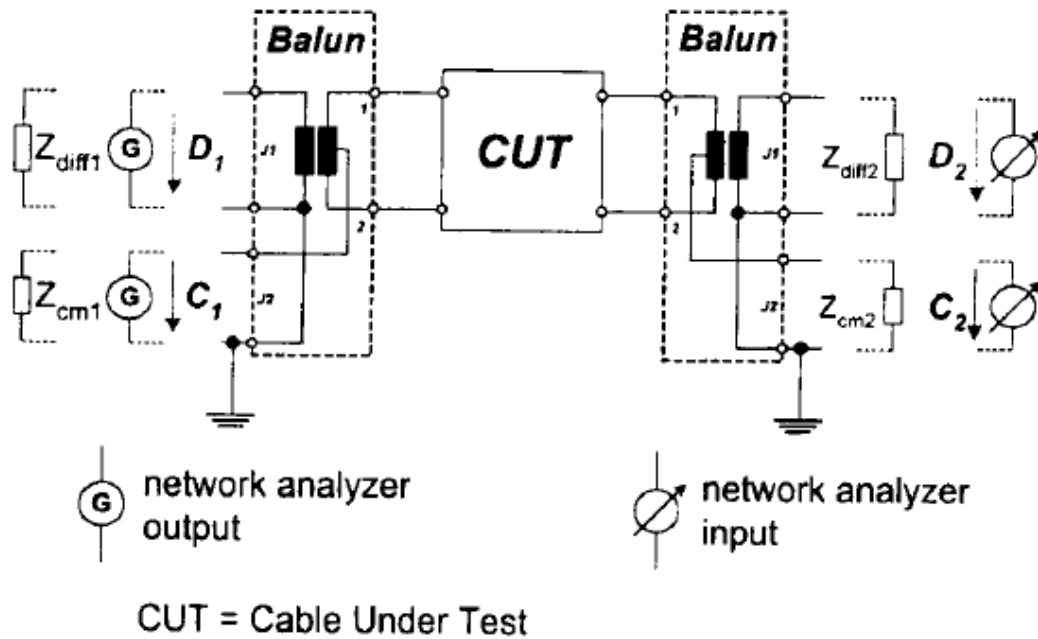


Figura B. 1 Dispositivo de medición de simetría

Con este esquema planteado se procede a realizar las mediciones para hallar LCTL y TCTL, tanto en la parte interna como en la externa de la instalación:

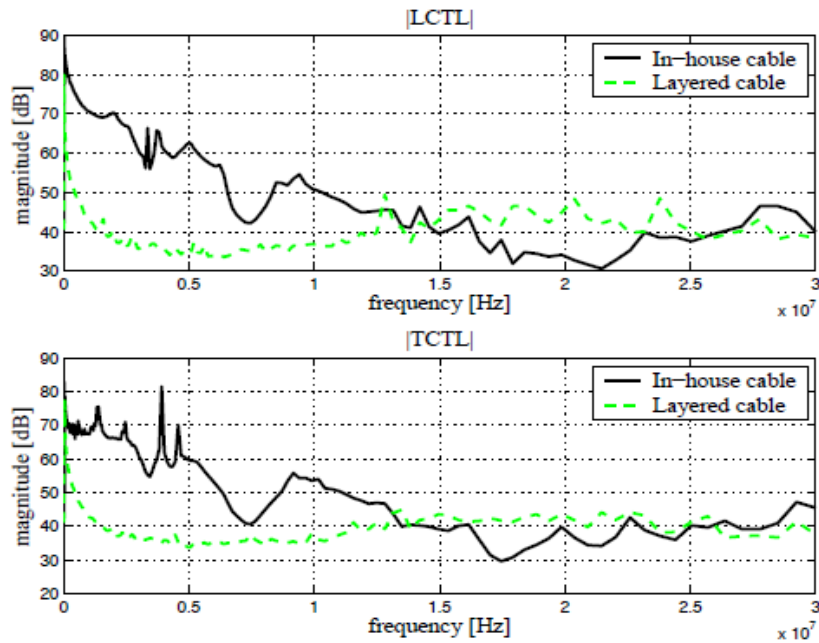


Figura B. 2 Mediciones LCTL, TCTL.

