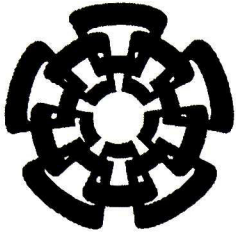


CT-870-221
DOW: 7015



Centro de Investigación y de Estudios Avanzados
del Instituto Politécnico Nacional
Unidad Guadalajara

Propuesta de Sistema OPLAT de Banda Ancha con Modulación OFDM.

Tesis que presenta:

Jose Alberto Del Puerto Flores

para obtener el grado de:

Maestro en Ciencias

en la especialidad de:

Ingeniería Eléctrica

Directores de Tesis

Dr. José Luis Alejandro Naredo Villagrán

Dr. Ramón Parra Michel

CINVESTAV del IPN Unidad Guadalajara, Guadalajara, Jalisco, Diciembre de 2014.

CINVESTAV
IPN
ADQUISICION
LIBROS

CLASIF..	CT00771
ADQUI..	CT-890-551
FECHA:	09-09-2015
PROCED..	200.2015
\$	

2015

Propuesta de Sistema OPLAT de Banda Ancha con Modulación OFDM.

**Tesis de Maestría en Ciencias
Ingeniería Eléctrica**

Por:

Jose Alberto Del Puerto Flores
Ingeniero Electrónico

Instituto Tecnológico de Minatitlán 2007-2011

Becario de CONACYT, expediente no. 280232

Directores de Tesis

Dr. José Luis Alejandro Naredo Villagrán
Dr. Ramón Parra Michel

Resumen

Hoy en día los sistemas OPLAT (Onda Portadora por Líneas de Alta Tensión) de transmisión de datos, han perdido el gran impacto con que contaban hace pocos años, esto debido a que las tasas de transmisión de los sistemas OPLAT convencionales se quedaron muy por debajo de las ofrecidas por las nuevas tecnologías (fibra óptica, medios inalámbricos, etc...), sin embargo, las grandes infraestructuras de las redes eléctricas provocan la necesidad de contar con un sistema de comunicación con desempeño aceptable de respaldo entre las terminales. En este trabajo de tesis, se presenta la propuesta de adecuar la técnica de OFDM (*“Orthogonal frequency-division Multiplexing”*, Multiplexación Por División De Frecuencias Ortogonales) para lidiar con el canal PLC (*“Power Line Carrier”*, Portadora por Línea de Potencia), en el sentido de ser tratado como un canal selectivo en frecuencia. El uso de la modulación OFDM en los datos resulta factible para incrementar la eficiencia espectral haciendo uso de todo el ancho de banda típico de sistemas PLC, incrementando la capacidad de transmisión del mismo, en contraste con los sistemas OPLAT encontrados en el estado del arte.

Con el propósito de evaluar el desempeño del esquema de modulación OFDM y su mejora, denominada OFDM Spread, se hizo uso del análisis modal para modelar las respuesta en frecuencia del canal PLC y el ruido corona presente en líneas de alto voltaje, los cuales se implementaron en una plataforma de simulación del sistema OPLAT en su representación compleja pasa banda (transmisor-canal-receptor) en Matlab-Simulink®. Específicamente se analiza el caso de los acoplamientos típicos en los sistemas PLC descritos en el estado del arte. Los resultados de simulación en términos de BER (*“Bit Error Rate”*, Tasa de Error Binario), muestran que el sistema propuesto alcanza un alto desempeño en términos de eficiencia espectral, y un incremento sustancial en la capacidad de transmisión de bits.

Abstract

Nowadays, PLC (“Power Line Carrier”) systems of data transmission have lost great impact, which they had only a few years ago; this is partly due to the low transmission rate of these systems compared to the new emerging technologies (optic fiber, wireless systems, etc.). Nevertheless, the large electrical grid infrastructures still require an acceptable communication system between terminals. In this thesis work, we present a modification of the classic OFDM (“Orthogonal frequency division Multiplexing”) to deal with the PLC channel, in the sense of this channel being a frequency selective channel. The use of the OFDM modulation in the data results in a way to efficiently increase the use of the whole spectrum utilized in a PLC system, at the same time increasing the transmission capacity of the system, in contrast to some of the state of the art PLC systems.

With the purpose of evaluating the performance of the OFDM modulation scheme and its improvement, called OFDM Spread, we have used the modal analysis to model the frequency responses of the PLC channel and the corona noise present in high voltage lines, which were implemented in a simulation platform of the PLC system in its complex pass-band representation (transmissor-channel-receptor) in Matlab-Simulink®. We have analyzed the special case of the typical coupling in the PLC systems described in the state of art. The results in terms of the BER (“Bit error rate”) show that the proposed system achieves a high performance in terms of spectral efficiency, and a substantial increase in the data transmission capacity.

Agradecimientos

Con dedicatoria especial a mis padres Dunstano y Guillermina por siempre apoyarme en mis decisiones y el gran amor que me brindan.

A Dios, por haber estado a mi lado en los momentos buenos y malos; mostrándome lo que puedo lograr con trabajo.

A mis hermanos Elda, Martha y Dunstano por su amor, y siempre mostrar interés en mis logros; son mis ejemplos de vida.

A mis asesores de tesis, el Dr. José Luis Alejandro Villagrán y Dr. Ramon Parra Michel, por transmitirme sus conocimientos durante los cursos, consejos e interés en este trabajo, gracias hoy y siempre.

A mis amigos y compañeros de generación Reneé, Isabel, Armando, Carlos, David, Diego, Javier, Jean, Joel, Josué, Luis y Oliver, por acompañarme en esta travesía.

Agradezco a los compañeros de generación Tele 9: Fernando, Abisaí y Luis, por adoptarme en el grupo de trabajo y hacer más placentera mi estancia en el CINVESTAV.

A la pareja de profesores Dr. Julio Cesar y M.C. Lina Reyes; por su amistad y hacer más placentera mi estancia en Guadalajara.

A los profesores del tecnológico de Minatitlán: Elvia, Marcia Lorena y Raúl Antonio, por sus palabras de aliento y enseñanza.

Al Centro de investigación y Estudios Avanzados-IPN Unidad Guadalajara y profesores, por el alto nivel de enseñanza que brindan.

Agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo económico.

Contenido

Resumen	i
Abstract	iii
Agradecimientos	v
Índice de figuras	xi
Índice de tablas	xv
Acrónimos	xvii
Nomenclatura	xix
Capítulo 1	1
Introducción	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Enunciado del problema y motivación	2
1.3 Metodología	3
1.4 Objetivos	4
Capítulo 2	5
Bases para el modelado del canal en sistemas OPLAT	5
2.1 Cálculo de parámetros de línea	5
2.1.1 Matriz de capacitancia	5
2.1.2 Matriz de impedancia	6
2.2 Ecuaciones de línea	8
2.3 Solución modal de las ecuaciones de línea	8
2.4 Ruido presente en sistemas OPLAT-D	10
2.4.1 Fenómeno de corona	10
2.4.2 Modelado de ruido corona en frecuencia	10
2.4.3 Función de generación	15
2.5 Evaluación del análisis de ruido corona en la frecuencia	17
2.6 Observaciones del capítulo	20
Capítulo 3	21
Modelado del canal en sistemas OPLAT en líneas delta	21

3.1	Parámetros modales en líneas de transmisión con configuración Delta ...	21
3.2	Perdidas en líneas de transmisión Delta.....	22
3.3	Matrices de transformación de Clarke.....	25
3.3.1	Líneas Homogéneas.....	26
3.3.2	Línea Transpuesta.....	27
3.3.3	Calculo de pérdidas de inserción.....	28
3.3.4	Polos de cancelación modal.....	29
3.4	Método de Senn.....	30
3.5	Acoplamiento fase a fase.....	31
3.5.1	Línea con dos transposiciones.....	32
3.6	Observaciones del capítulo.....	34
Capítulo 4.....		35
Transmisión OFDM.....		35
4.1	Introducción.....	35
4.1.1	Canal de banda ancha para sistemas OPLAT.....	37
4.2	Principios básicos de OFDM.....	39
4.3	Demodulación OFDM.....	41
4.4	Implementación de OFDM mediante la IFFT/FFT.....	42
4.5	Inserción del prefijo cíclico.....	43
4.6	Modelo en el dominio de la frecuencia para transmisión OFDM.....	45
4.7	Selección de los parámetros básicos de OFDM.....	46
4.7.1	Espaciamiento de subportadoras OFDM.....	46
4.7.2	Número de subportadoras.....	47
4.7.3	Longitud de prefijo cíclico.....	47
4.8	OFDM Disperso.....	47
4.9	Estimación de canal.....	49
4.9.1	Mínimos cuadrados.....	50
4.10	Modelo para transmisión OFDM completo.....	52
4.11	Ventajas y problemas de OFDM.....	54

4.12 Implementación en MATLAB y Simulink del modelo de sistema OPLAT-OFDM	55
4.12.1 Transmisor	55
4.12.2 Modelo de generador de canal	56
4.12.3 Modelo del generador de ruido AWGN	57
4.12.4 Receptor	58
Capítulo 5	61
Simulaciones y resultados	61
5.1 Métricas de desempeño	61
5.2 Configuración de canal OPLAT	63
5.3 Resultados de simulaciones	63
5.3.1 Sistema OPLAT con modulación OFDM convencional	65
5.3.2 Sistema OPLAT con modulación OFDMS	66
5.3.3 Sistema OPLAT con precualización de canal en los datos	68
Capítulo 6	73
Conclusiones y trabajo futuro	73
6.1 Conclusiones	73
6.2 Trabajo futuro	75
Bibliografía	77
Apéndice A	81
Descripción del funcionamiento del entorno de simulación	81
A.1 Parámetros de inicialización	81
A.1.1 Parámetros directos	81
A.1.2 Parámetros indirectos	82
A.2 Arquitectura del transmisor	83
A.3 canal	85
A.4 Receptor	87

Índice de figuras

2.1 Aplicación método de imágenes	5
2.2 Fuente en derivación corona en el conductor k	11
2.3 Fuente de corona en un punto x	12
2.4 Principal esquema de medición	17
2.5 PSD de ruido corona medida de una línea de 400 KV, en mal tiempo (superior) y mal tiempo (inferior)	18
2.6 PSD calculada del ruido corona	19
2.7 a) PSD calculada del ruido corona en unidades de dB/Hz. b) PSD calculada del ruido corona en el rango de operación de PLC convencional.....	19
3.1 Ejemplo de acoplamiento en una línea sin transposición	26
3.2 Ejemplo de acoplamiento en una línea con una sola transposición	27
3.3 $A_s = 20 \log_{10} (x^2 - 6x - 3)/8 $ grafica en tres dimensiones	30
3.3b Mapa de contorno de $A_s = 20 \log_{10} (x^2 - 6x - 3)/8 $	31
3.4 Ejemplo de acoplamiento convencional	31
3.5a Acoplamiento c_1 fase-fase recomendado	32
3.5b Acoplamiento c_2 fase-fase complementario	32
3.5c Acoplamiento c_3 fase-fase	32
3.5d Acoplamiento c_4 suboptimo	32
3.6 Respuesta a línea transmisión para diferentes acoplamientos, para 300 y 100 ohms en resistencia de tierra respectivamente	33
4.1 (a) transmisión por portadora única de banda ancha, (b) transmisión por selección de frecuencias en el canal	36
4.2 Diferencia de asignación en tiempo y frecuencia de portadora única y FDMA	36
4.1 Selectividad en frecuencia del espectro de recepción para un canal con dos trayectorias: (a) $ \tau_1 - \tau_2 $ pequeña y $ h_1 \gg h_2 $, (b) $ \tau_1 - \tau_2 $ grande y $ h_1 \gg h_2 $, (c) $ \tau_1 - \tau_2 $ pequeña y $ h_1 \approx h_2 $, (d) $ \tau_1 - \tau_2 $ grande y $ h_1 \approx h_2 $	38
4.1 (a) Forma del pulso de subportadora, (b) espectro de subportadora	39

4.1 (c) Separación de subportadoras en OFDM	39
4.2 Esquema de modulación OFDM básico	40
4.3 Principio básico de la demodulación OFDM	41
4.4 Modulación OFDM por medio del procesamiento de la IFFT	42
4.5 Demodulación OFDM por medio de la FFT	43
4.6 Dispersión en tiempo de la señal	43
4.7 Inserción del prefijo cíclico	44
4.8 Modelo en la frecuencia de transmisión/recepción OFDM	45
4.9 Modelo del ecualizador en el receptor	45
4.10 Principio básico de modulación OFDMS	48
4.11 Principio básico de demodulación OFDMS	49
4.12 Malla tiempo-frecuencia con símbolos pilotos conocidos	50
4.13 Modelo para transmisión OFDM completo	52
4.14 Modelo para transmisión OFDM Spread completo	53
4.15 Diseño del transmisor OFDM	55
4.16 Modelo del generador de ruido completo	56
4.17 Modelo del generador de ruido AWGN	57
4.18 Modelo del generador de ruido corona limitado en banda	58
4.19 Modelo del receptor OFDM	58
4.20 Etapa de estimación de canal	59
4.21 Estimador lineal de canal	60
4.22 Estimador por expansión de bases del canal	60
5.1 Estructura del transmisor con preecualizado de canal	63
5.2 Modulación OFDM utilizando: 16 pilotos, 16 QAM, 256 FFT, BW de 500 KHz	65
5.3 Modulación OFDM Spread, 16 pilotos, 16 QAM, 256 FFT, BW de 500 KHz	66
5.4 Desempeño de acoplamiento uno, con los distintos esquemas de modulación	67

5.5 Modulación OFDM, con preecualizado de los datos OFDM, utilizando:16 pilotos, 64 QAM, 256 FFT, BW de 500 KHz	69
5.6 Modulación OFDM-Spread, con preecualizado de los datos OFDM utilizando: 16 pilotos, 64 QAM , FFT de 256 y BW de 500 KHz	70
5.7 Comparación de las modulaciones OFDM y OFDM Spread con preecualizado de datos para el acoplamiento uno, con la curva teórica de un canal AWGN utilizando: 16 pilotos, 64 QAM , FFT de 256 y BW de 500 KHz	71
5.8 Comparación del desempeño para las constelaciones 64QAM y 32QAM, utilizando OFDM Spread y OFDM convencional respectivamente	72
A.1 Arquitectura a bloques en Simulink® del transmisor	83
A.2 Arquitectura a bloques en Simulink® de la etapa de formación de símbolo OFDM	85
A.3 Arquitectura a bloques en Simulink® del Canal PLC	86
A.4 Arquitectura a bloques en Simulink® del Generador de ruido gaussiano	86
A.5 Arquitectura a bloques en Simulink® del Generador de ruido corona	86
A.6 Arquitectura a bloques en Simulink® del Receptor	87

Índice de tablas

1.1 Parámetros eléctricos y distribución geométrica de la línea eléctrica	17
3.1 Descripción de los acoplamientos y equivalentes de la figura 3.5	33
A.1 Parámetros directos del programa de inicialización	81
A.2 Parámetros directos para la simulación	82
A.3 Parámetros directos para la generación de canal	82
A.4 Parámetros secundarios para el programa de inicialización	82
A.5 Descripción de puertos de BitStream	84
A.6 Descripción de puertos Bit Converter	84
A.7 Descripción de puertos modulador QAM	84
A.8 Descripción de puertos IFFT/FFT	84
A.9 Descripción de puertos Symbol Assembly	84
A.10 Descripción de puertos Cyclic Prefix	85
A.11 Descripción de puertos Channel	85
A.12 Descripción de puertos AWGN	86
A.13 Descripción de puertos Noise Corona	86
A.14 Descripción de puertos Cyclic Remove	87
A.15 Descripción de puertos Demmapping	87
A.16 Descripción de puertos Estimador lineal	88
A.17 Descripción de puertos Estimador por bases	88
A.18 Descripción de puertos VAR	88
A.19 Descripción de puertos Ecualizer	88

Acrónimos

<i>A_c</i>	Acoplamiento
<i>AWGN</i>	Additive White Gaussian Noise
<i>BER</i>	Bit Error Rate
<i>CP</i>	Prefijo Cíclico
<i>DF</i>	Dominio De La Frecuencia
<i>DFT</i>	Discrete Fourier Transform
<i>DT</i>	Dominio Del Tiempo
<i>ECRM</i>	Error Cuadrático Relativo Medio
<i>EQ</i>	Equalizer
<i>FDMA</i>	Frequency Division Duplexing
<i>FFT</i>	Fast Fourier Transform
<i>FIR</i>	Finite Impulse Response
<i>HV</i>	Alto Voltaje
<i>IFT</i>	Inverse Fourier Transform
<i>ISI</i>	Intersymbol Interference
<i>MIMO</i>	Multiple Input Multiple Output
<i>MMSE</i>	Minimum Mean Square Error
<i>OFDM</i>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<i>OFDMA</i>	Orthogonal Frequency Multiple Access
<i>OFDMS</i>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing Extendido
<i>OPLAT</i>	Onda Portadora Por Línea De Alta Tensión
<i>OPLATD</i>	Onda Portadora Por Línea De Alta Tensión Digital
<i>PLC</i>	Power Line Carrier
<i>PSD</i>	Power Spectral Density
<i>QAM</i>	Quadrature Amplitude Modulation
<i>RF</i>	Radio Frecuencia
<i>SNR</i>	Signal To Noise Ratio
<i>TDMA</i>	Time Division Multiple Access

Nomenclatura

$x(t)$	Señal en el tiempo
$x[n]$	Señal discreta en tiempo
\mathbf{x}	Vector
\mathbf{X}	Matriz
\mathbf{X}^{-1}	Matriz inversa
\mathbf{X}^T	Matriz transpuesta
$\text{diag}(\mathbf{X})$	Matriz diagonal
Γ	Matriz de propagación
\mathbf{X}_m	Matriz en coordenadas modales
$\ \cdot\ $	Magnitud al cuadrado
$ \cdot $	Valor absoluto
$\hat{\cdot}$	Valor estimado
X_{ij}	Elemento de la i -ésima fila y j -ésima columna de \mathbf{X}
σ_e	conductividad del terreno (S/m)
μ_e	permeabilidad (H/m)
ϵ_e	permitividad (F/m)
γ	matriz diagonal $n \times n$ cuyos elementos son funciones de propagación modal.
\mathbf{U}	Matriz identidad
\mathbf{Y}	Matriz de admittancias de la línea
\mathbf{Z}	Matriz de impedancias de la línea
G	Funcion de generación de corriente corona
\mathbf{M}, \mathbf{N}	Matriz de tranformacion modal

Capítulo 1

Introducción

1.1 Antecedentes

Si bien la aplicación de Onda Portadora por Línea de Alta Tensión (OPLAT) o Portadora por Línea Eléctrica (PLC- Power Line Carrier), como sistemas de comunicación no es una novedad para la industria, los trabajos sobre el modelado de este son muy escasos. PLC remonta sus inicios a principios del siglo XX, donde una señal a 500 Hz en la línea eléctrica se utilizaba para controlar el alumbrado de la ciudad de New York. Las comunicaciones por líneas de potencia se dividen en dos categorías:

- Comunicaciones por líneas eléctricas de Alto Voltaje (HV, $v \geq 115 \text{ kV}$).
- Comunicaciones por líneas eléctricas de baja y media tensión (LV, $v \leq 240\text{V}$) (MV, 13 – 33kV).

En este trabajo nos enfocaremos en los sistemas de comunicaciones por líneas de alta tensión.

OPLAT es un sistema de comunicación que explota la línea eléctrica como canal de comunicación. La principal ventaja de las comunicaciones por líneas de potencia en comparación con otra infraestructura de comunicación por cable, es que esta ya se encuentra disponible. Por lo tanto los principales costos están siempre asociados a los equipos de terminación.

Sistemas PLC analógicos (aPLC) se utilizan generalmente para la transmisión de voz, protecciones y datos a baja velocidad de bits. La principal aplicación de un sistema aPLC

es una conexión telefónica entre estaciones remotas y el centro de control, lo cual representa una solución satisfactoria para la transmisión de datos con velocidades de bits bajas. Además, aPLC es utilizado en los sistemas de protección de las líneas eléctricas de alta tensión. Las tendencias actuales en comunicaciones PLC se basan en la combinación de aPLC con módems digitales en un solo sistema "PLC-Digital (dPLC)", esto presenta una solución interesante para velocidades de bits altas [1].

Las demandas de mayores velocidades de transmisión en los sistemas OPLAT requieren de un conocimiento de las características en alta frecuencia de la línea de HV. Como sabemos el modelo del canal es crucial para el desarrollo de sistemas dPLC modernos. El modelo de canal de las líneas eléctricas de HV con el que trabajaremos se basa en el análisis modal [2,3,4] ya que este enfoque toma en cuenta los parámetros dependientes de la frecuencia de operación de la línea.

1.2 Enunciado del problema y motivación

El diseño de sistemas de comunicación digitales a través de líneas áreas de alto voltaje, nombrado como "*onda portadora en línea de alta tensión digital*" (OPLAT-D), requiere del conocimiento sobre las características presentes a altas frecuencias en las líneas de transmisión. Estas características definen las condiciones de contorno para la transmisión de información, una de las intenciones de este trabajo de tesis es reproducir las principales características en las líneas de transmisión a altas frecuencias, obtenidas mediante simulaciones computacionales.

Debido a la función principal de las líneas de energía, estas no fueron diseñadas para comunicaciones, provocando una degradación de la información significativa en comparación con otros medios (cable coaxial, fibra óptica, etc.). El diseño de un sistema OPLAT-D con altas tasas de bits y la incorporación de nuevas técnicas de modulación, requieren de un modelo detallado del canal, que tome en cuenta la función de transferencia de la línea, su impedancia característica y las características del ruido presente. De aquí la necesidad de poder modelar y generar el canal para sistemas OPLAT-D. El trabajo presentado aborda este problema para posteriormente incorporar el esquema de modulación OFDM que permita su uso eficiente.

1.3 Metodología

Se propone en primer lugar un modelo adecuado del canal mediante, la determinación de las corrientes inducidas por efecto corona que suelen estar relacionadas con una función de excitación [5] pero que, en nuestro caso, haremos uso de una función de generación. La relación entre la función de excitación utilizada en el análisis de interferencias electromagnéticas y la generación empleada en el cálculo del ruido corona, predominante en las comunicaciones OPLAT, se describen en este trabajo. Debido a que las líneas de transmisión representan un sistema multiconductor, el análisis modal propuesto por L. M. Wedepohl [6], [7], [18] y [20] se utilizará para la determinación de las corrientes y tensiones del ruido corona en las terminales de las líneas.