A partir de estas mediciones (para TCTL) se han encontrado las funciones de balance [6][8]:

$$\begin{aligned}
 \text{TCTL} &= \text{LCTL} = \text{TCL} = \text{LCL} = \text{MTFCM}(f) = B(f) \\
 &= \begin{cases} \sqrt{10^5} & , 0 < f \leq 150 \text{ khz} \\ \sqrt{10^5 \cdot (150\text{khz}/f)^{1.5}} & , 150\text{khz} \leq f \leq 30\text{Mhz} \end{cases}
 \end{aligned}$$

Estas funciones serán utilizadas para nuestro estudio, de la simulación realizada podemos verificar que las mismas se cumplen hasta los 17 Mhz aproximadamente, para nuestro estudio se requerirá analizar hasta los 12 Mhz, por lo que la reescribiremos de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 \text{TCTL} &= \text{LCTL} = \text{TCL} = \text{LCL} = \text{MTFCM}(f) = B(f) \\
 &= \begin{cases} \sqrt{10^5} & , 0 < f \leq 150 \text{ kHz} \\ \sqrt{10^5 \cdot (150 \text{ kHz}/f)^{1.5}} & , 150 \text{ kHz} \leq f \leq 12 \text{ MHz} \end{cases}
 \end{aligned}$$

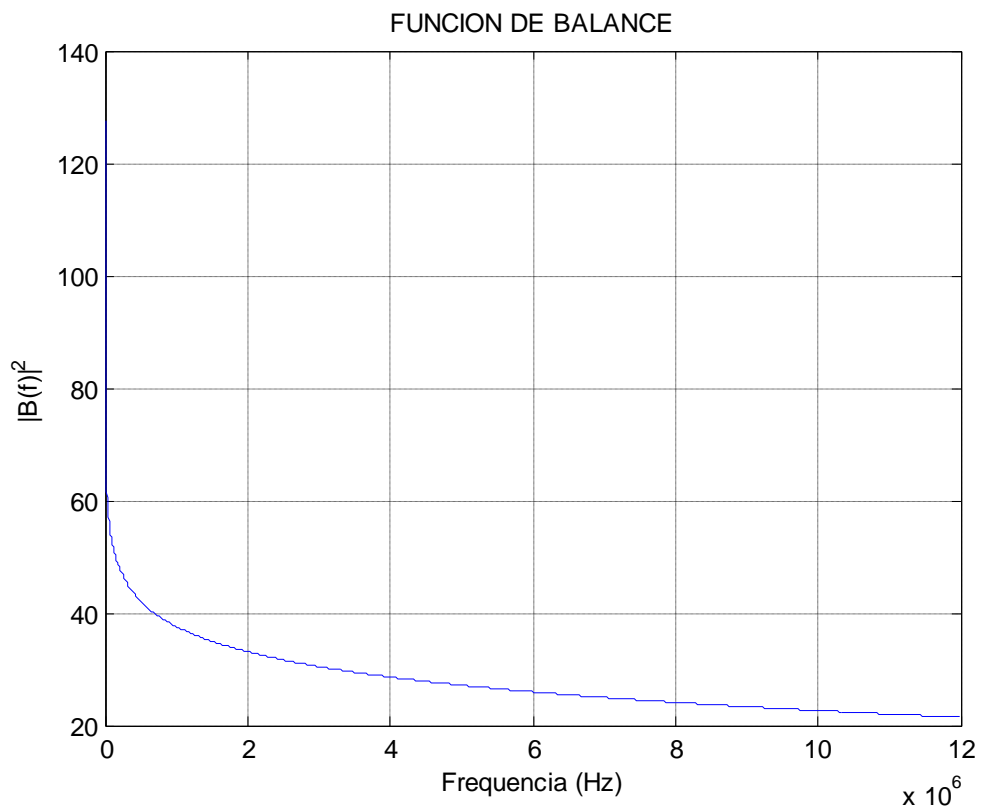


Figura B. 3 FUNCION DE BALANCE

ANEXO C: CORRELACION DM Y CM

A continuación se explicara con mayor detalle lo referente a la correlación existente entre los modos común y diferencial, esto basado en la información obtenida [12][18].

El balance de una línea de transmisión refleja su habilidad para prevenir que señales diferenciales fuguen al camino longitudinal (balance metálico) y viceversa, es decir la habilidad para prevenir que señales longitudinales acoplen en acoplen en caminos metálicos (balance longitudinal).

Mientras mayor sea el balance, mayor será la habilidad para eliminar el acople no deseado. El balance se reduce a mayor frecuencia y aumenta con el trenzado de los cables. A altas frecuencias en DSL el balance puede reducirse a 30 dB, en VDSL, de mayores frecuencias el balance puede bajar más aún.

Este estudio [12] se analiza la correlación entre las señales del modo común y modo diferencial, causadas por el ingreso de interferencia por radio frecuencia (RFI). Se analizan los resultados en el dominio del tiempo con la medición de ingreso de RFI. Esto sugiere que la señal de CM puede proporcionar información que sería de utilidad en la lucha contra el impacto de RFI en la señal de DM.

Para llegar a estas afirmaciones se realizo el siguiente experimento:

Experimento

La siguiente figura muestra un diagrama de bloques de la instalación experimental:

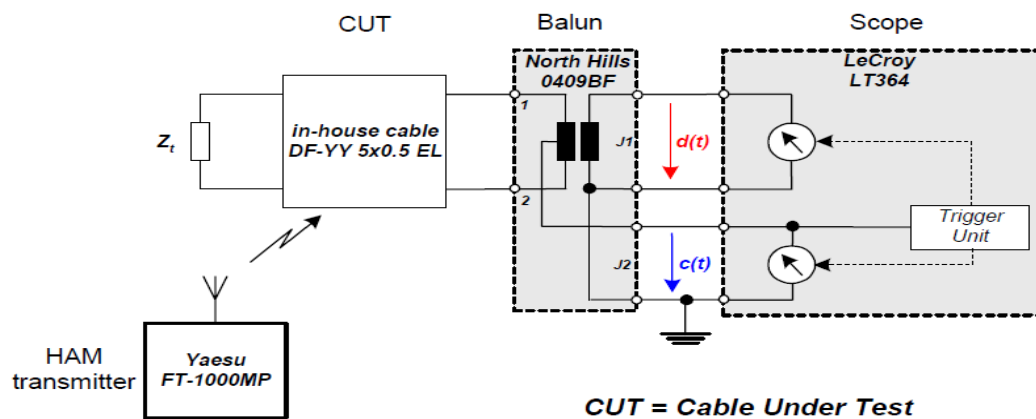


Figura C. 1 Diagrama de bloques

El cable bajo prueba (CUT) es un típico cable de casa (tipo: DF-AA 5x0.5EL, no es blindado, no es trenzado) utilizado con frecuencia. Está situado aproximadamente a 10 metros de la antena de radio aficionado. La geometría de la instalación, como se muestra en la Figura 2, ha sido elegida para adaptarse a las condiciones en el lugar de medición no destinada a todos los niveles de ingreso es decir lugares de difícil acceso. El cable es terminado en un extremo con $Z_t = 135 \Omega$. El otro extremo está conectado a un balun que extrae a la señal del CM $c(t)$ y la señal del DM $d(t)$.

La grabación de los datos se inicia para que superen un determinado nivel de tensión en la entrada de CM. Con el fin de aumentar el tiempo de grabación, la frecuencia de muestreo del campo de aplicación se reduce a 14.041MHz. El transmisor HAM, que trabajan en modo Morse, genera una secuencia de

pulsos de onda continua (CW), con una frecuencia portadora $f(s)$ de 1M Samples/s y un pico de potencia (PEP) de 100W. Hay un Sub-muestreo intencional a un tono de 14,041 MHz a 1M samples/s que da como resultados en un tono de 41-kHz que esta distorsionado por todos los componentes en múltiplos de $1 \text{ kHz} \pm 41 \text{ MHz}$, que existen dentro del ámbito de aplicación de medición de ancho de banda de 0-25 Mhz.