Adicionalmente, se propone y analiza el uso del esquema de modulación OFDM a nuestro canal OPLAT: esto con el fin de incrementar su capacidad de transmisión. Se evalúa su eficacia en comparación con el esquema de modulación de portadora única de banda estrecha.

1.4 Objetivos

Objetivo General:

Modelar y simular el canal para sistemas OPLAT e incorporar el esquema de modulación OFDM de datos que permita incrementar la capacidad de transmisión.

Objetivos particulares:

- ✓ Incorporar el esquema de modulación OFDM al sistema OPLAT convencional con el fin de aumentar la capacidad de transmisión.
- ✓ Modelar el ruido presente en los sistemas OPLAT en Matlab-Simulink.
- ✓ Modelar la respuesta del canal OPLAT en Matlab-Simulink.
- ✓ Simular el sistema completo OPLAT en Matlab-Simulink.

Capítulo 2

Bases para el modelado del canal en sistemas OPLAT

2.1 Cálculo de parámetros de línea

2.1.1 Matriz de capacitancia

La matriz de capacitancia propia de una línea de transmisión aérea se puede considerar como una función de la geometría física de los conductores [2], [3], [4], [41] y [42]. Una configuración de n conductores, sobre un plano de tierra ideal, permite el uso del método de imágenes como se muestra en la figura 2.1 para su cálculo. El vector de potencial de los conductores con respecto al plano de tierra, debido a sus cargas es:

$$\mathbf{v} = \mathbf{P}\mathbf{q} \quad (2.1.1)$$

Donde \mathbf{v} es el vector de voltajes, \mathbf{q} es el vector de densidades de carga eléctrica y \mathbf{P} es la matriz de coeficientes potencial:

$$\mathbf{P} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \begin{bmatrix} \ln \frac{D_{11}}{r_1} & \dots & \ln \frac{D_{1n}}{d_{1n}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \ln \frac{D_{n1}}{d_{n1}} & \dots & \ln \frac{D_{nn}}{r_n} \end{bmatrix} \quad (2.1.2)$$

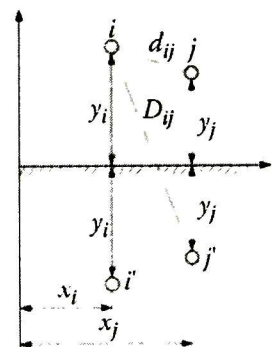


Fig.2.1 Aplicación del método de imágenes.

Donde ϵ_0 es la permitividad del aire, r_i es el radio del i esimo conductor,

$$D_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i + y_j)^2} \quad (2.1.3)$$

y

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2} \quad (2.1.4)$$

Cuando calculamos los parámetros eléctricos en una línea de transmisión con subconductores en haz, r_i es sustituido por el radio medio geométrico del haz:

$$R_{eq,i} = \sqrt[n]{nr_i(r_b)^{n-1}} \quad (2.1.5)$$

siendo n el número de subconductores, r_b el radio del haz y r_i el radio de cada subconductor.

Finalmente, la matriz de capacitancias es calculada invirtiendo la matriz de coeficientes de potencial:

$$\mathbf{C} = \mathbf{P}^{-1} \quad (2.1.6)$$

2.1.2 Matriz de impedancia

La matriz de impedancia es calculada a partir de las características geométricas y eléctricas de una línea de transmisión. En general, podemos descomponerla en cuatro términos [19] y [23]:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_g + \mathbf{Z}_e + \mathbf{Z}_c + \mathbf{Z}_{gw} \quad (2.1.6)$$

donde \mathbf{Z}_g depende solamente de la geometría de la línea; por lo tanto, es llamada impedancia geométrica la cual esta relaciona con la matriz de coeficientes de potencial de Maxwell \mathbf{P} de la siguiente manera [42]:

$$\mathbf{Z}_g = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \begin{bmatrix} \ln \frac{D_{11}}{r_1} & \dots & \ln \frac{D_{1n}}{d_{1n}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \ln \frac{D_{n1}}{d_{n1}} & \dots & \ln \frac{D_{nn}}{r_n} \end{bmatrix}; \quad (2.1.7)$$

\mathbf{Z}_e es la impedancia adicional debida a la conductividad finita del plano de tierra:

$$\mathbf{Z}_e = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \begin{bmatrix} \ln \frac{D'_{11}}{D_{11}} & \dots & \ln \frac{D'_{1n}}{D_{1n}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \ln \frac{D'_{n1}}{D_{n1}} & \dots & \ln \frac{D'_{nn}}{D_{nn}} \end{bmatrix} \quad (2.1.8)$$

y

$$D'_{ij} = \sqrt{(y_i - y_j + 2p)^2 + (x_i + x_j)^2} ; \quad (2.1.9)$$

la profundidad compleja p es dada por:

$$p = \sqrt{\frac{1}{j\omega\mu_e(\sigma_e + j\omega\varepsilon_e)}} \quad (2.1.10)$$

tal que σ_e , μ_e , y ε_e son la conductividad del terreno (S/m), permeabilidad (H/m) y la permitividad (F/m), respectivamente.

La matriz de impedancia interna del conductor \mathbf{Z}_c , es expresada en términos de la resistencia del conductor R_{dc} y la impedancia que presenta el mismo a altas frecuencias Z_{HF} :

$$Z_{int} = \sqrt{R_{dc}^2 + Z_{HF}^2} \quad (2.1.11)$$

Para el caso de conductores en haz la \mathbf{Z}_{int} debe ser dividida por el número de conductores dentro del haz, por último la matriz de impedancia interna de una línea de multiconductora con n fases se define como:

$$\mathbf{Z}_{int} = \text{diag}(Z_{int,1}, Z_{int,2}, \dots, Z_{int,n}) \quad (2.1.12)$$

Galloway[42] y Gary [41] proporcionan las fórmulas para el cálculo de impedancia interna cuyos resultados se encuentran dentro de los errores de medición aceptables.

\mathbf{Z}_{gw} es el termino debido a la presencia de hilos de guardas, el cual para nuestro caso omitiremos, un análisis mas detallado sobre el cálculo de los parámetro eléctricos se encuentra en [42].

2.2 Ecuaciones de línea

Las ecuaciones que describen la propagación a lo largo de una línea multiconductora, forman un sistema de dos ecuaciones diferenciales parciales, conocidas como “*Ecuaciones de Línea o del Telegrafista*”, su expresión en el dominio de la frecuencia mediante derivadas totales es la siguiente:

$$-\frac{dV}{dx} = ZI \quad \text{y} \quad -\frac{dI}{dx} = YV \quad (2.2.1)$$

teniendo:

$$Z = R + sL \quad (2.2.2)$$

y

$$Y = G + sC \quad (2.2.3)$$

Siendo V e I los vectores de voltajes y de corriente fasoriales en los conductores de la línea, Z y Y son las matrices de parámetro (por unidad de longitud) de impedancia en serie y admitancia en derivación, respectivamente. Ambas matrices son de dimensión $n \times n$ para una línea con n conductores, además del plano de tierra.

2.3 Solución modal de las ecuaciones de línea

Mediante un desarrollo algebraico de las *ecuaciones de línea* (2.2.1 a, b) llegamos a su representación en ecuaciones diferenciales de segundo orden

$$\frac{d^2V}{dx^2} = ZYV \quad (2.3.1)$$

y

$$\frac{d^2I}{dx^2} = YZI \quad (2.3.2)$$

Introduciremos el concepto de modos directamente a las ecuaciones diferenciales (2.3.1) y (2.3.2). Esto permitirá resolverlas fácilmente gracias a la separación de variables que el *método de análisis modal* proporciona.

Asignamos el índice m para todas las variables que surjan en el dominio modal por la aplicación de las matrices de transformación T_v y T_i , obteniendo las relaciones de voltajes y corrientes fasoriales, con voltajes y corrientes modales.

$$V = T_v V_m \quad (2.3.4)$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{T}_i \mathbf{I}_m \quad (2.3.5)$$

Se deducen de inmediato las ecuaciones diferenciales modales:

$$\frac{d^2 \mathbf{V}_m}{dx^2} = \mathbf{T}_v^{-1} \mathbf{Z} \mathbf{Y} \mathbf{T}_v \mathbf{V}_m = \boldsymbol{\gamma}^2 \mathbf{V}_m \quad (2.3.6)$$

$$\frac{d^2 \mathbf{I}_m}{dx^2} = \mathbf{T}_i^{-1} \mathbf{Y} \mathbf{Z} \mathbf{T}_i \mathbf{I}_m = \boldsymbol{\gamma}^2 \mathbf{I}_m \quad (2.3.7)$$

El objetivo se reduce a encontrar las matrices \mathbf{T}_v y \mathbf{T}_i , que diagonalicen a los productos matriciales $\mathbf{Z} \mathbf{Y}$ y $\mathbf{Y} \mathbf{Z}$ respectivamente, vía transformaciones de similaridad. Los eigenvalores del producto matricial $\mathbf{Z} \mathbf{Y}$ definen el cuadrado de la función de propagación modal $\boldsymbol{\gamma}^2$. La función de propagación $\boldsymbol{\gamma}$ es una matriz diagonal $n \times n$ cuyos elementos son funciones de propagación modal.

Por lo tanto, las ecuaciones (2.3.6) y (2.3.7) que rigen los voltajes y las corrientes modales tendrán las siguientes soluciones:

$$\mathbf{V}_m = e^{-\boldsymbol{\gamma}x} \mathbf{V}_m^+ + e^{\boldsymbol{\gamma}x} \mathbf{V}_m^- \quad (2.3.8)$$

$$\mathbf{I}_m = e^{-\boldsymbol{\gamma}x} \mathbf{I}_m^+ + e^{\boldsymbol{\gamma}x} \mathbf{I}_m^- \quad (2.3.9)$$

Finalmente por transformación inversa tenemos:

$$\mathbf{V} = \mathbf{T}_v (e^{-\boldsymbol{\gamma}x} \mathbf{V}_m^+ + e^{\boldsymbol{\gamma}x} \mathbf{V}_m^-) \quad (2.3.10)$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{T}_i (e^{-\boldsymbol{\gamma}x} \mathbf{I}_m^+ + e^{\boldsymbol{\gamma}x} \mathbf{I}_m^-) \quad (2.3.11)$$

donde \mathbf{V}_m^+ y \mathbf{V}_m^- son las constantes de voltajes modales, e \mathbf{I}_m^+ e \mathbf{I}_m^- son las constantes de corrientes modales.

2.4 Ruido presente en sistemas OPLAT-D

Las principales limitaciones para la incorporación de sistemas OPLAT-D a altas velocidades son la características del ruido presente en las líneas eléctricas. Las fuentes de dicho ruido pueden ser divididas en dos categorías:

- La misma línea de alta tensión como fuente de ruido: ruido corona, ruido impulsivo debido a la conmutación y fallas en la línea eléctrica.
- Interferencias con otros equipos electrónicos que operan en el mismo dominio de la frecuencia: estaciones de radio y de navegación, otros equipos OPLAT, etc.

En este trabajo nos enfocamos en el estudio del ruido corona, ya que representa la fuente de ruido predominante en líneas HV bajo cualquier condición climática.

2.4.1 Fenómeno de corona

Cuando la línea eléctrica se encuentra en operación, existe un fuerte campo eléctrico en las proximidades del conductor debido a la tensión nominal. El campo eléctrico acelera los electrones libres presentes en el aire cercano al conductor. Las direcciones del movimiento de los electrones dependen de la polaridad de la tensión. Estos electrones chocan con las moléculas del aire generando un electrón libre y un par de iones positivos. Este proceso continúa hasta formar un flujo el cual recibe el nombre de *descarga o efecto corona*.

Dicho efecto induce corrientes, tanto en los conductores como en tierra. La corriente inducida aparece en forma de trenes de impulsos con una variación aleatoria en sus amplitudes e intervalos de separación [11] y [13]. Los pulsos de corriente se propagan hacia ambos extremos de la línea sufriendo atenuaciones.

2.4.2 Modelado de ruido corona en frecuencia

En esta sección se presenta el método de cálculo del ruido corona para una línea multiconductora en el dominio de la frecuencia el cual ha sido adoptado de las referencias [11], [13] y [15]. La corriente inyectada por las fuentes de corona en un conductor se modela como una fuente de corriente. De acuerdo con el teorema de Shockely-Ramo [15], una descarga corona induce corrientes en todos los conductores; por lo tanto, habrá una sola fuente de corriente conectada entre cada uno de los conductores y tierra (Fig 2.2).

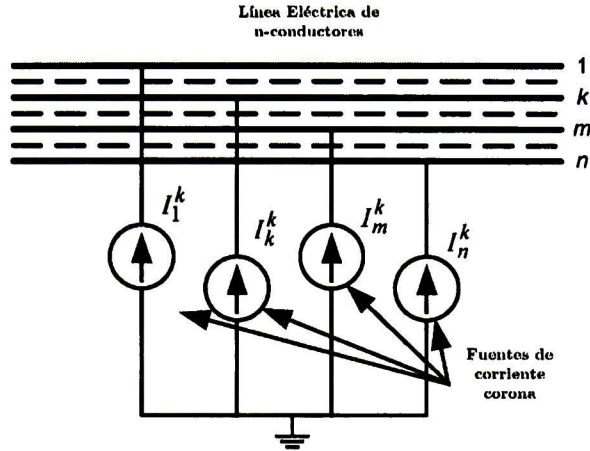


Fig.2.2 Fuente en derivación corona en el conductor k .

Para obtener el nivel de ruido en las terminales de la línea HV causada por las fuentes de corona a lo largo de toda la línea, tendremos como primer paso la determinación de la tensión debida a una fuente de corona en un punto x arbitrario de la línea. El nivel de ruido total se estima como la suma cuadrática de los voltajes debido a todas las fuentes de corona a lo largo de la línea. Las líneas eléctricas son sistemas multiconductores y ofrecen más de una opción para la conexión de equipos de comunicación. Nuestro estudio para la estimación del ruido corona, partirá de un acoplamiento fase a tierra y más tarde se generalizará para acoplamientos fase a fase.

2.4.2.1 Voltaje de ruido debido a una sola fuente de corona

Una fuente de corriente corona conectada entre la línea eléctrica y tierra en un punto arbitrario x (Fig. 2.3), presenta una tensión de ruido en el mismo punto dada por:

$$\mathbf{V}^k(\omega, x) = (\mathbf{Y}_{inR}(\omega) + \mathbf{Y}_{inL}(\omega))^{-1} \mathbf{I}^k(\omega, x), \quad (2.4.1)$$

donde las matrices cuadradas \mathbf{Y}_{inR} y \mathbf{Y}_{inL} corresponden a las admitancias de entrada en el punto x hacia el lado derecho e izquierdo de la línea eléctrica. Puesto que todas las cantidades se calculan para una frecuencia dada, de ahora en adelante omitiremos el argumento ω .

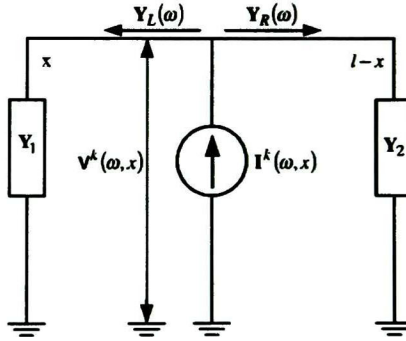


Fig. 2.3 Fuente de corona en un punto x .

Cuando la línea se encuentra acoplada a las admitancias Y_1 y Y_2 encontramos las matrices de reflexión son: [15].

$$K_1 = (U - Z_c Y_1)(U + Z_c Y_1)^{-1} \quad (2.4.2)$$

$$K_2 = (U - Z_c Y_2)(U + Z_c Y_2)^{-1} \quad (2.4.3)$$

Donde Z_c representa la matriz de impedancia característica de la línea, Γ la matriz de función de propagación en coordenadas de fase [6], [7] y l la longitud de la línea, las matrices de admitancias de entrada en el punto x son:

$$Y_{inR} = Z_c^{-1}(U - K_R)(U + K_R)^{-1} \quad (2.4.4)$$

y

$$Y_{inL} = Z_c^{-1}(U - K_L)(U + K_L)^{-1} \quad (2.4.5)$$

Las matrices de coeficientes K_R y K_L son determinadas por el *método de los coeficientes de reflexión* [4],[7]

$$K_R = e^{-\Gamma(l-x)} K_2 e^{-\Gamma(l-x)} \quad (1.4.6a)$$

y

$$K_L = e^{-\Gamma x} K_1 e^{-\Gamma x} \quad (2.4.6b)$$

El voltaje inducido por la fuente de corona se relaciona con los voltajes en las terminales del lado derecho e izquierdo de la línea, por medio de las matrices complejas conocidas como coeficientes de transferencia de voltaje T_L y T_R [15]:

$$V_1 = T_L V(x) \quad (3.4.7a)$$

$$\mathbf{V}_2 = \mathbf{T}_R \mathbf{V}(x) \quad (2.4.7b)$$

La propagación del voltaje a lo largo de los segmentos de línea derecho e izquierdo (considerados homogéneos) se ve afectada por la función de propagación Γ , que a su vez depende de la longitud de dichos segmentos. Las matrices que incorporan una reflexión de la onda de voltaje en las terminales de la línea son:

$$\mathbf{T}_L = (\mathbf{U} + \mathbf{K}_1) e^{-\Gamma x} (\mathbf{U} + \mathbf{K}_L)^{-1} \quad (2.4.8)$$

$$\mathbf{T}_R = (\mathbf{U} + \mathbf{K}_2) e^{-\Gamma(l-x)} (\mathbf{U} + \mathbf{K}_R)^{-1} \quad (2.4.9)$$

Sustituyendo los coeficientes de transferencia de voltaje (2.4.8) y (2.4.9) en (2.4.7) obtenemos los voltajes en las terminales del lado derecho e izquierdo de la línea, respectivamente:

$$\mathbf{V}_1 = (\mathbf{M}_1 e^{-\Gamma x} + \mathbf{N}_1 e^{-\Gamma(l-x)}) \mathbf{Z}_c \mathbf{I}^k \quad (2.4.10)$$

$$\mathbf{V}_2 = (\mathbf{M}_2 e^{-\Gamma(l-x)} + \mathbf{N}_1 e^{-\Gamma(l-x)}) \mathbf{Z}_c \mathbf{I}^k \quad (2.4.11)$$

de donde:

$$\mathbf{M}_1 = [(\mathbf{U} - \mathbf{K}_{21} \mathbf{K}_1)(\mathbf{U} + \mathbf{Z}_c \mathbf{Y}_1)]^{-1} \quad (2.4.12a)$$

$$\mathbf{M}_2 = [(\mathbf{U} - \mathbf{K}_{12} \mathbf{K}_2)(\mathbf{U} + \mathbf{Z}_c \mathbf{Y}_2)]^{-1} \quad (2.4.12b)$$

$$\mathbf{N}_1 = \mathbf{M}_1 e^{-\Gamma l} \mathbf{K}_2 \quad (2.4.13a)$$

$$\mathbf{N}_2 = \mathbf{M}_2 e^{-\Gamma l} \mathbf{K}_1 \quad (2.4.13b)$$

$$\mathbf{K}_{12} = e^{-\Gamma l} \mathbf{K}_1 e^{-\Gamma l} \quad (2.4.14a)$$

$$\mathbf{K}_{21} = e^{-\Gamma l} \mathbf{K}_2 e^{-\Gamma l} \quad (2.4.14b)$$

Haciendo uso del *análisis modal* [18], para la solución de las ecuaciones del línea, las ecuaciones (2.4.10) y (2.4.11) quedan como:

$$\mathbf{V}_1 = (\mathbf{M}_1 \mathbf{T}_v^{-1} e^{-\gamma x} + \mathbf{N}_1 \mathbf{T}_v^{-1} e^{-\gamma(l-x)}) \mathbf{V}_m \quad (2.4.15a)$$

y

$$\mathbf{V}_2 = (\mathbf{M}_2 \mathbf{T}_v^{-1} e^{-\gamma(l-x)} + \mathbf{N}_2 \mathbf{T}_v^{-1} e^{-\gamma x}) \mathbf{V}_m \quad (2.4.15b)$$

siendo γ la matriz diagonal de las constantes de propagación modal, \mathbf{T}_v la matriz cuadrada compleja de transformación de coordenadas fasoriales a modal, por ultimo tendremos:

$$\mathbf{V}_m = \mathbf{Z}_{cm} \mathbf{T}_i^{-1} \mathbf{I}^k \quad (2.4.16)$$

\mathbf{Z}_{cm} es la matriz de impedancia característica de la línea en coordenadas modales.

2.4.2.2 Voltaje de ruido debido corona en la línea eléctrica.

A partir del análisis del nivel de ruido en la línea causado por una sola fuente corona el siguiente paso es obtener el nivel de ruido en las terminales de la línea causado por todas las demás fuentes a lo largo de la línea. Basándonos en los trabajos previos [10], [13] y [15], el ruido en las terminales de la línea es igual a la sumatoria de las potencias generadas por todas las fuentes. Por lo tanto, el cálculo de la magnitud del voltaje en las terminales de la línea será proporcional a la potencia del ruido corona.

Designamos al voltaje en el conductor i debido a la fuente corona p en el conductor k por $\mathbf{V}_i^k(p)$, su magnitud al cuadrado es

$$|\mathbf{V}_{i(p)}^k|^2 = \mathbf{V}_{i(p)}^k \cdot \mathbf{V}_{i(p)}^{k*} \quad (2.4.17)$$

La magnitud al cuadrado total del voltaje en el conductor i esta dada por la suma de los voltajes al cuadrado causados por todas las fuentes de corona:

$$|\mathbf{V}_i^k|^2 = \sum_p \mathbf{V}_{i(p)}^k \cdot \mathbf{V}_{i(p)}^{k*}. \quad (2.4.18)$$

Nuestro análisis se simplifica si asumimos que la potencia de las fuentes de corona son uniformemente distribuidas a lo largo de la línea, reemplazamos la sumatoria de (2.4.18) por la integral

$$|\mathbf{V}_i^k|^2 = \frac{1}{l_k} \int_0^l \mathbf{V}_i^k(x) \mathbf{V}_i^{k*}(x) dx, \quad (2.4.19)$$

donde l_k representa la distancia promedio entre dos fuentes de corona adyacentes en el k esimo conductor. Retomando el análisis de ruido debido a una fuente corona, el voltaje en el conductor i causado por una fuente corona en el conductor k en un punto arbitrario x es:

$$\mathbf{V}_i^k = \sum_{s=1}^n a_{is} \mathbf{V}_{Ms}^k e^{-\gamma_s x} + \sum_{s=1}^n b_{is} \mathbf{V}_{Ms}^k e^{-\gamma_s (l-x)}, \quad (2.4.20)$$

donde los coeficientes a_{is} y b_{is} representan los elementos de la i -ésima fila y s -ava columna de las matrices $\mathbf{A}_1 = \mathbf{M}_1 \mathbf{T}_v$ y $\mathbf{B}_1 = \mathbf{N}_1 \mathbf{T}_v$, respectivamente. El voltaje total en el lado izquierdo de la línea provocado por todas la fuentes de corona a lo largo de la línea se obtiene mediante la introducción de la ecuación anterior en (2.4.19) y la integración en el rango de 0 a l . observamos que las matrices \mathbf{A} y \mathbf{B} no depende de x , la integración es reducida a términos de matrices diagonales exponenciales:

$$\begin{aligned}
V_i^k(\omega)^2 = & \sum_{s=1}^n \sum_{p=1}^n (a_{is} a_{ip}^* + b_{is} b_{ip}^*) V_{Ms}^k V_{Mp}^{k*} \times \frac{1 - e^{-(\gamma_s + \gamma_p^*)l}}{\gamma_s + \gamma_p^*} + \\
& \sum_{s=1}^n \sum_{p=1}^n (a_{is} b_{ip}^* + b_{is} a_{ip}^*) V_{Ms}^k V_{Mp}^{k*} \times \frac{e^{-\gamma_p^* l} - e^{-\gamma_s l}}{\gamma_s - \gamma_p^*}.
\end{aligned} \tag{2.4.21}$$

El voltaje al cuadrado del conductor i causado por todos los conductores de la línea eléctrica multiconductora es:

$$V_i^2 = \sum_{k=1}^n V_i^{k2} \tag{2.4.22}$$

2.4.3 Función de generación

La función de generación G es determinada experimentalmente y define la intensidad de corriente corona por unidad de longitud en las líneas eléctricas de HV. Dado que las corrientes a altas frecuencias debidas a fuentes de corona son sumadas como cuadrados, es común caracterizar la intensidad de ruido con una generación igual al cuadrado de corriente por unidad longitud dentro del conductor [14]:

$$G_k^2 = \frac{(I_k^k)^2}{l_k} \tag{2.4.23}$$

Tendremos a $I_k^k [\mu A]$ con valores rms de la fuente de corriente corona en el conductor k como un promedio a los largo de l , mientras que $G^k [\frac{\mu A}{\sqrt{m}}]$ es la generación que presenta el conductor k .

2.4.3.1 Determinación de la densidad espectral de potencia del ruido corona.

El ruido corona se caracteriza por su densidad espectral de potencia (PSD). Si mediante mediciones realizadas se logra extraer las función de generación que presenta la línea de transmisión, la PSD puede ser determinada de la siguiente manera. Recordando que cuando el conductor k de la línea multiconductora presenta el fenómeno de corona, se inducen corrientes en todos los conductores de la línea. El vector de generación G^k puede ser determinado a partir de los elementos de la matriz de capacitancia de la línea de la siguiente forma:

$$G^k = \begin{bmatrix} \frac{\beta_{1k}}{\beta_{kk}} & \frac{\beta_{2k}}{\beta_{kk}} & \dots & 1 & \dots & \frac{\beta_{nk}}{\beta_{kk}} \end{bmatrix}^T G_k = \beta_k G \quad (2.4.24)$$

La ecuación (2.4.16) para el vector de voltajes V_M^k podemos reescribirla de la siguiente forma:

$$V_M^k = Z_{CM} \delta^{-1} \beta_k G^k = D^k G^k, \quad (2.4.25)$$

y el voltaje al cuadrado del conductor i es:

$$V_i^k(\omega)^2 = \left(\sum_{s=1}^n \sum_{p=1}^n \left((a_{is} a_{ip}^* + b_{is} b_{ip}^*) \frac{1 - e^{-(\gamma_s + \gamma_p^*)l}}{\gamma_s + \gamma_p^*} + (a_{is} b_{ip}^* + b_{is} a_{ip}^*) \frac{e^{-\gamma_p^* l} - e^{-\gamma_s l}}{\gamma_s - \gamma_p^*} \right) d_s^k d_p^{k*} \right) G^k, \quad (2.4.26a)$$

es decir:

$$V_i^k(\omega)^2 = w_i^k (G^k)^2 \quad (2.4.26b)$$

En esta última ecuación podemos notar que el escalar w_i^k depende solamente de la geometría y de los parámetros eléctricos de la línea. El voltaje al cuadrado en el conductor i causado por corona en todos los conductores está dado por la siguiente ecuación:

$$V_i(\omega)^2 = \sum_{k=1}^n V_i^{k^2} \quad (2.4.27)$$

Si la función de generación es definida para 1 Hz, la densidad espectral de potencia del ruido se calcula por

$$P(\omega) = \frac{\sum_{k=1}^n V_i^{k^2}}{Z} \quad (2.4.28)$$

tomando la relación

$$G_B = G_{1Hz} \sqrt{B} \quad (2.4.29)$$

2.5 Evaluación del análisis de ruido corona en la frecuencia

Las mediciones realizadas en las referencias de la [12] a la [15] nos servirán para validar el análisis previo sobre la caracterización del ruido corona en el dominio de la frecuencia. Estas mediciones se llevaron a cabo en una red eléctrica de 400 KV bajo operación. Se trata de una línea de tres conductores de fase con disposición horizontal y dos hilos de guarda aterrizados. Las mediciones se llevaron a cabo de forma sistemática bajo distintas condiciones climáticas (buenas y malas).

Los datos de la línea se muestran en la Fig.2.4 y en la Tabla 1, asumiendo 6m de flecha y una resistencia de tierra por unidad de longitud de $50 \Omega\text{m}$ y el conductor de fase sin utilización se toma como circuito abierto.

Parámetro	Valor
Voltaje de red	400 KV
Longitud de la línea	50 Km
Conductores de fase	3
Conductores por haz	2
Distancia entre conductores de guarda	400 mm
Material del conductor de fase	AlFe 490/65 mm ²
Diámetro del conductor de fase	30.6 mm
Conductores de guarda	2
Diámetro del conductor de guarda	18mm
Resistencia de tierra	50 Ωm
Disposición de los conductores	Horizontal
Altura de los conductores de fase	$h_1 = h_2 = h_3 = 20 \text{ m}$
Altura de los conductores de guarda	$h_4 = h_5 = 23.7 \text{ m}$
Distancia entre conductores (dx)	$dx(1-2)=10, dx(1-3)=20, dx(1-4)=16, dx(1-5)=4, dx(2-3)=10, dx(2-4)=6, dx(2-5)=6, dx(3-4)=4, dx(3-5)=16, dx(3-6)=12$
Distancia vertical entre conductores	$[1, 2, 3]-[3,4]=3.7 \text{ m}$

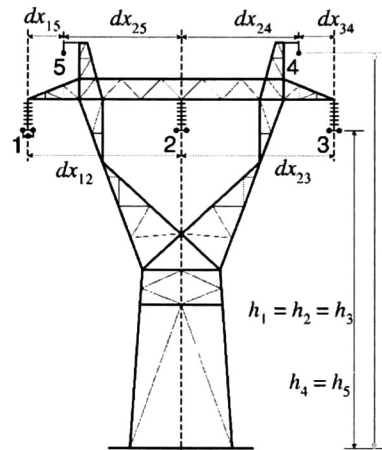


Tabla 2.1 Parámetros eléctricos y distribución geométrica de la línea eléctrica y descripción de la torre de línea área con disposición horizontal

El esquema de medición se muestra en la figura 2.5 y los detalles adicionales de ésta se reportan en [14]. La PSD del ruido corona se midió con un analizador de espectros. Los resultados se muestran en la figura 2.5.

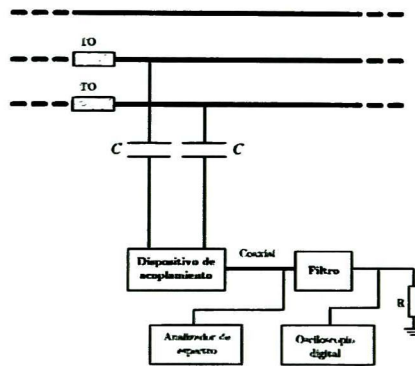


Fig.2.4 Principal esquema de medición.

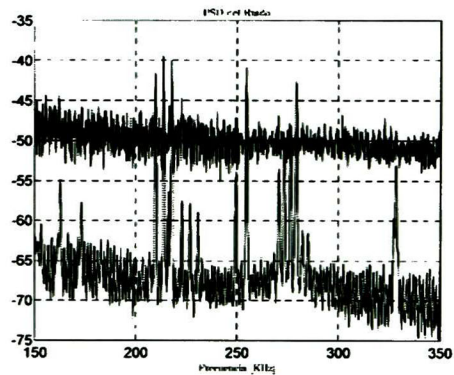


Fig. 2.5 PSD de ruido corona medido de una línea de 400 KV, en mal tiempo (superior) y mal tiempo (inferior).

La generación G es obtenida a partir de las mediciones anteriores y siguiendo el análisis previamente descrito. Con la eliminación de las frecuencias en las que se producen interferencias, la generación promedio calculada para un ancho de banda de un 1 kHz es aproximadamente de $1.20 \mu A/\sqrt{m}$ para condiciones climáticas malas y de $0.16 \mu A/\sqrt{m}$ para condiciones climáticas normales.

La generación G obtenida es utilizada para nuestra estimación de la DPS del ruido corona presente en la línea de transmisión, junto con el análisis matemático previo. Los resultados obtenidos son congruentes con las mediciones y con los resultados finales de las referencias [10] a la [16].

La figura 2.6 muestra la estimación de la PSD del ruido corona mostrada en las mediciones de la figura 2.5, la figura 2.7a muestra la PSD en unidades de dB/Hz, por último la figura

2.7b presenta la estimación de la PSD del ruido corona presente en todo el rango de operación de sistemas PLC convencionales (50 – 550 kHz) de Europa, misma que nos ayudará para la generación del ruido corona en tiempo.

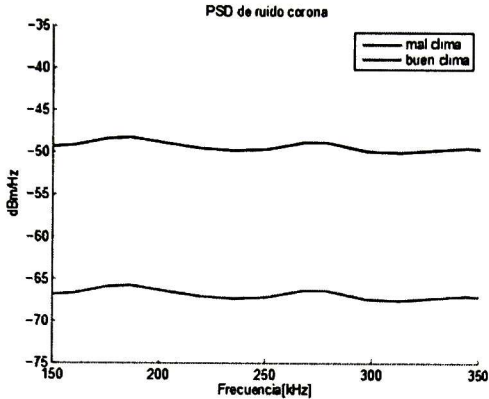


Fig.2.6 PSD calculada del ruido corona.

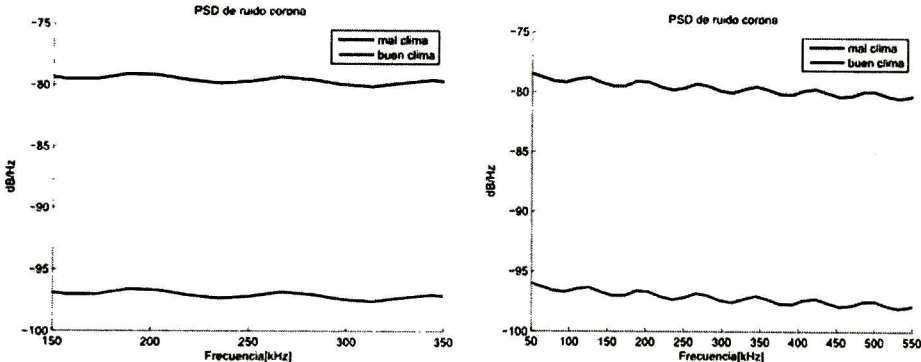


Fig.2.7 a) PSD calculada del ruido corona en unidades de dB/Hz. b) PSD calculada del ruido corona en el rango de operación de PLC convencional

2.6 Observaciones del capítulo

Se han presentado las bases teóricas, tanto para el análisis de la propagación en líneas de transmisión como para generar estimaciones del ruido corona presente en una línea HV. Esto último lo podríamos resumirlo en los siguientes pasos.

- a) El cálculo de la densidad espectral de potencia de ruido corona para una generación dada, haciendo uso de la teoría modal.
- b) El diseño de un filtro correlacionador que aproxime las características de la PSD del ruido corona.
- c) Representación del ruido corona como ruido gaussiano filtrado por un filtro correlacionador en tiempo.

Para fines de comunicaciones digitales a través de líneas eléctricas, el ruido corona fue descrito tanto en frecuencia por medio de su PSD como en tiempo a través de un proceso estocástico gaussiano blanco no estacionario.

Capítulo 3

Modelado del canal en sistemas OPLAT en líneas delta

3.1 Parámetros modales en líneas de transmisión con configuración Delta

Cuando hablamos de líneas de transmisión de HV, una de las configuraciones más habituales son las líneas en delta (fig.2.4) [4] y [24]. Podemos observar que para esta configuración el producto de sus matrices de parámetros \mathbf{ZY} presenta la siguiente forma [18]:

$$\mathbf{ZY} = \begin{bmatrix} a & b & c \\ d & e & d \\ c & b & a \end{bmatrix} \quad (3.1.1)$$

Lo anterior también es válido cuando la línea contiene un hilo de guarda en el centro, o dos de ellos situados simétricamente con respecto al eje vertical de simetría de la línea. La configuración horizontal es un caso particular de la delta donde todos los conductores están situados a la misma altura sobre el suelo.

En los trabajos de Wedepohl L.M., [18,20] se describe que la configuración delta es un caso especial que nos permite encontrar una formulación analítica para los eigenvalores y eigenvectores de (3.1.1):

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ p & 0 & q \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.1.2)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{bmatrix} \quad (3.1.3)$$

donde

$$p = \frac{e - a - c - \sqrt{(a + c - e)^2 + 8bd}}{2b} \quad (3.1.4)$$

$$q = \frac{e - a - c + \sqrt{(a + c - e)^2 + 8bd}}{2b} \quad (3.1.5)$$

$$\lambda_1 = a + c + bp, \quad \lambda_2 = a - c, \quad \lambda_3 = a + c + bq \quad (3.1.6)$$

Para el caso en el que la línea sea completamente simétrica, es decir $e = a$, y $b = c = d$:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = a - c, \quad p = -2, \quad q = 1 \quad (3.1.7)$$

y \mathbf{M} en (3.1.2) se convierte en la conocida matriz de transformación de Clarke.

3.2 Perdidas en líneas de transmisión Delta

Para definir la función de transferencia (relación de entrada/salida) que describirá a nuestro canal es necesario involucrar a los vectores de voltaje al igual que los vectores de corriente. Para esto nos basaremos en el *método de Senn* el cual asume una propagación de onda libre de reflexiones, considerando que la línea esta perfectamente acoplada en ambos extremos de la línea por su impedancia característica. Para casos prácticos se considera que las terminaciones de la línea son muy cercanas a esta condición.

Para una línea homogénea de longitud l tendremos:

$$\mathbf{V}_l = \mathbf{MLM}^{-1}\mathbf{V}_0 \quad (3.2.1)$$

donde $\mathbf{L} = e^{-\Gamma l}$.

Para el caso de transposiciones en la línea, las cuales producen reflexiones (con excepción de las líneas perfectamente simétricas) en las cuales estas reflexiones pueden ser omitidas a frecuencias de portadoras [40]. Para el caso de una línea con una transposición que la divide en dos secciones homogéneas de igual longitud l_1 y l_2 la ecuación (3.3.1) se convierte en:

$$\mathbf{V}_l = \mathbf{M}\mathbf{L}_1\mathbf{M}^{-1}\mathbf{T}\mathbf{M}\mathbf{L}_2\mathbf{M}^{-1}\mathbf{V}_0 \quad (3.2.2)$$

donde $\mathbf{L}_1 = e^{-\Gamma l_1}$ $\mathbf{L}_2 = e^{-\Gamma l_2}$ y \mathbf{T} es la matriz de transposición. Para una numero m de transposiciones, la expresión (3.2.2) se generaliza [4]:

$$\mathbf{V}_l = \mathbf{M}\mathbf{L}_0\mathbf{M}^{-1} \prod_{i=1}^m \{\mathbf{T}_i\mathbf{M}\mathbf{L}_i\mathbf{M}^{-1}\} \mathbf{V}_0 \quad (3.2.3)$$

Al referirnos a sistemas PLC, uno está interesado en los voltajes v_r y v_t , a la entrada del receptor y a la salida del transmisor respectivamente. Estas magnitudes escalares se pueden relacionar con $\mathbf{V}_l = \mathbf{V}(l)$ y $\mathbf{V}_0 = \mathbf{V}(0)$ de la siguiente forma:

$$v_r = [C_{r_1}, C_{r_2}, \dots, C_{r_n}] \begin{bmatrix} v_{l_1} \\ v_{l_2} \\ \vdots \\ v_{l_n} \end{bmatrix} \quad (3.2.4a)$$

$$y \quad v_r = \mathbf{C}_r^T \mathbf{V}_l \quad (3.2.4b)$$

$$\mathbf{V}_0 = \begin{bmatrix} C_{t_1} \\ C_{t_2} \\ \vdots \\ C_{t_n} \end{bmatrix} v_t \quad (3.2.5a)$$

$$\mathbf{V}_0 = \mathbf{C}_t v_t \quad (3.2.5b)$$

\mathbf{C}_r y \mathbf{C}_t son los vectores que describen las conexiones de acoplamiento en la terminales de recepción y transmisión respectivamente. De (3.2.4) y (3.2.5) la expresión (3.2.3) puede ser redefinida como:

$$v_r = \mathbf{C}_r^T \mathbf{M}\mathbf{L}_0\mathbf{M} \prod_{i=1}^m \{\mathbf{T}_i\mathbf{M}\mathbf{L}_i\mathbf{M}^{-1}\} \mathbf{C}_t v_t \quad (3.2.6)$$

Factorizamos la pérdida por parte del modo 1 de la expresión anterior, esto se logra mediante la expresión de cada \mathbf{L}_i :

$$\mathbf{L}_i = e^{-\gamma_1 l_i} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & e^{-(\gamma_2 - \gamma_1) l_i} & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-(\gamma_3 - \gamma_1) l_i} \end{bmatrix} \quad (3.2.7a)$$

$$\mathbf{L} \triangleq e^{-\gamma_1 l} \mathbf{L}' \quad (3.2.7b)$$

Recordando que l es la longitud total de la línea

$$l = l_0 + l_1 + \dots + l_m \quad (3.2.7c)$$

Con lo anterior la ecuación (3.2.6) puede ser expresada de la siguiente forma:

$$v_r = e^{-\gamma_1 l} \mathbf{C}_r^T \mathbf{M} \mathbf{L}_0 \mathbf{M}^{-1} \prod_{i=1}^m \{ \mathbf{T} \mathbf{M} \mathbf{L}_i \mathbf{M}^{-1} \} \mathbf{C}_t v_t \quad (3.2.8)$$

Considerando que la impedancia de acoplamiento en el extremo del receptor es igual a la impedancia en el extremo del transmisor, la pérdida de inserción de la línea es igual a:

$$A = 20 \log_{10} \left| \frac{v_t}{v_r} \right| \quad (3.2.9a)$$

$$A = -20 \log_{10}(e^{-\gamma l}) - 20 \log_{10} \left| \mathbf{C}_r^T \mathbf{M} \mathbf{L}_0 \mathbf{M} * \prod_{i=1}^m \{ \mathbf{T}_i \mathbf{M} \mathbf{L}_i \mathbf{M}^{-1} \} \mathbf{C}_t \right| \quad (3.2.9b)$$

El primer término de la ecuación anterior es la atenuación que sufre la señal por parte del modo 1, es referida como como la atenuación mínima teórica o como la atenuación modo 1, "A₁

$$A_1 = -20 \log_{10}(e^{-\gamma_1 l}) = 20 \log_{10}(e) \alpha_1 l \quad (3.2.10)$$

Por otra parte, el segundo término es conocido como la pérdida suplementaria:

$$A_s = -20 \log_{10} \left| \mathbf{C}_r^T \mathbf{M} \mathbf{L}_0 \mathbf{M} * \prod_{i=1}^m \{ \mathbf{T}_i \mathbf{M} \mathbf{L}_i \mathbf{M}^{-1} \} \mathbf{C}_t \right| \quad (3.2.11)$$

Ésta representa las pérdidas por acoplamiento, así como los efectos de interacción entre modos. Es apreciable que el cálculo de esta última es más complejo que el término del modo 1, dado a que la mayor atenuación en la línea es debido a ella.

3.3 Matrices de transformación de Clarke

Como mencionamos al inicio del capítulo, para una línea de transmisión delta las matrices de transformación modal son:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ p & 0 & q \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}^{-1} = \frac{1}{2(q-p)} \begin{bmatrix} q & -2 & q \\ q-p & 0 & p-q \\ -p & 2 & -p \end{bmatrix} \quad (3.3.1)$$

Donde p y q son calculadas por las ecuaciones (3.1.4) y (3.1.5). Para el rango de frecuencia de operación de un sistema OPLAT (50 a 550 kHz) en una línea con disposición horizontal tendremos [4] y [24]:

$$p \cong -2 \quad q \cong 1$$

Considerando estas aproximaciones en (3.3.1), las matrices \mathbf{M} y \mathbf{M}^{-1} serán las matrices de transformación de Clarke.