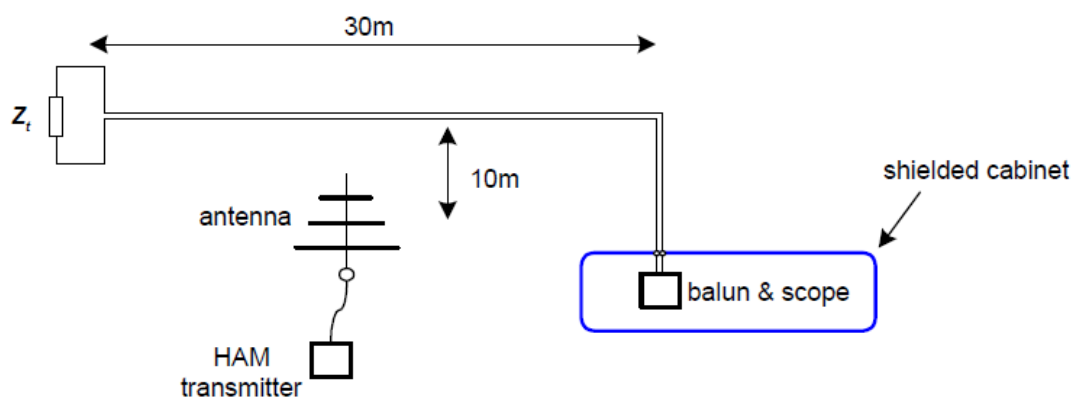


Figura C. 2 Instalación experimental

A continuación se muestra una Grafica de las Señales de CM Y DM en la cual se observan que están correlacionadas en el Tiempo.

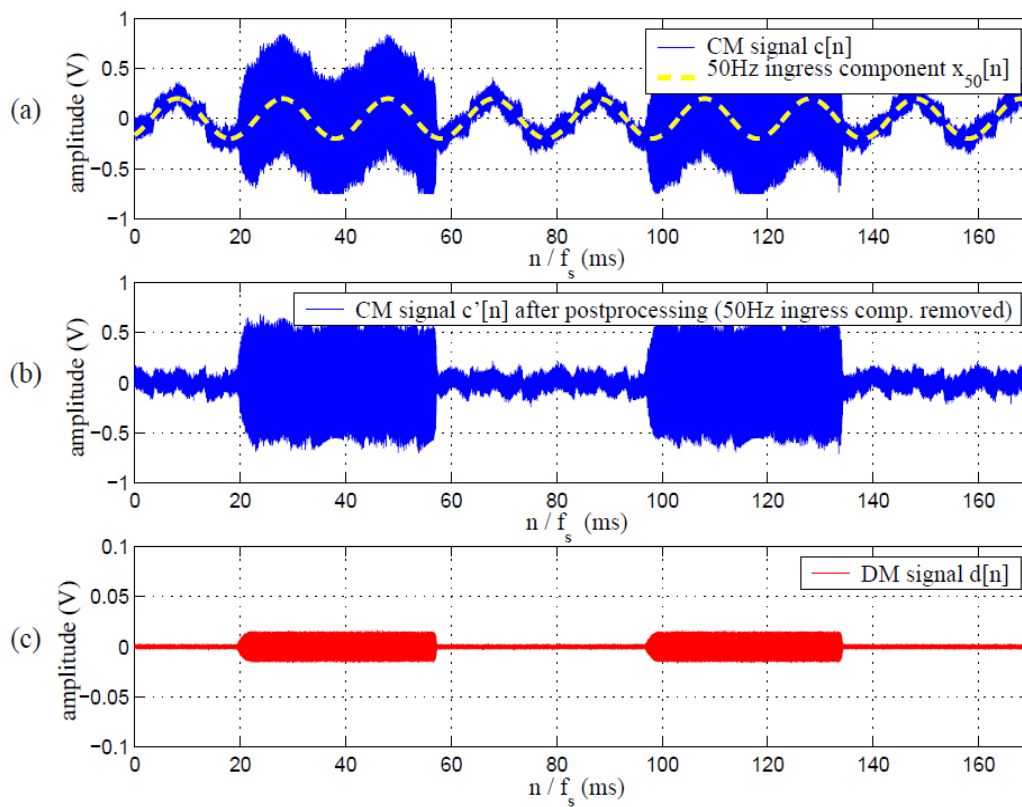


Figura C. 3 Medición CM y DM

Las mediciones en el dominio de tiempo muestran que existe una fuerte correlación entre las señales de CM y las señales de DM. Por lo tanto, nosotros utilizaremos dicha correlación para predecir el comportamiento aproximado del ruido que ingresa en DM midiendo el acoplado en CM.

ANEXO D: DEDUCCION DE FORMULAS DE TEORIA DE LA INFORMACION

A continuación se detalla la deducción de las formulas utilizadas en el capítulo 4.