Debido a que la atenuación en el modo 3 es muy alta, por lo que prácticamente la señal desaparece a los pocos kilómetros de la línea, el modo 3 puede ser despreciado en los matrices de transformación de Clarke que toman la siguiente forma:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -2 & 0 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{M}^{-1} = \left(\frac{1}{6}\right) \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ 3 & 0 & -3 \end{bmatrix} \quad (3.3.2)$$

3.3.1 Líneas Homogéneas

Aplicando las matrices de transformación modal (3.3.2) en una línea homogénea, el término de pérdida suplementaria es calculado por:

$$A_s = -20 \log_{10} \left| \mathbf{c}_r^T \left(\frac{1}{6} \right) \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -2 & 0 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ 3 & 0 & -3 \end{bmatrix} \mathbf{c}_t \right| \quad (3.3.3)$$

Defiendo a:

$$\mathbf{x} \triangleq e^{-(\gamma_2 - \gamma_1)l} \quad (3.3.4)$$

Realizando los productos matriciales en (3.3.3), la pérdida suplementaria es expresada por un polinomio de primer grado:

$$A_s = -20 \log_{10} |(p_0 + p_1 x)/K| \quad (3.3.5)$$

Como ejemplo tomamos al sistema de transmisión de [4] mostrado en la figura 3.1 obtenemos:

$$A_s = 20 \log_{10} \left| \left(\frac{1}{6} \right) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -2 & 0 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ 3 & 0 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right|$$

y en su forma polinomial:

$$A_s = 20 \log_{10} |(1 + 3x)/6|$$

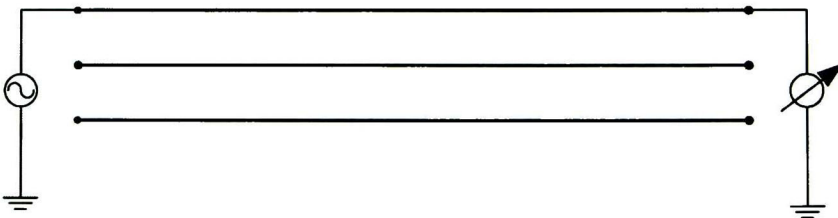


Fig.3.1 Ejemplo de acoplamiento en una línea sin transposición.

Se puede demostrar que a diferente acoplamiento se producirá distinto polinomio para A_s .

3.3.2 Línea Transpuesta

Tomemos como primer ejemplo el caso de una línea, con una sola transposición que la divide en dos secciones homogéneas de la misma longitud, de (3.2.11) se tendrá:

$$A_s = 20 \log_{10} |C_r^T M L'_0 M T M L'_0 M C_t| \quad (3.3.6)$$

$$x \triangleq e^{-(\gamma_2 - \gamma_1)}$$

Con l_0 la longitud de cada sección, la ecuación (3.3.6) puede ser expresada por un polinomio de segundo orden de la siguiente manera:

$$A_s = 20 \log_{10} \left| \frac{p_0 + p_1 x + p_2 x^2}{K} \right| \quad (3.3.7)$$

El ejemplo tomado en [4] considera una línea con una sola transposición. De (3.3.6) tendremos que el polinomio de segundo grado que describe la pérdida suplementaria es:

$$p(x) = \left(\frac{1}{36}\right) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -2 & 0 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ 3 & 0 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -2 & 0 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ 3 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$p(x) = \frac{-1 - 6x + 3x^2}{12}$$

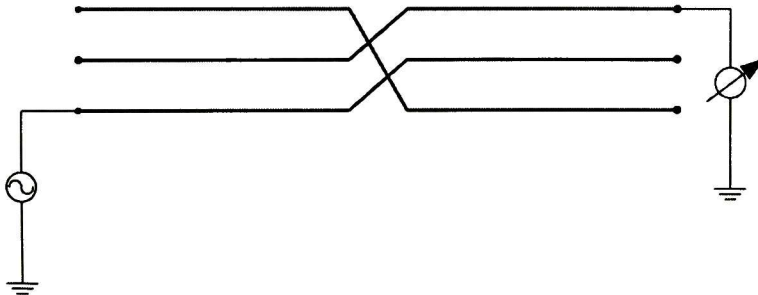


Fig.3.2 Ejemplo de acoplamiento en una línea con una sola transposición.

Generalizando para una línea dividida en m secciones homogéneas por $m-1$ transposiciones, el término de pérdida suplementaria involucrara un polinomio de grado m :

$$A_s = -20 \log_{10} \left| \frac{1}{K} \sum_{i=0}^m p_i x^i \right| \quad (3.3.8)$$

3.3.3 Cálculo de pérdidas de inserción

Hasta ahora hemos visto que la pérdida suplementaria en una línea de transmisión puede ser expresada en términos de un polinomio de grado m . Al momento de contar con los coeficientes del polinomio para una configuración de línea, la respuesta de la línea a una excitación de frecuencia puede ser obtenida por los siguientes pasos:

1. Obtener las matrices de parámetro eléctricos \mathbf{Z} y \mathbf{Y} de la línea, haciendo uso de los métodos descritos en [2] y en capítulo 2.
2. A partir de las matrices de parámetros eléctricos, obtener las constantes de propagación modal, para los modos uno y dos.

$$\gamma_1 = \alpha_1 + j\beta_1 \quad (3.3.9a)$$

$$\gamma_2 = \alpha_2 + j\beta_2 \quad (3.3.9b)$$

3. Dada la longitud de la sección homogénea básica l_0 calculamos x :

$$x = e^{-(\gamma_2 - \gamma_1)l_0}$$

4. Calculamos el término de pérdida suplementaria:

$$A_s = -20 \log_{10} \left| \frac{1}{K} \sum_{i=0}^m p_i x^i \right|$$

5. Calculamos la atenuación del modo 1:

$$A_1 = 20 \log_{10}(e) \alpha_1 l$$

6. Obtenemos la pérdida de inserción total:

$$A = A_1 + A_s$$

3.3.4 Polos de cancelación modal

Haciendo un breve análisis a la expresión (3.2.10), en la pérdida debida al modo 1, notamos que A_1 solo puede tomar valores no negativos y finitos, esto debido a que α_1 y l solo puede tomar valores no negativos y finitos. Sin embargo, la pérdida suplementaria puede llegar a tener magnitudes infinitas, recordando (3.3.8):

$$A_s = -20 \log_{10} \left| \frac{1}{K} \sum_{i=0}^m p_i x^i \right|$$

Esto solo puede suceder en las raíces del polinomio $\sum_{i=0}^m p_i x^i$. De la definición de x podemos concluir lo siguiente:

$$x \triangleq e^{-(\gamma_2 - \gamma_1)l_0}$$

$$x = x = e^{-(\alpha_2 - \alpha_1)l_0 - (\beta_2 - \beta_1)l_0}$$

Sabemos que las relaciones entre las constantes de atenuación modales serán:

$$\alpha_2 \geq \alpha_1 \geq 0$$

Las raíces para las cuales el valor de x se encuentre en los siguientes valores, serán referidos como polos:

$$0 < |x| \leq 1$$

Para la evaluación del polinomio que describe la pérdida complementaria de la línea, podemos especificar dos nuevas variables, Δa y $\Delta \theta$ con las cuales definiremos nuevamente el valor de x :

$$x = e^{-\Delta a + j\Delta \theta} \quad (3.3.10)$$

con

$$\Delta a = (\alpha_2 - \alpha_1)l_0 \quad \Delta \theta = (\beta_1 - \beta_2)l_0.$$

Estas últimas relaciones describen respectivamente la diferencia de atenuación (en unidades Neper) entre el modo 2 y modo 1, y el cambio de fase que sufre el modo 2 con respecto al modo 1 durante la propagación a través de la longitud base l_0 .

3.4 Método de Senn

El método de Senn describe gráficamente como obtener la pérdida de inserción de una línea de transmisión. Cabe aclarar que este método, a diferencia del antes descrito en la sección (3.3.3), ofrece tan solo una aproximación debida a su naturaleza gráfica, pero nos da una idea muy clara del comportamiento de la pérdida suplementaria.

De la expresión (3.3.10) se observa que la pérdida suplementaria como una función de dos variables $\Delta\alpha$ y $\Delta\beta$, por lo tanto podemos evaluar a A_s para un rango de valores de estas dos variables y podemos observar como un aproximado de su comportamiento para un acoplamiento específico, como se muestra en la figura 3.3a.

Causa problema apreciar a primera vista los valores de la pérdida suplementaria mediante su representación en tres dimensiones. Para esto Senn propone el uso de mapas de contornos en dos dimensiones [24], como el que se muestra en la figura 3.3b corresponde al mapa de contorno de la figura tridimensional de la atenuación suplementaria de la figura 3.3a.

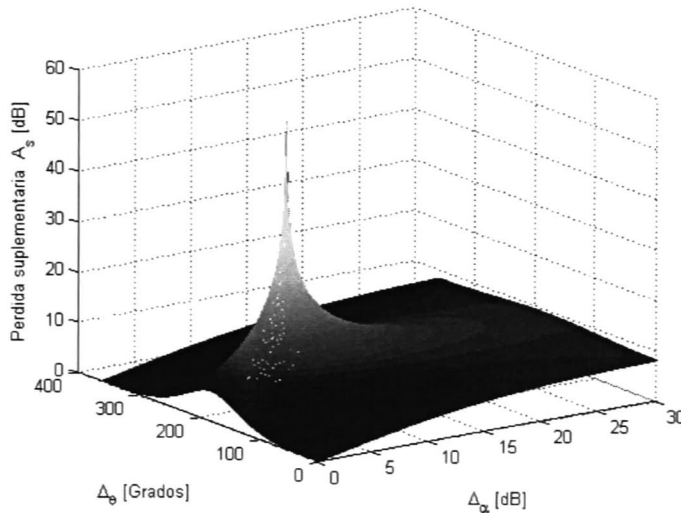


Fig. 3.3 $A_s = 20 \log_{10} |(x^2 - 6x - 3)/8|$ grafica en tres dimensiones.

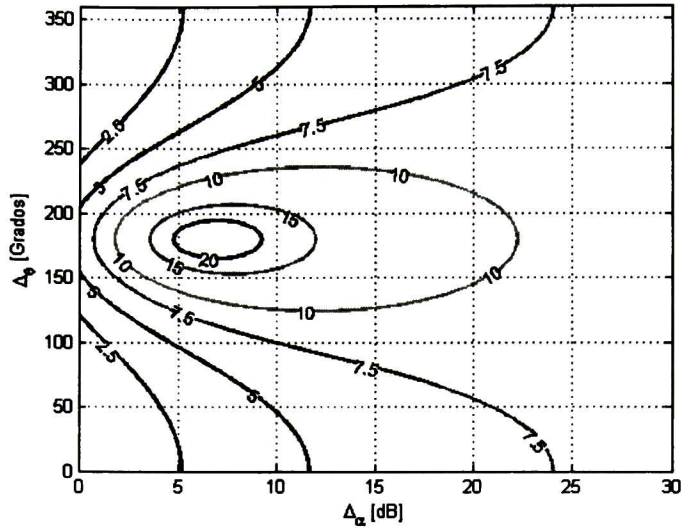


Fig.3.3b Mapa de contorno de $A_p = 20 \log_{10} |(x^2 - 6x - 3)/8|$

3.5 Acoplamiento fase a fase

La teoría modal resulta ser una gran herramienta para la identificación del acoplamiento adecuado para una línea de transmisión; sin embargo, aún se mantienen algunas malas prácticas que se basan en conceptos de líneas muy simplistas. Por ejemplo, se suele considerar que el uso de el acoplamiento que proporcione un camino metálico continuo entre el transmisor y el receptor es la mejor opción (Fig. 3.4).

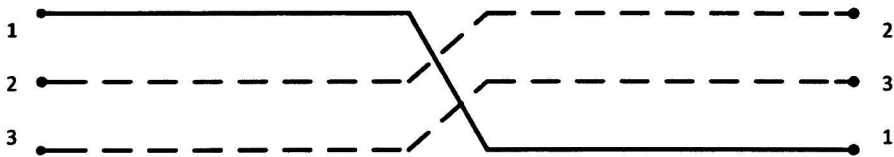


Fig. 3.4 Ejemplo de acoplamiento convencional.

Otro de los conceptos sugiere que para acoplamientos *fase a fase*, se elijan los dos conductores que permanezcan más cercanos el uno con el otro la mayor parte del recorrido de la línea, la teoría modal vino a desmentir estas y otras normas que resultaron ser infundadas.

3.5.1 Línea con dos transposiciones

Profundizamos en la configuración de acoplamiento fase-fase con dos trasposiciones, ya que en ésta se realizaron las mediciones reportadas en los trabajos [10] al [14], para estimar la PSD del ruido corona. Además de ser comparada ésta con otras configuraciones muestra ser un acoplamiento óptimo.

Ejemplo de cálculo de pérdida de inserción.

La figura 3.5 muestra configuraciones de acoplamientos aplicados a la línea de transmisión descrita por la tabla 2.1 y figura 2.4 con los siguientes vectores de acoplamiento

$$c_1: c_t = [1, -1, 0], \quad c_r = [1, -1, 0]$$

$$c_2: c_t = [1, -1, 0], \quad c_r = [1, 0, -1]$$

$$c_3: c_t = [1, 0, -1], \quad c_r = [1, 0, -1]$$

$$c_4: c_t = [0, 1, -1], \quad c_r = [1, -1, 0]$$

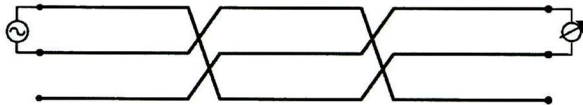


Fig. 3.5a Acoplamiento c_1 fase-fase recomendado.

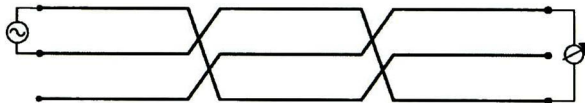


Fig. 3.5b Acoplamiento c_2 fase-fase complementario.

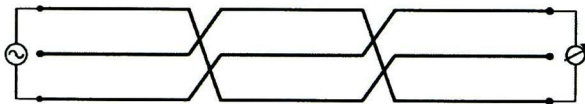


Fig. 3.5c Acoplamiento c_3 fase-fase

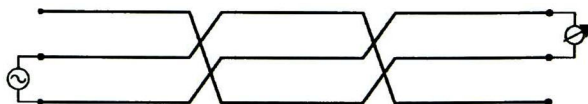


Fig. 3.5d Acoplamiento c_4 subóptimo.

Acoplamiento	polinomio	polos
$c_t = [1, -1, 0], \quad c_r = [1, -1, 0]$ $c_t = [0, 1, -1], \quad c_r = [0, 1, -1]$	$\frac{x^3 - 3x^2 - 9x + 3}{16}$	$10.30 \angle 0^\circ, 360^\circ$
$c_t = [1, -1, 0], \quad c_r = [1, 0, -1]$ $c_t = [1, 0, -1], \quad c_r = [1, -1, 0]$	$\frac{x^3 + 3x}{8}$	
$c_t = [1, 0, -1], \quad c_r = [1, 0, -1]$ $c_t = [1, -1, 0], \quad c_r = [1, 0, -1]$	$\frac{x^3 + 3x^2 + 15x - 3}{16}$	$14.33 \angle 0^\circ, 360^\circ$
$c_t = [0, 1, -1], \quad c_r = [1, -1, 0]$	$\frac{x^3 - 9x^2 + 3x - 3}{16}$	$4.62 \angle 180^\circ \pm 105.07^\circ$

Tabla 3.1 Descripción de los acoplamientos y equivalentes de la figura 3.5.

La pérdida de inserción total para cada acoplamiento se obtuvo mediante la adición de los términos de pérdida complementaria y la atenuación mínima teórica; los resultados se presentan en la figura 3.6.

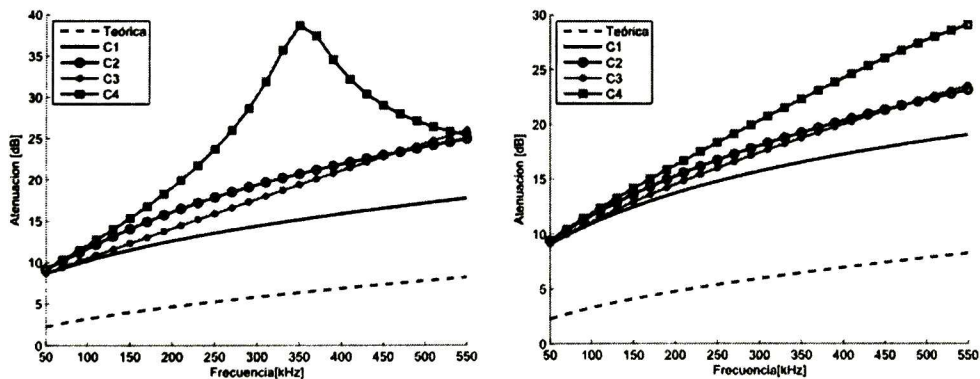


Fig. 3.6 Respuesta a línea transmisión para diferentes acoplamientos, para 300 y 100 ohms en resistencia de tierra respectivamente.

Podemos observar que el acoplamiento c_1 , para nuestra configuración de línea podría ser considerado como óptimo, ya que es el que presenta un menor grado de pérdida de inserción en línea en todo el rango de operación del sistema PLC, para nuestras pruebas siguientes tomaremos como respuesta del canal la pérdida de inserción descrita por el

acoplamiento c_1 con una resistencia de tierra de 100 ohms, tal y como se describe en los trabajos [10] al [15].

3.6 Observaciones del capítulo

Se presentó un método para la predicción del canal para sistemas OPLAT. Haciendo uso de las matrices de transformación modal de Clarke es posible expresar la pérdida suplementaria de una línea en términos de un polinomio cuyas raíces corresponden a los polos de cancelación modales de la línea. Está claro que el método descrito asume una propagación sin reflexiones, pudiendo asumir la pérdida total como la suma de la atenuación mínima teórica de la línea y de un término de pérdida suplementaria el cual puede llegar a ser infinito, provocando cancelaciones modales en la línea.

Capítulo 4

Transmisión OFDM

4.1 Introducción

De los resultados obtenidos para la respuesta en frecuencia del canal OPLAT del capítulo anterior, podemos notar lo siguiente nos encontramos con la problemática de transmitir bajo un canal cuya respuesta en la frecuencia no es plana. La figura 3.6 ilustra como la atenuación para cada acoplamiento va incrementado conforme se aumenta la frecuencia de operación, inclusive se presentará algunos cambios abruptos de atenuación en decibeles, los que provocan desvanecimientos de las señales para ciertas configuraciones de acoplamiento. Por otro lado, observamos que los retardos que presentan las señales son pequeños y la respuesta del canal es cauasi estática; es decir, los cambios en la respuesta del canal en tiempo son despreciables.

El problema presente en los sistemas OPLAT actuales basados en modulaciones de portadora única, es que para poder alcanzar altas tasas de transmisión de bits se debe disminuir en gran medida los periodos de duración de los símbolos. Con esto se logra una transmisión de banda ancha; pero al mismo tiempo, la transmisión de los símbolos sufren los efectos completos del canal OPLAT ya que la transmisión de cada símbolo es por toda la banda disponible; por lo tanto, cada símbolo se transmitirá tanto en bandas de frecuencias con una calidad relativamente buena y en bandas de frecuencias con baja calidad, abarcando las frecuencias en donde se presentan desvanecimientos profundos. Una solución posible para este problema es la de segmentar el ancho de banda disponible en canales más pequeños y evitar aquellas bandas donde se presentan desvanecimientos profundos (figura 4.1). Estos subcanales transmitirán en paralelo una parte del flujo de datos. Con esto se logra dos aspectos primordiales: 1) se alcanzan altas tasas de bits y 2) periodos de símbolos prolongados. Esto último, como veremos más adelante, es una forma de combatir el problema de interferencia intersimbólica (ISI) presente en canales dispersivos. Para conseguir esta

segmentación del canal (figura 4.2), cada uno de los flujos de datos modula a una portadora centrada en alguno de los subcanales.

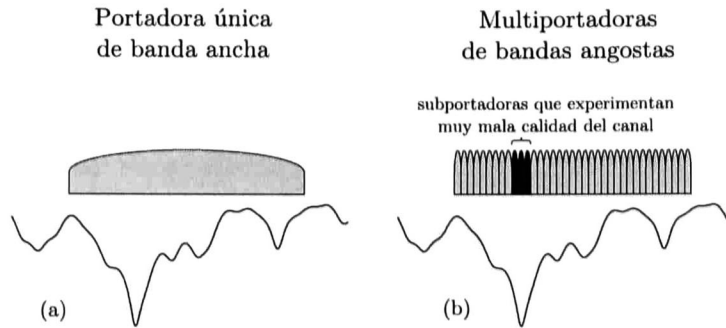


Figura 4.1 (a) transmisión por portadora única de banda ancha, (b) transmisión por selección de frecuencias en el canal.

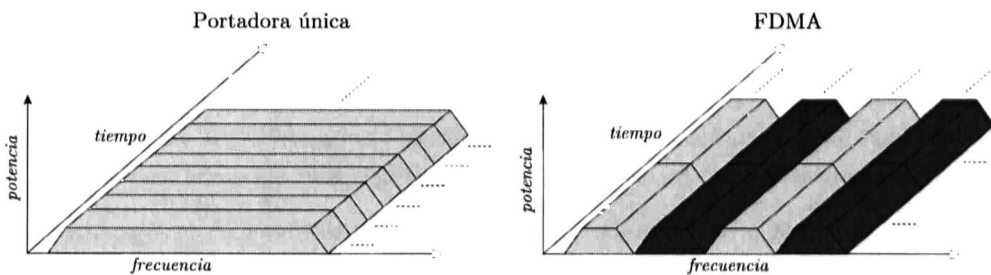


Figura 4.2 Diferencia de asignación en tiempo y frecuencia de portadora única y FDMA.

La segmentación del canal recibe el nombre de FDMA [5] (*Frequency Division Multiple Access*) la cual no es de todo óptima, debemos de entender que cada símbolo se encuentra limitado en tiempo por alguna forma de ventana temporal. Por la propiedad de dualidad en frecuencia, el espectro del símbolo no estará perfectamente limitado produciendo lóbulos laterales en cada subcanal. Esto se puede visualizar por la convolución del espectro de la señal enviada con el espectro de la ventana utilizada. Los lóbulos laterales provocan interferencia entre subcanales adyacentes, por lo cual FDMA debe de sacrificar cierta parte del ancho de banda en bandas de guarda de separación entre subcanales.

Para poder operar de manera eficiente bajo estas condiciones se considera el uso del esquema de modulación por frecuencias ortogonales u OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), propuesto por R. W. Chang [45] en 1966, la mayor diferencia con este esquema con FDMA radica en el uso de portadoras ortogonales, eliminando así la interferencia entre subcanales y obviando las bandas de guarda.

4.1.1 Canal de banda ancha para sistemas OPLAT

Hoy en día, OFDM es una técnica de modulación que ha encontrado una amplia aceptación en diversos sistemas de comunicaciones, con altas velocidades de transmisión de datos. Como ejemplo tenemos redes de área local inalámbricas (LAN's 80211a/g/n), transmisión de video digital, WiMAX y otros sistemas inalámbricos de banda ancha emergentes como 3G LTE y sistemas celulares de cuarta generación. Su popularidad para aplicaciones de enlaces inalámbricos se debe principalmente a una gestión eficiente y flexible de la interferencia intersimbólica (ISI) en canales inalámbricos altamente dispersos [24].

Los sistemas de comunicación inalámbrica, es decir, sistemas radio o acústicos suelen estar sujetos a que el transmisor o el receptor se encuentren en movimiento. Incluso, si ambos extremos del enlace son estáticos, los dispersores u objetos que reflejen, dispersen o difracten a las ondas de propagación darán lugar a variaciones en el tiempo del canal inalámbrico.

La presencia de múltiples dispersores (edificios, vehículos, colinas y así sucesivamente) provoca que una onda de radio transmitida se propague a lo largo de varias trayectorias hacia el receptor (en semejanza de la proagación multimodal). Por lo tanto la antena de recepción recoge una superposición de múltiples copias atenuadas de la señal transmitida, este fenómeno se conoce como propagación por *múltiples trayectorias*. Cuando el receptor de algún sistema observa una versión desplazada temporalmente de la señal transmitida, a pesar de que el medio en si no es físicamente dispersivo (en el sentido de que señales con diferentes frecuencias se propagan con diferentes velocidades), tales canales se denominan *dispersivos en tiempo*.

A medida de ejemplo consideremos la propagación por dos trayectorias en un medio estático. La recepción de la señal en su representación compleja banda base viene dada por:

$$r(t) = h_1 s(t - \tau_1) + h_2 s(t - \tau_2)$$

donde, $h_p = |h_p|e^{j\phi_p}$ y τ_p son, la atenuación compleja y el retardo asociado con la *p*-ésima trayectoria. La magnitud de la transformada de Fourier $R(f) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} r(t)e^{-j2\pi ft} dt$ de la señal recibida será:

$$|R(f)| = |s(f)| \sqrt{|h_1|^2 + |h_2|^2 + 2|h_1||h_2|\cos(2\pi(\tau_1 - \tau_2)f - (\varphi_1 - \varphi_2))}$$

Como podemos ver, un canal *dispersivo en tiempo* tiene un efecto multiplicativo en la señal transmitida en el dominio de la frecuencia (esto por supuesto es una equivalencia básica en el análisis de Fourier). Por lo tanto, los canales dispersivos en tiempo son *selectivos en frecuencia*, en el sentido de que las diferentes frecuencias presentes en nuestro ancho de banda sufrirán distintas atenuaciones, como lo ilustra la figura 4.1.

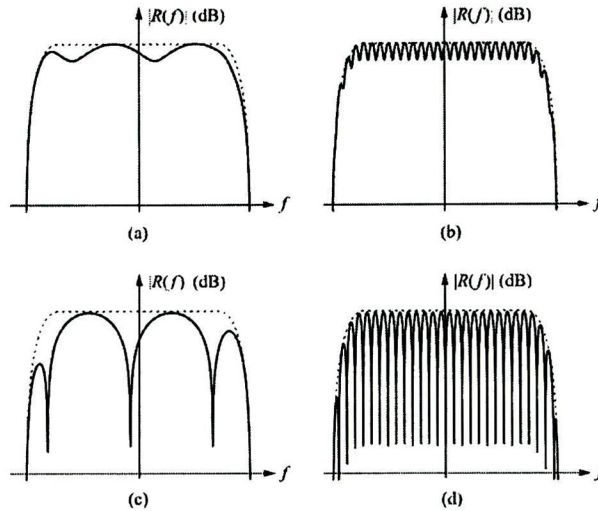


Fig. 4.1 Selectividad en frecuencia del espectro de recepción para un canal con dos trayectorias: (a) $|\tau_1 - \tau_2|$ pequeña y $|h_1| \gg |h_2|$, (b) $|\tau_1 - \tau_2|$ grande y $|h_1| \gg |h_2|$, (c) $|\tau_1 - \tau_2|$ pequeña y $|h_1| \approx |h_2|$, (d) $|\tau_1 - \tau_2|$ grande y $|h_1| \approx |h_2|$.

Podemos observar que las diferencias entre atenuaciones son más severas, cuando la diferencia de los retardos en las trayectorias son grandes y cuando la diferencia entre las atenuaciones de las trayectorias son pequeñas.

Basándonos en la respuesta de nuestro canal OPLAT previamente caracterizado, podemos observar que la propagación de señal en tiempo sufre de retardos para los diferentes modos de propagación (*canal dispersivo en tiempo*) y estos a su vez son traducidos a diferentes atenuaciones para cada frecuencia dentro del rango de operación (*canal selectivo en frecuencia*). Estas similitudes que presenta el canal en sistemas OPLAT con los canales inalámbricos nos permiten hacer uso de las técnicas de modulación de datos, preecualizado, estimación de canal y demodulación, que son utilizadas de manera frecuentes en canales inalámbricos, como lo es, el esquema de modulación OFDM que presenta buenos resultado al operar en sistemas de banda ancha inalámbricos.

4.2 Principios básicos de OFDM

La transmisión por medio de OFDM puede ser visto como un tipo de transmisión de múltiples portadoras. Sin embargo, las características básicas que la distinguen de una extensión sencilla de un esquema de múltiples portadoras son las siguientes:

- ✓ El uso de un gran número de subportadoras de bandas relativamente estrechas en contraste con un esquema de múltiples portadoras que consiste típicamente de unas pocas subportadoras, cada una con un ancho de banda relativamente amplio.
- ✓ Simple conformación de impulsos rectangulares como se ilustra en la figura 4.1a esto corresponde a una forma *sinc* en su espectro por cada subportadora; ver figura 4.1b.
- ✓ Empaquetado estrecho en la frecuencia de las subportadoras, con una separación entre ellas de $\Delta f = 1/T_u$ donde T_u es el tiempo de símbolo modulado por subportadora figura 3.1c. la separación entre cada subportadora será igual tasa de modulación por subportadora $1/T_u$.

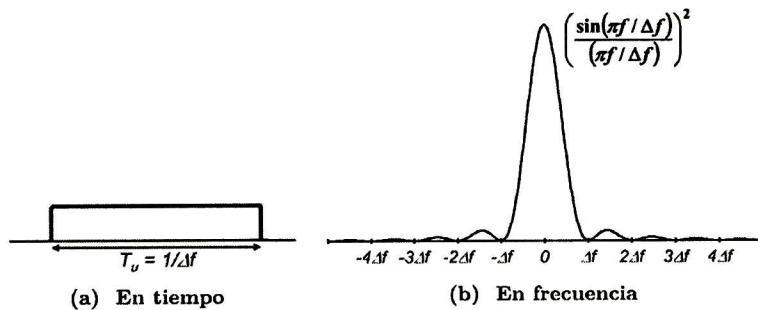


Fig. 4.1 (a) Forma del pulso de subportadora. (b) espectro de subportadora.

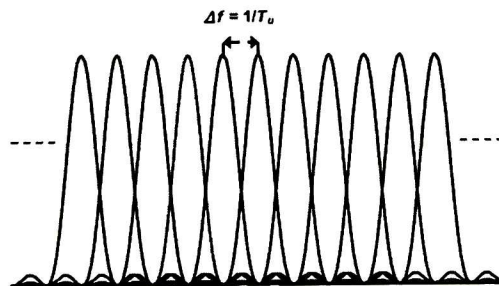


Fig. 4.1 (c) Separación de subportadoras en OFDM.

La idea básica de un modulador OFDM se observa en la figura 4.2, el cual está compuesto por un banco de N moduladores complejos donde cada modulador correspondería a cada subportadora OFDM. En la notación de banda base compleja, una señal OFDM $x(t)$ durante el intervalo de tiempo $mT_u \leq t < (m+1)T_u$ se puede expresar analíticamente como:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k^m e^{j2\pi k \Delta f t} \quad (4.2.1)$$

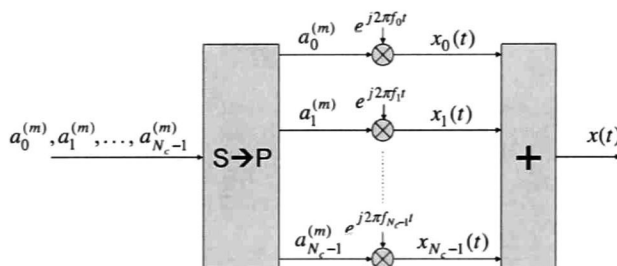


Fig. 4.2 Esquema de modulación OFDM básico.

donde $x_k(t)$ es la k -ésima subportadora modulada con una frecuencia de $f_k = k \cdot \Delta f$ y a_k^m es el símbolo modulado, generalmente complejo y aplicado a la k -ésima subportadora durante el m -ésimo intervalo de símbolo OFDM; es decir, durante el intervalo de tiempo $mT_u \leq t < (m+1)T_u$. La transmisión OFDM se realiza por bloques símbolos, lo que implica que durante cada intervalo de símbolo OFDM N símbolos modulados sean transmitidos en paralelo. Los símbolos modulados pueden provenir de algún alfabeto de modulación, como QPSK, 4QAM, 16QAM, 64QAM, entre otros.

El término de *Orthogonal Frequency-Division Multiplex* es debido a que dos subportadoras OFDM moduladas x_{k_1} y x_{k_2} sean mutuamente ortogonales dentro de todo el intervalo de tiempo $mT_u \leq t < (m+1)T_u$; cumpliendo por lo tanto:

$$\int_{mT_u}^{(m+1)T_u} x_{k_1}(t) x_{k_2}^*(t) dt = \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} a_{k_1} a_{k_2}^* e^{j2\pi k_1 \Delta f t} e^{-j2\pi k_2 \Delta f t} dt = 0; \quad k_1 \neq k_2 \quad (4.2.2)$$

Con lo anterior tendremos que la base para la transmisión OFDM, puede ser vista como la modulación de un conjunto de funciones ortogonales $\varphi_k(t)$;

$$\varphi_k = \begin{cases} e^{j2\pi k \Delta f t} & ; \quad 0 \leq t < T_u \\ 0 & ; \quad \text{otro} \end{cases} \quad (4.2.3)$$

4.3 Demodulación OFDM

El principio básico de la demodulación OFDM, consiste en un banco de correlacionadores, uno para cada subportadora como se muestra en la figura 4.3. De (4.2.2) es evidente que por la ortogonalidad entre subportadoras, para el caso ideal, dos subportadoras OFDM no causaran interferencias entre si después de la demodulación. Debemos notar que este es el caso a pesar del hecho que el espectro de subportadoras vecinas claramente se superpone, como lo muestra la fig.4.1c; por lo tanto, la propiedad de evitar la interferencia entre subportadoras OFDM no se debe simplemente a una separación de sus espectros, como es por ejemplo el caso en transmisión por múltiples portadoras. Sin embargo, esto también implica que cualquier alteración en la estructura de las subportadoras OFDM en la frecuencia (por ejemplo en una canal de radio selectivo en tiempo) puede conducir a una pérdida de ortogonalidad y por lo tanto a una interferencia entre subportadoras en la demodulación. Para mitigar este problema y formar una señal OFDM verdaderamente robusta, la inserción de un prefijo cíclico se utiliza típicamente. Esto se discutirá más adelante.

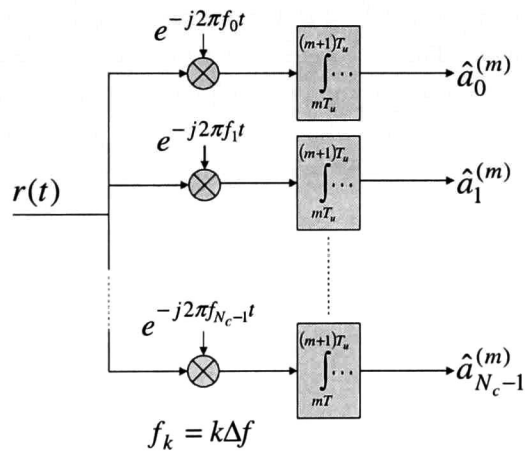


Fig. 4.3 Principio básico de la demodulación OFDM.

4.4 Implementación de OFDM mediante la IFFT/FFT

Como lo planteamos en las dos secciones anteriores un banco de moduladores/correlacionadores pueden ser usados como lo ilustra los principios básicos en las figuras 4.2 y 4.3 para la modulación y demodulación OFDM, respectivamente; sin embargo, estas no son las estructuras más apropiadas para su implementación. Debido a su estructura específica y a la selección de una separación entre subportadoras Δf igual a la velocidad de símbolo por subportadora $1/T_u$, OFDM permite su implementación por medio de la *transformada rápida de Fourier* (FFT), logrando con esto una implementación de baja complejidad. Una señal OFDM en tiempo discreto puede ser expresada como:

$$x_n = x(nTs) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi k \Delta f n T_u} = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi k n / N} = \sum_{k=0}^{N-1} a'_k e^{j2\pi k n / N} \quad (4.4.1)$$

donde:

$$a'_k = \begin{cases} a_k & 0 \leq k < N \\ 0 & N_c \leq k < N \end{cases} \quad (4.4.2)$$

de (4.4.1) la secuencia x_n la señal OFDM muestreada, es de tamaño N al igual que la transformada discreta de Fourier inversa (IDFT). La modulación OFDM se puede implementar mediante el procesamiento de la IDFT como se muestra en la figura 4.4, en lo particular al seleccionar la IDFT de tamaño $N = 2^m$ para algún entero de m , su implementación es eficiente por medio de la *transformada rápida de Fourier inversa* con el algoritmo radix-2.

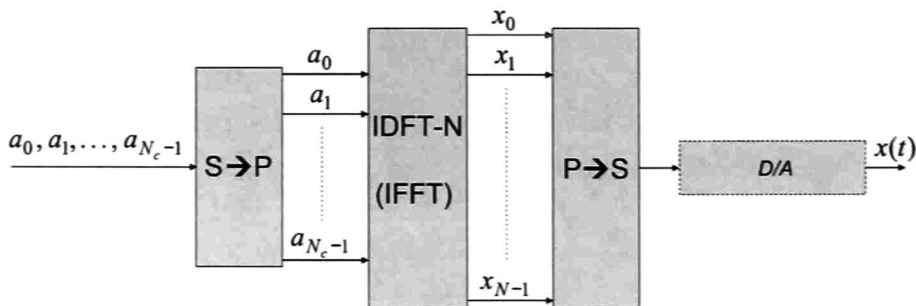


Fig. 4.4 Modulación OFDM por medio del procesamiento de la IFFT.

Similarmente a la modulación OFDM, el procesamiento de la FFT eficiente puede ser utilizado para la demodulación, reemplazando el banco de N demoduladores en paralelo (fig.4.3). La estructura del demodulador OFDM es presentada en la figura 4.5.

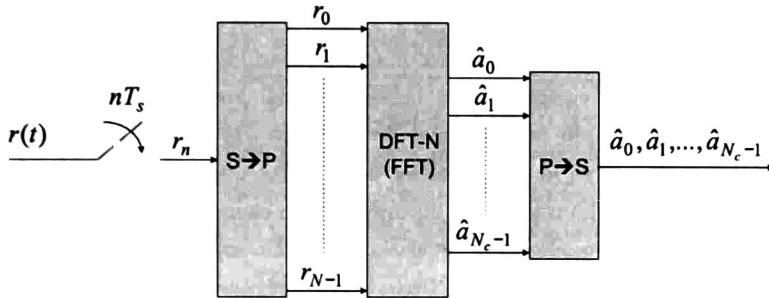


Fig. 4.5 Demodulación OFDM por medio de la FFT.

4.5 Inserción del prefijo cíclico

Hasta ahora hemos dejado en claro que cuando se trata de una señal OFDM sin distorsiones provocadas por el canal, esta puede ser demodulada fácilmente ya que no presentara interferencias entre subportadoras. Para entender la *ortogonalidad entre subportadoras*, debemos de reconocer que una subportadora modulada $x_k(t)$ de (4.2.1) se compone de un numero entero de periodos de exponenciales complejas durante el intervalo de integración $T_u = 1/\Delta f$ en la demodulación. Sin embargo, al tratar un canal real, por ejemplo en el caso de un canal dispersivo en tiempo, la ortogonalidad entre subportadoras al menos en parte se pierde. La razón de esta pérdida de ortogonalidad es que el intervalo de correlación en la demodulación para una trayectoria de la señal se solapará con la frontera de un símbolo de una trayectoria diferente como se muestra en la figura 4.6; por lo tanto, en el intervalo de integración no necesariamente habrá un numero entero de periodos de exponenciales complejas. Como consecuencia, no solo habrá interferencia intersimbolica dentro de una subportadora, sino que además interferencias entre subportadoras.

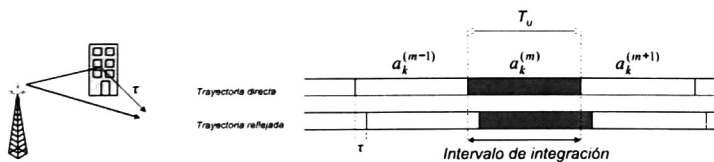


Fig. 4.6 Dispersión en tiempo de la señal.

Para hacer frente a este problema y formar una señal OFDM robusta a la dispersión en tiempo del canal, la inserción de un *prefijo cíclico* se utiliza típicamente en la transmisión OFDM. Podemos observar en la figura 4.7 que la inserción de un *prefijo cíclico* implica que la última parte del símbolo OFDM se copia y se inserta al principio del mismo, de este modo con la anexión del *prefijo cíclico* se tendrá un aumento en la longitud del símbolo OFDM de T_u a $T_u + T_{CP}$, donde T_{CP} corresponde a la longitud del prefijo cíclico. Al mismo tiempo, tendremos una reducción en la velocidad de símbolos OFDM como consecuencia. Para ilustrar esto, nos basamos en la parte inferior de la figura 4.7, si la correlación en el lado del receptor se lleva a cabo todavía durante un intervalo de tiempo $T_u = 1/\Delta f$, la ortogonalidad se mantendrá siempre y cuando el lapso de la dispersión en el canal sea más corto que la longitud del *prefijo cíclico*, ya que esto logra que el solapamiento de símbolos OFDM por diferentes trayectorias sea mitigado.

El inconveniente de la inserción del prefijo cíclico es que solo una fracción $T_u/(T_u + T_{CP})$ de la potencia de la señal recibida es realmente utilizada por el demodulador OFDM, lo que implica una pérdida de potencia en la señal demodulada. Además de esto, también tendremos una pérdida de ancho de banda ya que la velocidad de símbolo OFDM es reducida sin la reducción correspondiente en el ancho de banda total de la señal [26].

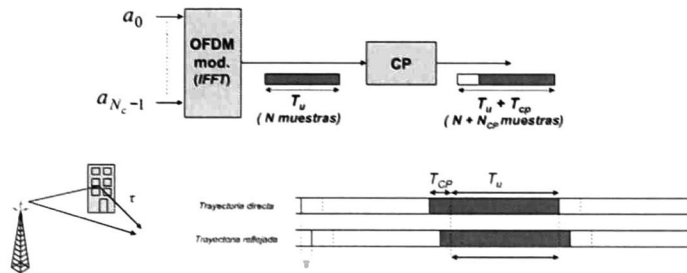


Fig. 4.7 Inserción del prefijo cíclico

4.6 Modelo en el dominio de la frecuencia para transmisión OFDM

Si consideramos un prefijo cíclico lo suficientemente grande, la convolución lineal del canal en tiempo aparecerá como una convolución circular durante el intervalo de integración del demodulador. La combinación de la modulación OFDM (el procesamiento de los símbolos por la IFFT), la convolución con el canal y la demodulación OFDM (procesamiento por medio de la FFT), puede ser visto como un canal en el dominio de la frecuencia donde los taps del canal en la frecuencia H_0, \dots, H_{N_c-1} son las respuesta al impulso del canal.

La salida del demodulador b_k de la figura 4.8 es el símbolo modulado a_k transmitido escalado y rotado en fase por el tap del canal complejo H_k en el dominio de la frecuencia y alterado por el ruido n_k . Como veremos más adelante en nuestro modelo final del sistema PLC, para recuperar apropiadamente el símbolo transmitido para su posterior procesamiento (por ejemplo la demodulación de datos y decodificación de canal) el receptor debe de multiplicar a b_k por el complejo conjugado de H_k , esto es conocido como una etapa de ecualizado que se aplica a cada subportadora recibida, figura 4.9.

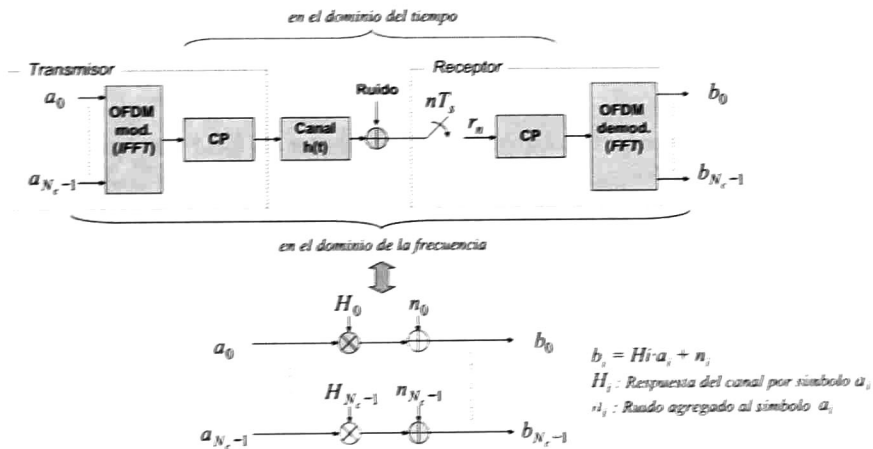


Fig. 4.8 Modelo en la frecuencia de transmisión/recepción OFDM

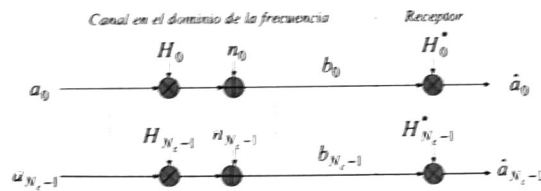


Fig. 4.9 Modelo del ecualizador en el receptor.

4.7 Selección de los parámetros básicos de OFDM

Es conveniente definir los parámetros más importantes para la operación del sistema de transmisión por OFDM, por lo tanto los siguientes parámetros deben de ser determinados:

- ✓ Espaciamiento entre subportadoras Δf .
- ✓ Numero de subportadoras N_c que, junto con el espaciamiento de subportadoras definirá el ancho de banda de transmisión de la señal OFDM.
- ✓ La longitud del prefijo cíclico T_{CP} , el cual nos ayuda a determinar el tiempo de duración del símbolo OFDM $T = T_{CP} - T_u$, o equivalentemente a velocidad del símbolo OFDM.