PRIMERA DEMOSTRACION

Calcularemos la información mutua en términos de la entropía a partir de su definición:

$$I(X;Y) = h(Y) - h(Y|X)$$

$$= h(Y) - h(X + Z|X)$$

$$= h(Y) - h(Z|X)$$

$$= h(Y) - h(Z)$$

SEGUNDA DEMOSTRACION

Para una distribución normal multivariante X_1, X_2, \dots, X_n la densidad de probabilidad viene dada por:

$$f(x) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi})^n |K|^{\frac{1}{2}}} e^{-\frac{1}{2}(x-\mu)^T K^{-1}(x-\mu)}$$

Y la entropía se define como:

$$\begin{aligned}
h(f) &= - \int f(x) \left[-\frac{1}{2} (x - \mu)^T K^{-1} (x - \mu) - \ln(\sqrt{2\pi})^n |K|^{\frac{1}{2}} \right] dx \\
&= \frac{1}{2} E \left[\sum_{i,j} (x_i - \mu_i) (K^{-1})_{ij} (x_j - \mu_j) \right] + \frac{1}{2} \ln(2\pi)^n |K| \\
&= \frac{1}{2} E \left[\sum_{i,j} (x_i - \mu_i) (x_j - \mu_j) (K^{-1})_{ij} \right] + \frac{1}{2} \ln(2\pi)^n |K| \\
&= \frac{1}{2} \sum_{i,j} E [(x_j - \mu_j) (x_i - \mu_i)] (K^{-1})_{ij} + \frac{1}{2} \ln(2\pi)^n |K| \\
&= \frac{1}{2} \sum_j \sum_i K_{j,i} (K^{-1})_{ij} + \frac{1}{2} \ln(2\pi)^n |K| \\
&= \frac{1}{2} \sum_j (KK^{-1})_{jj} + \frac{1}{2} \ln(2\pi)^n |K| \\
&= \frac{1}{2} \sum_j I_{jj} + \frac{1}{2} \ln(2\pi)^n |K| \\
&= \frac{n}{2} + \frac{1}{2} \ln(2\pi)^n |K| \\
&= \frac{1}{2} \ln(2\pi e)^n |K| \text{ nats} \\
&= \frac{1}{2} \log(2\pi e)^n |K| \text{ bits}
\end{aligned}$$

Entonces tenemos que:

$h(x_1, x_2, \dots, x_n) = \frac{1}{2} \log(2\pi e)^n |K|$ Bits, donde $|K|$ denota el determinante de K , la matriz de covarianzas de X

TERCERA DEMOSTRACION

Hallaremos la capacidad en términos de las covarianzas de las matrices involucradas:

$$I(X_1, X_2, \dots, X_n; Y_1, Y_2, \dots, Y_n) = h(Y_1, Y_2, \dots, Y_n) - h(V_1, V_2, \dots, V_n)$$

$$h(Y_1, Y_2, \dots, Y_n) = \frac{1}{2} \log((2\pi e)^n |K_X + K_V|)$$

$$h(V_1, V_2, \dots, V_n) = \frac{1}{2} \log((2\pi e)^n |K_V|)$$

Entonces:

$$I(X_1, X_2, \dots, X_n; Y_1, Y_2, \dots, Y_n) = \frac{1}{2} \log((2\pi e)^n |K_X + K_V|) - \frac{1}{2} \log((2\pi e)^n |K_V|)$$

$$C = \max_{f(x): E x^2 \leq P} \frac{1}{2} \log \frac{|K_X + K_V|}{|K_V|}$$

ANEXO E: BREVE EXPLICACION MATRIZ DE COVARIANZAS

Para realizar la primera solución se tomará en cuenta el sistema como normal multivariante, es decir que está formado por varias distribuciones normales unidimensionales. Gracias a esto la distribución normal multivariante tiene covarianza conjunta llamada matriz de covarianzas.

Si las entradas del vector-columna:

$$X = \begin{bmatrix} X_1 \\ \vdots \\ X_n \end{bmatrix}$$

Son variables aleatorias, cada una con varianza finita, entonces la matriz de covarianza Σ es la matriz cuya entrada (i, j) es la covarianza:

$$\Sigma_{ij} = E[(X_i - \mu_i)(X_j - \mu_j)]$$

Donde:

$$\mu_i = E(X_i)$$

Es el valor esperado de la entrada i -ésima del vector X . En otras palabras, tenemos

$$\Sigma = \begin{bmatrix} E[(X_1 - \mu_1)(X_1 - \mu_1)] & E[(X_1 - \mu_1)(X_2 - \mu_2)] & \dots & E[(X_1 - \mu_1)(X_n - \mu_n)] \\ E[(X_2 - \mu_2)(X_1 - \mu_1)] & E[(X_2 - \mu_2)(X_2 - \mu_2)] & \dots & E[(X_2 - \mu_2)(X_n - \mu_n)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[(X_n - \mu_n)(X_1 - \mu_1)] & E[(X_n - \mu_n)(X_2 - \mu_2)] & \dots & E[(X_n - \mu_n)(X_n - \mu_n)] \end{bmatrix}$$