4.7.1 Espaciamiento de subportadoras OFDM

La separación entre subportadoras debe de encontrarse dentro del ancho de banda de coherencia, el cual se calcula por la siguiente ecuación en función del tiempo máximo de retardo τ_{max} :

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (4.7.1)$$

El ancho de banda de coherencia es un indicador del grado de correlación, que existe en la función de transferencia del canal. Para el canal OPLAT con acoplamientos óptimos la correlación del canal es apreciable a simple vista para frecuencia bajas. Dicho de otro modo, la banda de coherencia es la región donde el canal se puede considerar prácticamente plano.

Dos factores deben de ser considerados para la selección de la separación entre subportadoras OFDM:

- ✓ La separación debe ser lo más pequeño posible en frecuencia (T_u lo más grande posible).
- ✓ Un espaciamiento demasiado pequeño aumenta la inexactitud de frecuencia en la transmisión OFDM.

4.7.2 Número de subportadoras

Una vez que el espaciamiento entre subportadoras se ha seleccionado con base en el entorno del canal, el número de subportadoras puede ser determinado mediante la cantidad de espectro disponible y las emisiones aceptables fuera de la banda. El ancho de banda base de una señal OFDM es igual a $N_c \cdot \Delta f$; es decir el número de subportadoras multiplicadas por la separación entre ellas.

4.7.3 Longitud de prefijo cíclico

En principio, la duración del prefijo cíclico T_{CP} debe de ser mayor o igual al máximo retardo de dispersión τ_{max} ; por lo tanto, se tomara el tamaño del prefijo cíclico como el máximo retardo de dispersión. Sin embargo, no debemos olvidar que el aumento de la longitud del CP mal condicionado tiene como consecuencia una perdida en la eficiencia espectral en el ancho de banda disponible.

4.8 OFDM Disperso

Hasta ahora hemos discutido la transmisión multiportadoras en general, y la transmisión OFDM en particular, como un medio que permite alcanzar anchos de bandas amplios sin dejar de ser lo suficientemente robusta frente a las distorsiones debido a la selectividad en frecuencia del canal.

Sin embargo un inconveniente de la modulación OFDM, así como en cualquier tipo de transmisión de múltiples portadoras, son las grandes variaciones en la potencia instantánea de la señal transmitida, como consecuencia se tendrá una eficacia del amplificador de potencia reducida. Por lo tanto, existe aún el interés para considerar la transmisión de *portadora única* de banda ancha.

OFDMS (*OFDM Sread*, OFDM Disperso) es un esquema de modulación que combina las bondades de pequeñas variaciones en la potencia instantánea de la señal transmitida presentes en esquemas de *portadora única*, posibilidad de baja complejidad de equalización de alta calidad en el receptor en el dominio de la frecuencia y asignación de anchos de bandas flexibles (FDMA) cualidades de un esquema de múltiples portadoras.

El principio básico de la transmisión OFDMS se muestra en la figura 4.10, una forma de interpretar OFDMS, es basándonos en un esquema de modulación OFDM normal el cual es complementado con una precodificación basada en el procesamiento de los datos por medio una DFT. Con esto se logra que la energía de cada bloque de datos se distribuya por todas las subportadoras en la modulación OFDM aparentando una transmisión de *portadora única*.

En el caso ideal, sin ninguna distorsión de la señal en el canal, la demodulación OFDMS (figura 4.10) restaurará perfectamente el bloque de símbolos transmitidos. Sin embargo en nuestro caso, el canal OPLAT es dispersivo en tiempo o equivalentemente selectivo en frecuencia; por lo tanto, la señal OFDMS estará distorsionada a la entrada del receptor provocando auto interferencias en la demodulación. Esto se puede ver en dos aspectos:

- ✓ Al igual que una señal de portadora única de banda ancha, la señal OFDMS es distorsionada en el caso de un canal dispersivo en tiempo.
- ✓ Si el canal es selectivo en frecuencia sobre el periodo de la DFT, la DFT inversa no será capaz de reconstruir correctamente el bloque de símbolos transmitidos.

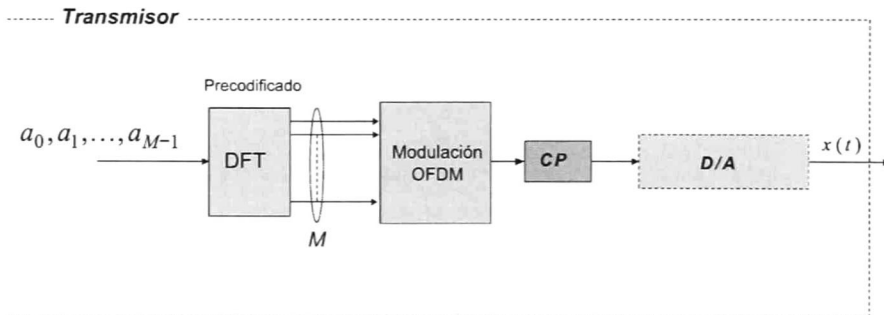


Fig. 4.10 Principio básico de modulación OFDMS

En estos casos es necesario una etapa de ecualización en el receptor para compensar la selectividad de frecuencia del canal OPLAT, el cual operará en el dominio de la frecuencia (figura 4.11).

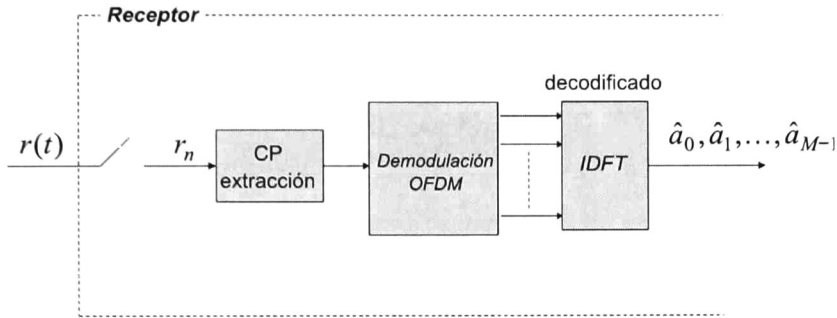


Fig. 4.11 Principio básico de demodulación OFDMs.

4.9 Estimación de canal

Como se describió anteriormente, para demodular los símbolos transmitidos a_k y permitir la correcta codificación de la información en el lado del receptor el escalamiento con el complejo conjugado de los taps H_k del canal en el dominio de la frecuencia debe ser aplicado después de la demodulación OFDM. Esto se logra a través de un procesamiento con la FFT, ver la figura 4.9. Para ser capaz de realizar esto, el receptor necesita una estimación del canal H_0, \dots, H_{N_c-1} en la frecuencia. La *estimación de canal* es una etapa conocida en el ámbito de procesamiento de señales como *identificación de sistema*, que podemos definir como una mecanismo de compensación para mitigar las distorsiones provocadas por el canal.

Los *taps* del canal en la frecuencia pueden ser estimados indirectamente por una primera estimación de la respuesta al impulso del canal y, a partir de ahí, calcular un estimado de H_k . Sin embargo, un enfoque más sencillo es estimar los *taps* del canal en el dominio de la frecuencia directamente. Esto se puede hacer mediante la inserción de *símbolos de referencia* mejor conocidos como *símbolos pilotos* a intervalos regulares dentro de la cuadrícula OFDM tiempo-frecuencia ver figura 4.12. Por medio de la información de los *pilotos* el receptor puede estimar en frecuencia al canal presente alrededor de la ubicación de ellos. Los símbolos pilotos contarán con un grado suficientemente elevado de densidad (dependiendo de qué tan selectivo sea el canal en tiempo o frecuencia), tanto en tiempo como en frecuencia para realizar la estimación en toda la malla (figura 4.12).

En la literatura especializada es común encontrar métodos en los que se estima el canal en la posición de los pilotos y posteriormente se aplica alguna técnica de interpolación para

estimar el canal en la subportadoras de datos. Este procedimiento se describe a detalle en [27], [28] y [29]. Otra técnica utilizada para la estimación del canal a partir de los pilotos es la de Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE). En los trabajos [29], [30] y [31] se exponen algunas de sus transformaciones para disminuir la complejidad computacional. Trabajos más recientes como el de la referencia [32] hacen uso de expansiones en funciones ortogonales para la estimación del canal.

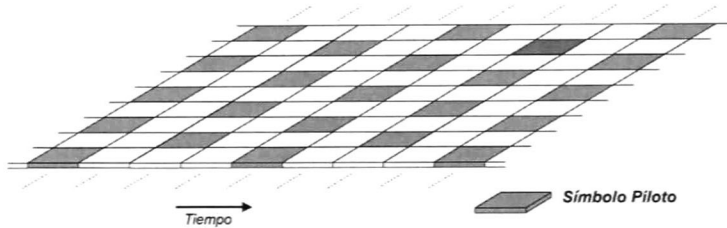


Fig. 4.12 Malla tiempo-frecuencia con símbolos pilotos conocidos.

4.9.1 Mínimos cuadrados

El método más recurrente en la literatura para la estimación del canal en la posición de los *símbolos pilotos* es el algoritmo de mínimos cuadrados [33]. Partiendo del modelo de símbolo OFDM a la salida del procesoso FFT en el receptor, tomando en cuenta el ruido aditivo en la señal y considerando la invarianza del canal dentro del símbolo OFDM tendremos:

$$Y[k] = X[k]H[k] + N[k] \quad (4.9.1)$$

donde, $H[k]$ es la función de transferencia del canal en la posición de la subportadora k , $Y[k]$ la señal recibida en la posición de la subportadora k , $X[k]$ es la subportadora transmitida en la posición k , finalmente $N[k]$ es el ruido presente en la subportadora k .

De manera intuitiva de la señal recibida $Y[k]$, se realiza la extracción de las subportadoras que pertenecen a los *pilotos* $Y_p[k]$:

$$Y_p[k] = X_p[k]H_p[k] + N_p[k] \quad (4.9.2)$$

La ecuación (4.9.2) puedes ser expresada en forma vectorial de la siguiente manera:

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{X}_p \mathbf{h}_p + \mathbf{n}_p \quad (4.9.3)$$

Donde \mathbf{y}_p es el vector de subportadoras pilotos recibidas, \mathbf{X}_p es la matriz diagonal de pilotos transmitidos, \mathbf{h}_p es el vector con la función de transferencia del canal en la posición de los pilotos, \mathbf{n}_p vector de ruido en las posición de pilotos.

Minimizando el error cuadrático en la estimación de la función de transferencia del canal \mathbf{h}_p en la posición de los pilotos [34] obtenemos:

$$\hat{\mathbf{h}}_p = \mathbf{X}_p^{-1} \mathbf{y}_p \quad (4.9.4)$$

Sabemos que \mathbf{X}_p , al ser una matriz diagonal, su inversa es otra matriz diagonal cuyos valores son el recíproco de cada uno de los pilotos enviados que son conocidos tanto en el transmisor como en el receptor; por lo tanto, la función de transferencia del canal en la posición de los pilotos se pueden determinar de la siguiente manera:

$$\hat{H}_{pL_s}[k] = \frac{Y_p[k]}{X_p[k]} \quad (4.9.5)$$

Como podemos ver la estimación por medio de mínimos cuadrados en la posición de los pilotos se puede obtener haciendo la división del valor de la subportadora piloto recibida entre la subportadora enviada como referencia.

Al contar con la estimación del canal en la posición de los pilotos, se recurren a técnicas de interpolación para la estimación de canal, en este trabajo se implementaron los algoritmos de interpolación lineal [38] y expansión por bases PROLATE [5,32, 35, 36, 34, 37] para la estimación del canal en la posición de los datos.

4.10 Modelo para transmisión OFDM completo

La figura 4.13 ilustra el modelo del sistema OPLAT completo utilizando la modulación OFDM para la transmisión de datos, cada uno de los bloques principales: transmisor, canal OPLAT y receptor serán analizados en las siguientes secciones. Del mismo modo se describirá la implementación de sus modelos en las plataformas Matlab y Simulink.

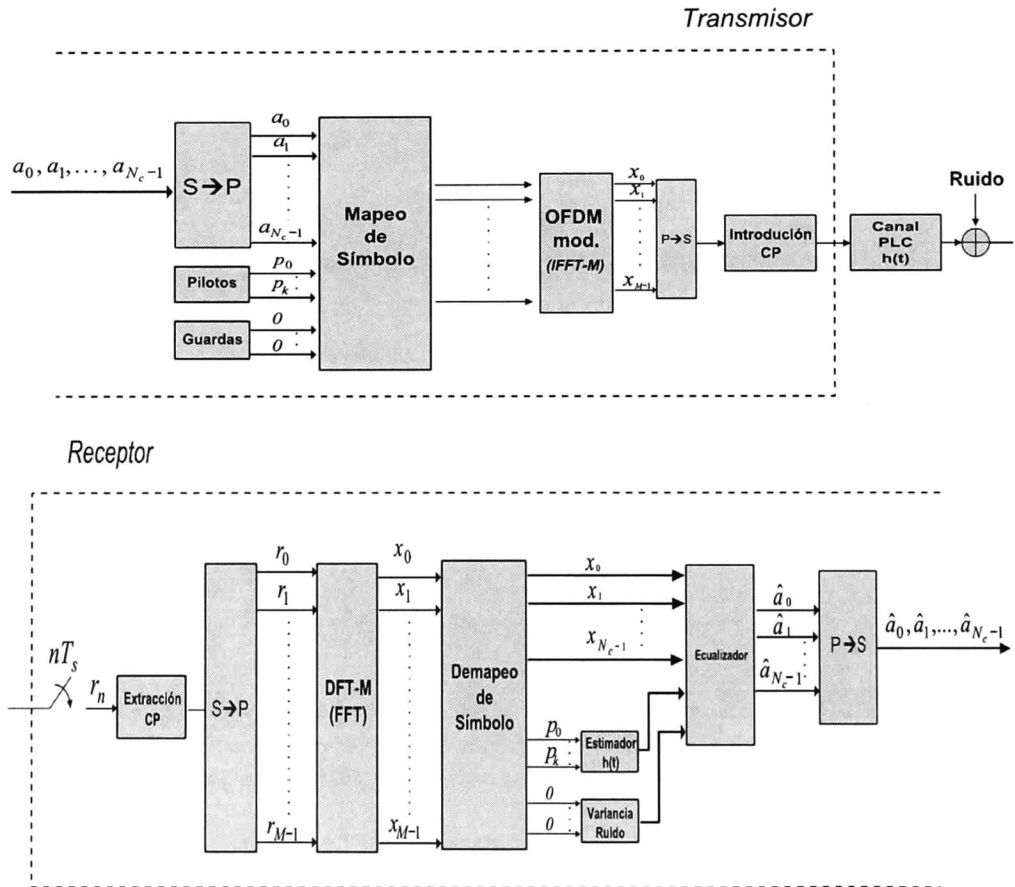


Fig. 4.13 Modelo para transmisión OFDM completo.

Como se planteó en la sección 4.8, la modulación OFDMS como una mejora del OFDM convencional. Se diseñó un nuevo sistema OPLAT donde los datos son precodificados mediante el procesamiento de un bloque que realiza la FFT a cada bloque de ellos antes de la modulación OFDM. El sistema completo es mostrado en la figura 4.14.

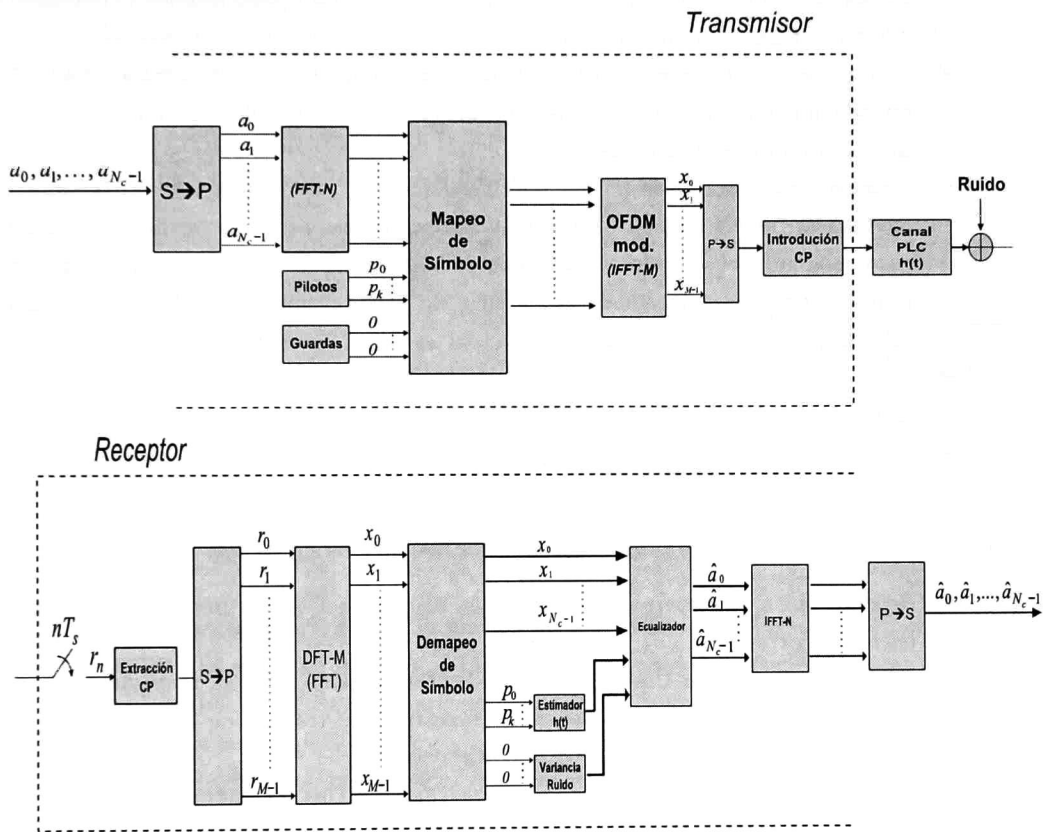


Fig. 4.14 Modelo para transmisión OFDM Spread completo.

4.11 Ventajas y problemas de OFDM

Las ventajas que ofrecen la modulación OFDM en sistemas de banda ancha son las siguientes [27]:

- ✓ *Acceso múltiple al medio.*- Como se explicó en la introducción de este capítulo, el acceso al medio OFDMA provee de gran flexibilidad para asignar subcanales a diferentes fuentes de información.
- ✓ *Sincronización temporal.*- Seleccionando un prefijo cíclico de tamaño mayor al retardo máximo del canal, es posible proveer al sistema de cierta robustez a la sincronía de inicio de símbolo.
- ✓ *Sistema implementable con IFFT/FFT.*- A diferencia de FDMA, la modulación/demodulación de todas las subportadoras se puede realizar en un solo paso mediante el uso de las versiones eficientes de la transformada discreta de Fourier, en lugar de tener un bloque de modulación/demodulación por cada subportadora.
- ✓ *Robustez ante el ISI.*- Bajo condiciones ideales el prefijo cíclico provee de una transmisión libre de ISI.
- ✓ *Alta eficacia espectral.*- La ausencia de guardas entre subportadoras para cada símbolo OFDM permite un mejor aprovechamiento del espectro.

El costo que se debe pagar al utilizar sistemas OFDM son los siguientes:

- ✓ *Sensibilidad a la dispersión Doppler.*- La dispersión Doppler provoca interferencia entre subportadoras.
- ✓ *Sensibilidad a CFO.*- Uno de los grandes problemas de OFDM, es la necesidad de una sincronización en la frecuencia de muestreo del transmisor y el receptor para evitar perder la ortogonalidad entre portadoras.
- ✓ *Pérdida de eficacia.*- Tanto el prefijo cíclico así como las bandas de guardas laterales entre símbolos OFDM reducen el rendimiento del sistema; es decir, una proporción de ancho de banda y de la potencia transmitida no se dedica específicamente a los datos. Cabe aclarar que esta pérdida siempre será menor a la de un esquema sencillo de multiportadoras o FDMA.

4.12 Implementación en MATLAB y Simulink del modelo de sistema OPLAT-OFDM

4.12.1 Transmisor

Tomando como base las secciones 4.2, 4.4, 4.5, 4.5 y el estándar de OFDM descrito en [39], donde se exponen el nivel en capa física del transmisor, el diseño del transmisor OFDM consta de cuatro principales bloques (figura 4.15): generación, formación de símbolo, modulación OFDM e inserción CP (apéndice A, Figura A.1).

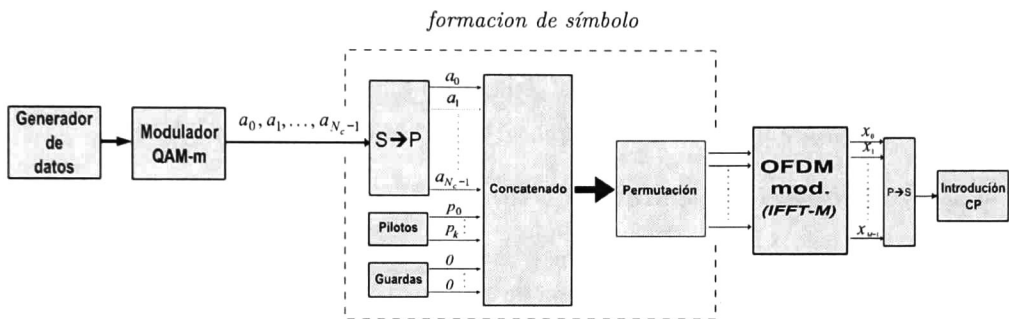


Fig. 4.15 Diseño del transmisor OFDM.

La etapa de generación simula la función de una fuente de información; en específico, este bloque entrega en cada intervalo de tiempo la cantidad de bits necesarios para modular todas las subportadoras de datos de un símbolo OFDM. Cumpliendo con los objetivos de la tesis de proponer un sistema de banda ancha para sistemas OPLAT, por medio de la modulación con frecuencias ortogonales, tan solo se simula un único usuario dejando la factibilidad de un sistema MIMO. Como puede verse en el apéndice A, Figura A.1, este bloque está formado por un generador de enteros uniformemente distribuidos, de rango igual a $[0, \text{mary}]$, donde mary es el tamaño de la constelación del esquema de modulación QAM, y un conversor de enteros a bits, además de una salida adicional de los datos a transmitir para el cálculo del BER. El modulador dentro de la generación mapea conjuntos de bits de tamaños $\log_2(\text{mary})$ hacia un solo número complejo para las posibles constelaciones QAM.

La etapa de formación de símbolos realiza dos concatenaciones contiguas. La primera une los símbolos de datos con los símbolos pilotos y es seguida de un permutador para distribuir de manera uniforme los símbolos pilotos dentro de los símbolos de datos (ver la sección 4.9). La segunda concatenación es con las guardas y es seguida de un último reordenamiento, insertando la subportadora DC en la posición del medio del símbolo OFDM,

así como las restantes guardadas como bandas en los extremos del mismo (ver apéndice A, Figura A.2).

En la etapa de modulación OFDM, como se trató en la sección 4.4, se realiza el procesamiento de la transformada inversa de Fourier, implementado por medio de un bloque IFFT. Dado que la entrada de éste se encuentra en el rango de $[-\frac{F_s}{2}, \frac{F_s}{2}]$ y que el bloque de IFFT trabaja en el rango de $[DC, F_s]$ es necesario un bloque adicional de corrimiento circular hasta que la subportadora DC se encuentre en posición central [25]. Después del procesamiento IFFT se realiza un escalamiento para compensar el cambio de magnitud provocado por la realización de la IFFT misma. El transmisor tendrá como salida un arreglo del tamaño de la IFFT que procesemos con el símbolo OFDM en el dominio del tiempo.

La última etapa inserción de PC, copia las últimas $\frac{N}{8}$ muestras ($N =$ tamaño de la IFFT) y las inserta al principio del arreglo del símbolo OFDM (apéndice A, Tabla A.10).

4.12.2 Modelo de generador de canal

En el capítulo 3, se analizó la forma de calcular la función de transferencia del canal OPLAT para diferentes geometrías de líneas de transmisión de HV y distintos acoplamientos. Haciendo uso de técnicas de procesamiento de señal, se obtienen los coeficientes necesarios (11 en nuestro caso) para el diseño de un filtro FIR que represente la respuesta del canal PLC dentro del rango de frecuencia de sistemas OPLAT convencionales (50-550 KHz). El diseño del generador de canal en Simulink es mediante un filtro FIR (apéndice A, Figura A.3) al cual se le asignan los coeficientes encontrados desde el archivo de inicialización. Este filtro permite la reconfiguración para extender el rango de frecuencias de operación. El canal, además de atenuar la señal modulada, distorsiona la señal anexando a ella el ruido de la banda de operación. El modelo del generador de canal se describe a continuación.

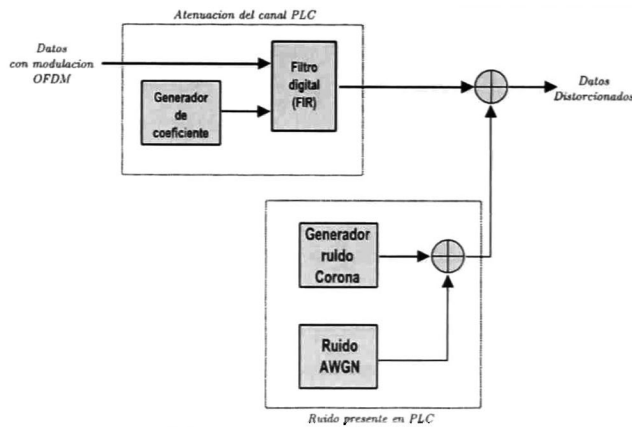


Fig. 4.16 Modelo del generador de canal completo.

4.12.3 Modelo del generador de ruido AWGN

El bloque que adiciona ruido gaussiano o AWGN (por sus siglas en inglés Additive White Gaussian Noise), tanto en fase como en cuadratura a la salida entregada por el filtro FIR del canal, se esquematiza en la figura 4.17. El diseño del generador de ruido AWGN en simulink (apéndice A, Figura A.4) permite manipular la potencia del ruido deseado, esto se realiza desde el archivo de inicialización de Matlab en función de la SNR fijada de antemano para la simulación. La arquitectura de generador presenta dos generadores gaussianos a los cuales se les altera la varianza para obtener la potencia deseada [39].

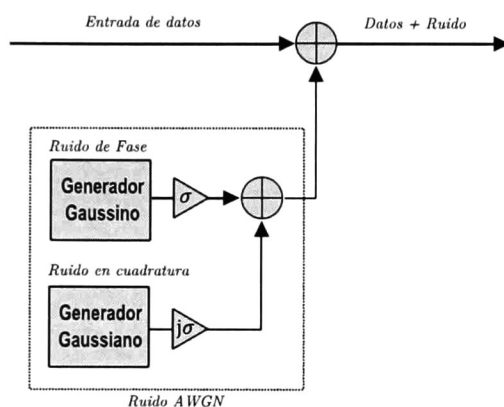


Fig. 4.17 Modelo del generador de ruido AWGN.

En el capítulo 2, se obtuvo el modelado para la estimación del ruido corona, presente en la línea de transmisión de HV. Al contar con la función de transferencia del ruido, al igual que con el generador de canal, mediante un procesamiento de esta misma se obtienen los coeficientes necesarios para el diseño de un filtro FIR que genere el ruido con la respuesta deseada.

La arquitectura del generador de ruido corona en simulink (apéndice A, Figura A.5) realiza el filtrado de ruido blanco mediante un filtro FIR, para obtener la forma de la PSD del ruido corona y es seguido de un filtro pasabaja que limita el rango de operación. El ruido corona es montado sobre cosenoidales con las frecuencias centrales de operación y posteriormente limitado en la banda donde se desea operar el sistema completo. Al igual que el generador de ruido AWGN, es posible controlar la potencia del ruido corona deseado tanto en fase como en cuadratura.

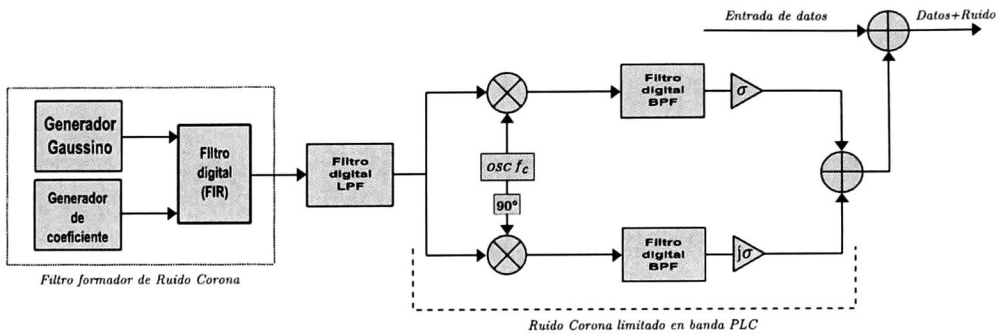


Fig. 4.18 Modelo del generador de ruido corona limitado en banda.

Cabe aclarar que esta selección de banda de operación no se realiza para el caso del generador gaussiano, ya que el ruido blanco es plano en todo el rango de frecuencias.

4.12.4 Receptor

El diseño del receptor OFDM es realizado con etapas que realizan procesamientos inversos de cada una de las etapas del transmisor, así como con la anexión de bloques de estimación y ecualización para compensar las distorsiones por el canal (apéndice A, Figura A.6). Las etapas que lo componen son: extracción de CP, demodulación OFDM (procesamiento de FFT), demapeo de símbolo OFDM (separación de símbolos de datos, pilotos y guardas).

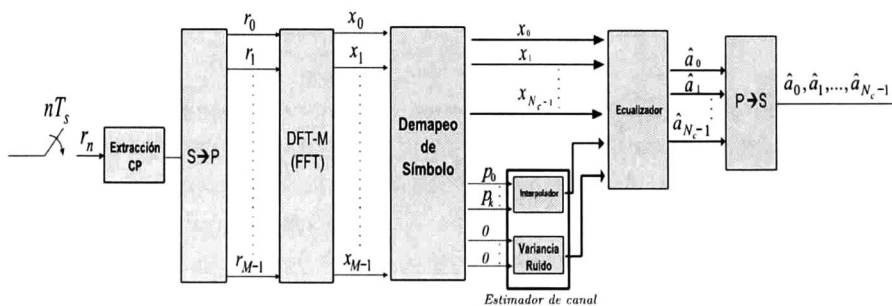


Fig. 4.19 Modelo del receptor OFDM.

La estimación de canal se realiza de manera independiente por diferentes bloques, los cuales realizan el procesamiento de los algoritmos tratados en la sección 4.9. El proceso de estimación de canal se compone de tres bloques: demapeo (extracción de pilotos y guardas), interpolador (estimación de la función de transferencia) y variancia del ruido. Cada uno de los estimadores tendrá como salida un escalar con la variancia del ruido calculada con ayuda de los símbolos de guarda (apéndice A, Tabla A.15-19) y un arreglo con los valores del canal estimado en el dominio de la frecuencia para cada posición de subportadoras de datos.

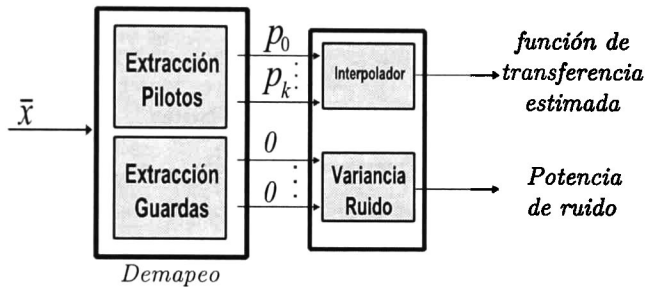


Fig. 4.20 Etapa de estimación de canal.

Estimación por interpolación lineal

Este módulo realiza la estimación del canal en los símbolos pilotos mediante mínimos cuadrados y ejecutando la división del piloto recibido entre el piloto enviado (ver sección 4.9.1). Para realizar la interpolación por partes se utiliza la tabla dinámica de Simulink®, la cual requiere como entrada el índice de la posición de los pilotos y el índice de los datos del símbolo OFDM. La tabla dinámica calcula la interpolación lineal en función del canal estimado en el piloto más cercano de cada extremo (apéndice A, Tabla A.16).

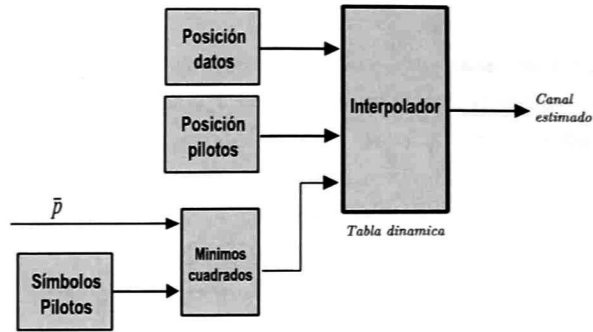


Fig. 4.21 Estimador lineal de canal.

Estimador por proyección en subespacios

El cálculo de las bases PROLATE se realiza utilizando el procedimiento descrito en [37]. Previamente se calcula la matriz pseudoinversa para la estimación de los coeficientes y bases en un archivo de inicialización. El diseño de este estimador se compone de dos productos matriz-vector. En el primero se obtiene la estimación en términos de mínimos cuadrados para los pesos. En el segundo se realiza la reconstrucción del canal utilizando el vector de coeficientes y la matriz de base PROLATE completa (apéndice A, Tabla A.17).

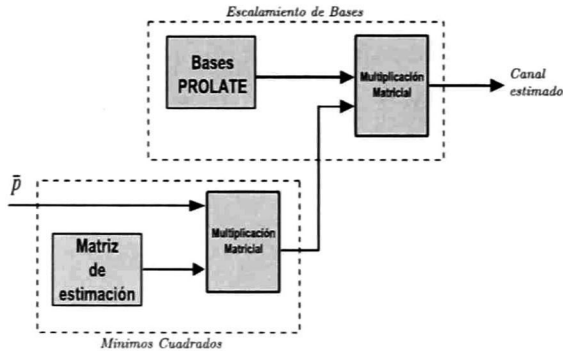


Fig. 4.22 Estimador por expansión de bases del canal.

Capítulo 5

Simulaciones y resultados

En este capítulo se aplica una metodología de pruebas de simulación para los dos esquemas de modulación de datos, OFDM y OFDMS, aplicados al canal OPLAT. Así también se introduce una última modificación del sistema completo anexando una preecualización de los datos respecto al canal OPLAT. La primera parte del capítulo describe la métrica de interés y los parámetros de simulación utilizados. En la segunda parte se muestran los resultados de las simulaciones bajo los diferentes parámetros. Por último, en la tercera parte se expone la información comparativa acerca de los sistemas OPLAT descritos en la literatura para líneas de transmisión de HV.

5.1 Métricas de desempeño

Para la evaluación del desempeño de los sistemas OPLAT-OFDM propuestos, se analizan dos métricas que aportan información de manera cuantitativa sobre la distorsión que el canal OPLAT genera durante la transmisión de datos, sobre la estimación del canal PLC, además del desempeño del modelo.

Tasa de Errores de Bits

Dado que el objetivo principal de la tesis es implementar un modelo de sistema OPLAT de banda ancha y poder lograr la transmisión de datos con la menor cantidad de errores, el

cálculo del BER (Bit Error Rate) nos proporcionará información directa del desempeño del sistema implementado.

Para el cálculo del BER del modelo sistema OPLAT implementado en Simulink®, se utilizó el bloque “*Error Rate Calculation*” ya provisto en el Toolbox DSP, configurándolo para el cálculo del BER por cada símbolo OFDM transmitido y comparando las cadenas de datos transmitidos contra las de los reconstruidos.

Eficiencia espectral

El rendimiento del sistema OPLAT propuesto con los esquemas de modulación OFDM convencional y OFDM extendido fue evaluado por medio de la velocidad de transmisión de bits que se logró en función de la constelación M-aria utilizada y en razón del ancho de banda utilizado.

Uno de los méritos importantes de OFDM es su alta eficiencia espectral debida a la ortogonalidad entre las subportadoras, aunque estas se solapen hacia los extremos. La eficiencia espectral se define como la velocidad de bits sobre un ancho de banda de la señal determinada; es decir, para un sistema OFDM ideal sin intervalos de guardas o pilotos tiene una eficiencia espectral [43] y [44]:

$$E_{ideal} = \frac{N\alpha/T}{N/T} = \alpha \quad (\text{bits /s /Hz}) \quad (5.4)$$

donde 2^α corresponde a la constelación de puntos del esquema de modulación de los datos (previo a la modulación OFDM por símbolo). Por ejemplo $\alpha = 4$ corresponde a 16QAM; por lo tanto, $N\alpha/T$ representa la velocidad binaria neta, y N/T es el ancho de banda de la señal. Sin embargo, tanto el intervalo de guarda en el dominio del tiempo como los pilotos en el dominio de la frecuencia reducen la eficiencia espectral real de los sistemas OFDM prácticos [44]. Así que la eficiencia espectral real de un sistema OFDM es:

$$E_{real} = E_{ideal} \frac{N - N_p}{M + N} \quad (\text{bit /s/Hz}) \quad (5)$$

Donde N indica el tamaño de símbolo OFDM, N_p el número de pilotos utilizado, y M el tamaño de CP utilizado.

5.2 Configuración de canal OPLAT

Utilizando el método de análisis modal para el cálculo de la función de transferencia del canal OPLAT descrito en el capítulo 3, se utiliza la repuesta que genera la línea de transmisión de HV al utilizar los distintos acoplamientos de la figura 3.6. Igualmente se extraen los parámetros para la generación de ruido corona, describe en el capítulo 2, para probar el desempeño del sistema OPLAT en el modelo de simulación implementado en Simulink.

El procedimiento de simulación consiste en la transmisión consecutiva de símbolos OFDM. En cada símbolo se calcula el BER para obtener las métricas promedio de todos los símbolos transmitidos. Se utilizó el filtro óptimo de Wiener como ecualizador en todas las simulaciones. Las semillas en los generadores de datos aleatorios y de ruido, así como los coeficientes del canal PLC, son los mismos en todas las simulaciones de tal manera que los diferentes algoritmos de estimación de canal y los esquemas de modulación enfrenten las mismas condiciones.

5.3 Resultados de simulaciones

Se realizaron 2 esquemas de pruebas para la evaluación del desempeño de la modulación OFDM en el canal OPLAT, la primera prueba consiste en la operación del sistema OPLAT como se describe en el capítulo 4 y poniendo a prueba el funcionamiento de los sistemas descritos en la sección 4.10.

La segunda prueba se realizó tomando en cuenta que conocemos hasta cierto punto la respuesta que presenta el canal OPLAT por medio del método modal aplicado a la línea de transmisión. Con la cual se realiza una precualización de los símbolos OFDM empleando tanto la magnitud como la fase del canal OPLAT en el rango de frecuencia de operación. En las frecuencias donde se presenten desvanecimientos profundos del canal OPLAT asignaremos una mayor potencia promedio a los datos de subportadoras que operen en dicha frecuencia.

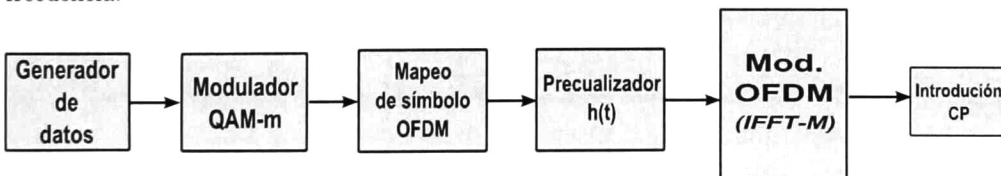


Figura 5.1 Estructura del transmisor con precualizado de canal.

Utilizando el modelo de simulación descrito en el capítulo 4 y basados en los documentos de parámetros de pruebas propios de los sistemas OPLAT convencionales [1]-[3] se utilizaron los acoplamientos más comunes en líneas de transmisión (que son mencionados en la tabla 3.1 y la figura 3.5) esto para evaluar todos los algoritmos de modulación. Seleccionamos como parámetros del sistema un tamaño de FFT = 256, constelaciones de modulación 16QAM y 64QAM y un ancho de banda de 500 KHz (abarcando todo el rango de frecuencia en sistemas OPLAT convencionales 50-550 KHz), 16 datos pilotos para la estimación del canal OPLAT y un tamaño de CP = (1/16)FFT.

Parámetros de los estimadores

Como se describió en el capítulo 4, el ancho de banda w_d es considerado como el intervalo de subportadoras no nulas en el símbolo OFDM. Tanto para el estimador lineal como para el estimador por expansión de bases PROLATE se utilizaron 16 pilotos para la reconstrucción del canal OPLAT en cada uno de los acoplamientos. Para el caso por expansión de bases se requiere del parámetro τ_{max} que corresponde al retardo máximo. Éste seleccionó con base en las estadísticas del canal, de tal manera que, la dispersión de canal no exceda este valor. Definimos como CP+1 a la cantidad de vectores de la base que son necesarios para representar el canal [39]. En cuanto al proceso de estimación, por un lado, al aumentar la cantidad de vectores base se logra una reconstrucción del canal con un menor grado de error, aunque en este caso se requiere de un alto SNR (Signal to Noise Ratio) para el cálculo de los pesos. En caso contrario, una cantidad pequeña de vectores base permite un mejor cálculo de los pesos de las bases con la desventaja de una mala reconstrucción del canal. Un análisis completo sobre este parámetro es presentado en [32].

5.3.1 Sistema OPLAT con modulación OFDM convencional

La primera gráfica (figura 5.2) nos muestra el desempeño del modelo OPLAT ocupando el algoritmo OFDM convencional y una constelación de 16QAM. La estimación del canal se realizó mediante expansiones en base PROLATE, el cual arrojó una reconstrucción del mismo con menor error en comparación con el estimador lineal [39] para las respuestas de cada uno de los acoplamientos vistos. Se utilizó el filtro de Wiener para la recuperación de los datos en el receptor.

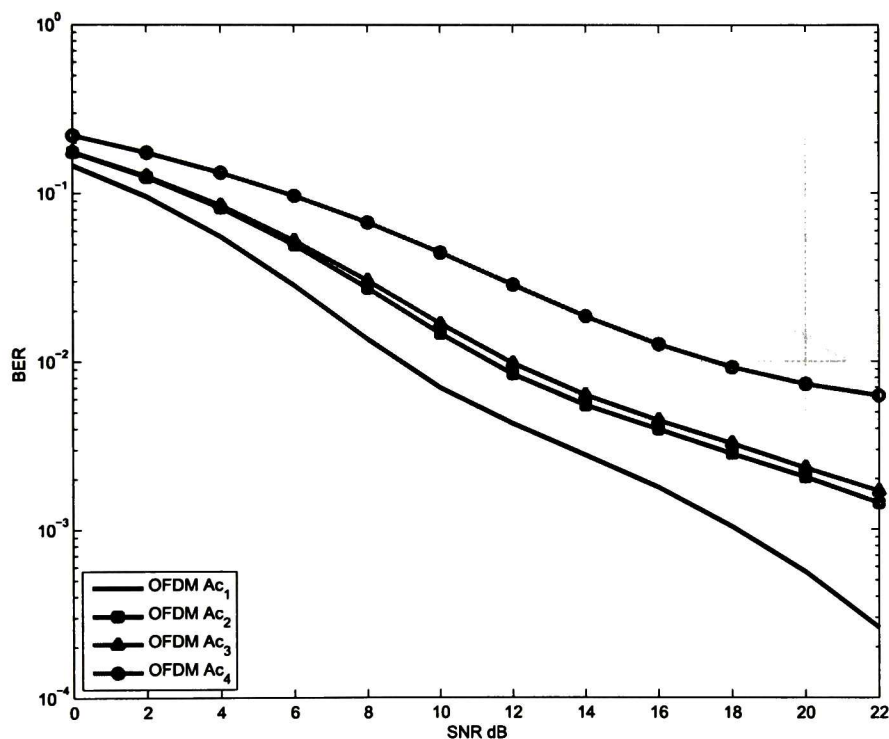


Figura 5.2 Modulación OFDM utilizando: 16 pilotos, 16 QAM, 256 FFT, BW de 500 KHz (50-550 KHz).

La eficiencia espectral lograda bajo los parámetros descritos es de 3.529 bit/s/Hz, lo que comprueba que el uso del esquema de modulación OFDM para canales OPLAT, nos brinda una alta eficiencia espectral por Hz del canal.

5.3.2 Sistema OPLAT con modulación OFDMS

La figura 5.3 muestra la operación del modelo OPLAT conservando los parámetros de las pruebas anteriores, pero con la anexión de un bloque de codificación de los datos para lograr la modulación OFDMS, descrita en el capítulo anterior. Este nuevo algoritmo fue evaluado para cada uno de los acoplamientos propuestos.