BIBLIOGRAFÍA

1. Cioffi J. M., Mallory M., and Bingham J., "Analog RF Cancellation with SDMT," ANSI Contribution T1E1.4/96-084, 1996. pp. 2-4.
2. Thomas Magesacher, Per Odling, and Per Ola Borjesson "Adaptive Interference Cancellation using Common – Mode Information in DSL", Department of Information Technology, Lund University Sweden Marzo 2000, pp.1-4.
3. Magesacher T., Odling P., Nordström T., Lundberg T., Isaksson M., and Borjesson P. O., "An Adaptive Mixed-Signal Narrowband Interference Canceller for Wireline Transmission Systems," in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, Sydney, Australia, May 2001, vol. IV, pp. 450–453.
4. Odling P., Borjesson P. O., Magesacher T., and Nordström T., "An Approach to Analog Mitigation of RFI," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 20, no. 5, June 2002, pp. 974–986.
5. Magesacher T., Odling P, Borjesson Per Ola *and Tomas Nordström* EXPLOITING THE COMMON-MODE SIGNAL IN xDSL, Department of Information Technology, Lund University, Viena- Austria, Febrero 2000, pp 1217-1220.
6. Kamkar-Parsi Homayoun, Bouchard Martin, Senior Member, IEEE, Bessens Gilles, and Yeap Tet H. "A Wideband Crosstalk Canceller for xDSL Using Common-Mode Information" IEEE Transactions on communications, Vol. 53, NO. 2, February 2005, pp 238-242.

7. Kamkar-Parsi Homayoun, Gilles Bessens, Bouchard Martin and Yeap Tet H. "Wideband crosstalk interference cancelling on xdsl using adaptive signal processing and common mode signal" 2004 IEEE, pp.1045-1047.
8. Le Nir Vincent, Moonen Marc "Study and optimisation of the common mode exploitation for xDSL application", marzo 2002, pp. 1-14.
9. UIT-T G.993.2 Transceptores de línea de abonado digital de velocidad muy alta 2, IEEE Communications, febrero 2006, pp. 12-128.
10. Cover T. M. and Thomas J. A., "Elements of Information Theory", John Wiley and Sons, ISBN 0-471-06259-6, 1991.
- 11.. Van den Brink Rob F.M. ETSI STC TM6 Cable reference models for simulating metallic access networks, Suiza, 1998, pp. 3-20.
12. Magesacher Thomas, ETSI TM6 on the Correlation between Common-Mode and Differential-Mode Signals, Suiza, sept 2001, pp. 2-5.
13. Van den Brink Rob F.M., ETSI STC TM6 Laboratory Performance tests for xDSL systems, Francia, feb. 2001, pp. 15.
14. Galli, *Member, IEEE*, and Kenneth J. Kerpez Stefano, *Senior Member, IEEE* "Methods of Summing Crosstalk From Mixed Sources—Part I: Theoretical Analysis ", IEEE Transactions on communications, Vol. 50, NO. 3, marzo 2002, pp. 453-456.
15. Galli, *Member, IEEE*, and Kenneth J. Kerpez Stefano, *Senior Member, IEEE* "Methods of Summing Crosstalk From Mixed Sources—Part II: Performance Results" IEEE Transactions on communications, Vol. 50, NO. 4, marzo 2002, pp. 601-604.

16. Golden Philip, Dedieu Hervé, Jacobsen Krista “Fundamentals of DSL technology” (libro), Auerbach publications, Boca de Raton EU, 2006, pp. 164-173.
17. Magesacher T., Henkel W., Tauböck G., Nordström T., “Cable Measurements Supporting Future DSL Technologies”, Noviembre 1998, pp. 6-8.
18. Starr, Cioffi, Silverman “Understanding Digital Subscriber Line Technology”(libro), 1999, pags. 84-85