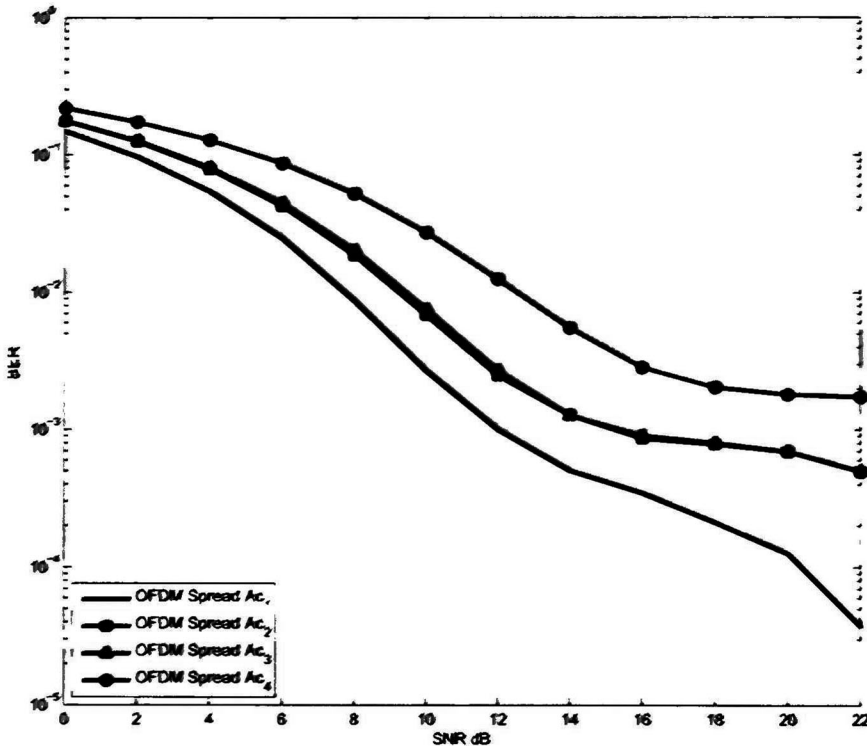


Figura 5.3 Modulación OFDM Spread, utilizando: 16 pilotos, 16 QAM, 256 FFT, BW de 500 KHz (50-550 KHz).

Comparando las dos graficas anteriores, observamos que la modulación OFDM convencional opera aceptablemente bien bajo las condiciones del canal OPLAT: sin embargo, a partir de una SNR de 10 dB la diferencia en BER obtenidas con la modulación OFDMS supera al esquema convencional por aproximadamente 6 dB. A simple vista vemos que para ambos esquemas el acoplamiento Ac_1 mantiene el mejor desempeño, debido a que su repuesta no presenta desvanecimientos profundos. Los acoplamientos Ac_2 y Ac_3 mantiene un comportamiento similar dado a que la repuesta en ambos es similar (figura 3.6). Por último, el cuarto acoplamiento Ac_4 presenta un bajo desempeño a causa de los desvanecimientos

profundos que presenta su respuesta de canal y que se traducen en una mayor pérdida de bits.

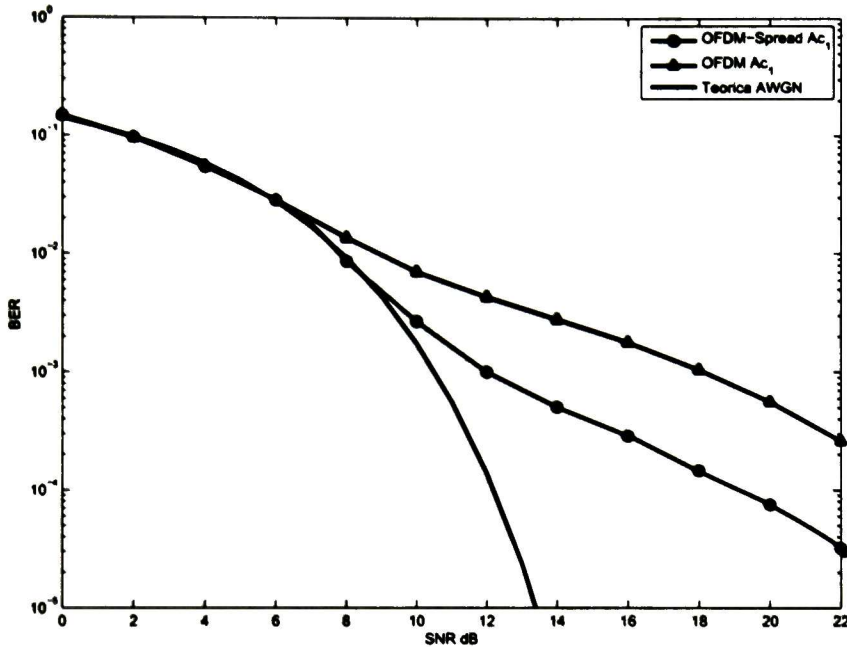


Figura 5.4 Desempeño del acoplamiento Ac_1 , con los distintos esquemas de modulación.

En la figura 5.4 se hace una comparativa entre esquemas de modulación, haciendo uso ambos del acoplamiento óptimo en la línea. Haciendo una análisis sobre la eficiencia espectral observamos que para que la modulación OFDM convencional pueda reducir 6 dB de SNR y mantener un comportamiento similar a la modulación OFDMS tendría que disminuir su constelación a 8 QAM con lo cual tendríamos una eficiencia espectral de 2.6471 bit/s/Hz que está por debajo de 3.529 bit/s/Hz obtenida con OFDMS.

5.3.3 Sistema OPLAT con preecualización de canal en los datos

En esta prueba del modelo del sistema OPLAT se evaluó nuevamente el desempeño de ambos esquemas de modulación OFDM y OFDMS, con la diferencia de que al modelo del transmisor se le anexa un preecualizador de canal (figura 5.1). Para las realizaciones del experimento se utilizó el estimador lineal, por haber tenido un mejor desempeño que el de expansión por bases. Este cambio se debió primordialmente a que la preecualización de canal causó que el sistema operara bajo las condiciones de un canal casi plano.

5.3.3.1 Modulación OFDM convencional

La siguiente figura nos muestra el desempeño del sistema OPLAT, ocupando el algoritmo de modulación OFDM con la etapa de preecualizado de canal en los datos, con un aumento en la constelación a 64QAM y manteniendo los mismos parámetros de las pruebas anteriores.

En la figura 5.5 se observa que el funcionamiento para cada uno de los acoplamientos es similar para niveles bajos de SNR. Para los niveles de operación de SNR en sistemas OPLAT convencionales entre 15 y 25 dB se observa que el acoplamiento Ac_1 nuevamente logra el mejor desempeño, esto se distingue a simple vista a niveles altos de SNR. Los acoplamientos Ac_2 y Ac_3 siguen manteniendo un funcionamiento similar mientras que el acoplamiento Ac_4 presenta el menor rendimiento para el rango de operación de SNR.

Notamos que para niveles por arriba de 20db de SNR, los acoplamientos Ac_2 , Ac_3 y Ac_4 presentan una tendencia hacia desempeño plano. Esto se debe a que el preecualizado de canal para canales con desvanecimientos profundos no proporciona una asignación de potencia eficiente; es decir, consume gran parte de la potencia para tratar minimizar las pérdidas de bits en desvanecimientos profundos y distribuye muy poca potencia a los bits restantes. Esto, en general, disminuye la capacidad de reconstrucción del receptor.

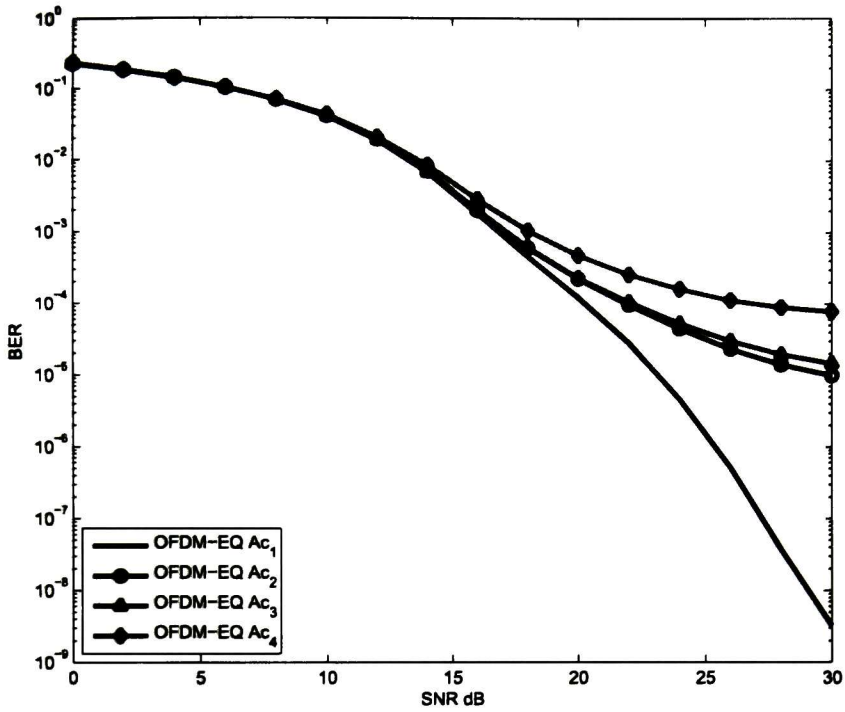


Figura 5.5 Modulación OFDM, con preeculizado de los datos OFDM, utilizando:
16 pilotos, 64 QAM, 256 FFT, BW de 500 KHz.

5.3.3.2 Modulación OFDMS

Como última prueba del modelo se evaluó el funcionamiento del algoritmo OFDMS en conjunto con la preecualización de canal. En la figura 5.6 se hace notar un mejor desempeño de cada uno de los acoplamientos en la línea de transmisión. Se puede observar que el acoplamiento Ac_2 en comparación con el acoplamiento Ac_3 obtiene un mejor desempeño para niveles operación de SNR, lo cual no ocurrió en las demás pruebas. Esto es debido a que la función de transferencia del canal generada por el acoplamiento Ac_2 presenta atenuaciones inferiores (aunque similares) al de la generada por el acoplamiento Ac_3 . La diferencia entre el funcionamiento del acoplamiento Ac_1 que nuevamente resultó ser el de mejor desempeño, y el acoplamiento Ac_4 , se incrementa aún más para niveles de SNR altos.

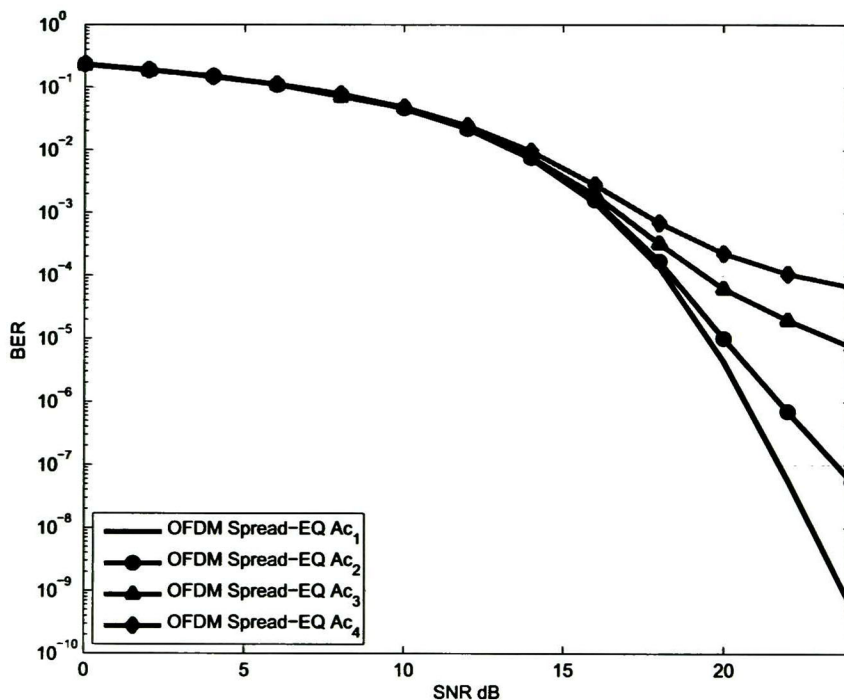


Figura 5.6 Modulación OFDM-Spread, con preecualizado de los datos OFDM utilizando: 16 pilotos, 64 QAM, FFT de 256 y BW de 500 KHz.

La figura 5.7 nos muestra como el desempeño de la modulación OFDMS mantiene un funcionamiento cercano al caso ideal; es decir, tan solo considerar un canal con ruido AWGN y plano, el uso de preecualización de canal mitiga en gran medida los efectos de distorsión provocados por el canal OPLAT.

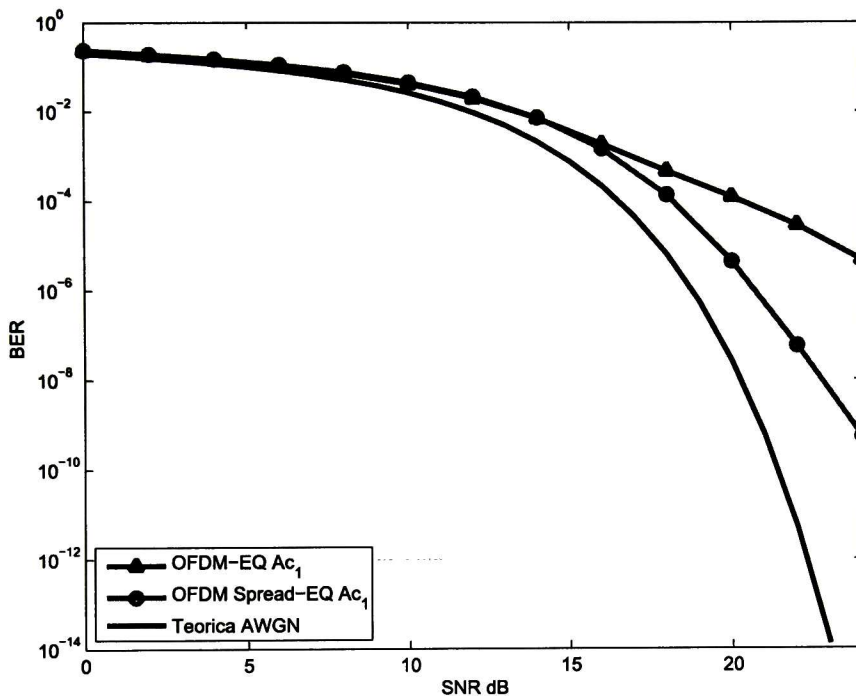


Figura 5.7 Comparación de las modulaciones OFDM y OFDM Spread con preecualizado de datos para el acoplamiento uno, con la curva teórica de un canal AWGN utilizando: 16 pilotos, 64 QAM, FFT de 256 y BW de 500 KHz.

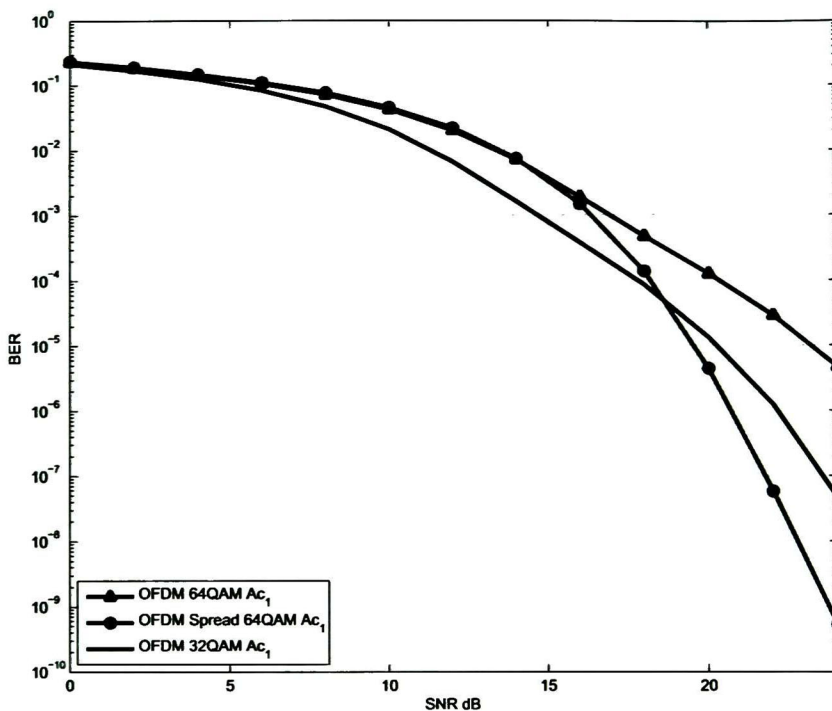


Figura 5.8 Comparación del desempeño para las constelaciones 64QAM y 32QAM, utilizando OFDM Spread y OFDM convencional respectivamente.

La eficiencia espectral que presentan estos nuevos resultados bajo los parámetros descritos es de 5.2941 bit/s/Hz, con una capacidad de transmisión de 2.64 Mbit/s. Esto representa un mucho mejor desempeño a sistemas OPLAT convencionales que manejan capacidades de transmisión entre los 28 Kbit/s y los 100 Kbit/s.

La superioridad del esquema de modulación OFDMS se hace notar en la figura 5.8, donde podemos observar que para una SNR = 18 dB (nivel de operación típico en sistemas OPLAT convencionales) tenemos una eficiencia espectral de 5.2941 bit/s/Hz con un BER por debajo de 10^{-4} . Para lograr este mismo desempeño utilizando el esquema OFDM convencional tendríamos que reducir la constelación a 32QAM obteniendo una eficiencia espectral inferior de 4.4118 bit/s/Hz, o es su defecto si mantuviéramos una constelación de 64QAM tendríamos que incrementar 4dB de SNR para mantener la eficiencia espectral.

Capítulo 6

Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Conclusiones

En esta tesis se ha presentado una propuesta sobre el uso del esquema de modulación OFDM para los sistemas de transmisión OPLAT convencionales. Como resultados finales, en la primera parte se modeló el canal OPLAT y el ruido corona presente en las líneas de HV. En la segunda parte se implementaron los algoritmos de modulación OFDM y OFDMS. Por último se desarrolló una la plataforma de simulación del sistema OPLAT, obteniendo las siguientes contribuciones:

- ✓ La incorporación de los esquemas OFDM y OFDM Spread al canal OPLAT, vuelve al sistema robusto ante los deterioros causados por la ISI presente en nuestro canal OPLAT al ser selectivo en frecuencia.
- ✓ Se logra un incremento sustancial sobre la eficiencia espectral, en comparación con los sistemas encontrados en el estado de arte.
- ✓ La plataforma de simulación elaborada para el canal OPLAT incluyendo efectos de ruido corona permitirá evaluar diferentes esquemas de modulación de datos.
- ✓ Se logra un incremento en el desempeño de los esquemas OFDM y OFDMS a niveles de SNR bajos mediante la anexión de la preecualización de canal OPLAT, para mitigar las distorsiones provocadas por los desvanecimientos, traducidos a pérdidas de bits.

- ✓ Se logró la operación eficiente en todo el ancho de banda disponible de los sistemas OPLAT convencionales; ésto mediante los esquemas OFDM y OFDMS. Las capacidades de transmisión logradas son superiores a las reportadas en el estado del arte.

Encontramos que el uso del esquema OFDM en canales de líneas de transmisión de HV resulta ser óptimo, en el sentido de tratarse de un canal puramente selectivo en frecuencia [46]. Sin embargo, aún faltaría la evaluación de los esquemas en canal OPLAT, tomando en cuenta las reflexiones provocadas en las líneas, así como el ruido impulsivo provocado por los disturbios eléctricos y fallas en las líneas, los que provocan anomalías tales como severos desvanecimientos.

El modelo que se desarrolló en Simulink facilitó la evaluación de los dos algoritmos propuestos y la comparación de sus desempeños. Dicho modelo es parametrizable y, por lo tanto, esta plataforma de simulación puede ser migrada a otros esquemas de modulación con relativa facilidad. Esto último representa el cumplimiento de uno de nuestros objetivos planteados, ya que servirá como base para estudios posteriores.

6.2 Trabajo futuro

Durante el desarrollo del trabajo de tesis y en la definición del problema han quedado abiertos varios temas de investigación para el mejoramiento del sistema OPLAT-Digital propuesto, los cuales requieren ser trabajados a futuro. Las principales ramas de investigación por realizar reconocidas por el autor son:

- ✓ La extensión del modelo y la implementación de un sistema MIMO que utilice de manera simultáneas diferentes acoplamientos. Esto requiere desarrollar un nuevo algoritmo que incluya los esquemas MIMO-OFDM.
- ✓ La extensión del modelo a un sistema MIMO, haciendo uso de los hilos de guarda, lo cual implicaría el trabajo del modelado del canal así generado.
- ✓ La reconstrucción de los datos puede ser mejorada incluyendo información a priori o una asignación inteligente de las posiciones de los pilotos para la estimación del canal OPLAT.
- ✓ Siguiendo el punto anterior, la implementación de un nuevo algoritmo de precualización de canal más eficiente; ésto mediante técnicas de asignación de potencia a los datos como lo es Water Filling.
- ✓ El estudio del desempeño del modelo bajo el ruido impulsivo y reflexiones en la línea.
- ✓ El modelado de nuevos esquemas de acoplamientos de la línea de transmisión HV.
- ✓ La implementación de estos esquemas en alguna tecnología.

Bibliografía

- [1] IEEE Standards 643-1980, IEEE Guide for Power-Line Carrier Applications, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1979.
- [2] Miriam P. Sanders and Roger E. Ray, Power Line Carrier Channel and Application Considerations for Transmission Line Relaying, Pulsar Technologies, Inc., C045-P0597.
- [3] Jones, D.E. and Bozoki, B. "Experimental Evaluation of Power-Line Carrier Propagation on a 500 kV Line", IEEE Transaction Paper No. 65-935. June 1963.
- [4] Jose Luis A.Naredo V., "Communication Frequency Response of High Voltage Power Lines", Tesis de maestria, The University of British Columbia, April 1987..
- [5] Valeri Kontorovitch Mazover, Fernando Ramos Alarcón, and Ramón Parra Michel, Fundamentos de Comunicaciones Digitales. México: Limusa, 2009
- [6] Wedepohl, L.M.: *The Theory of Natural Modes in Multi-Conductor Transmission Systems*, lecture notes, British Columbia, Canada, 10 January, 1999.
- [7] Wedepohl, L.M.: "Propagation of Carrier Signals in Homogeneous, Non-homogeneous and Mixed Multi-conductor systems" IEE Proceedings, Volume 115, No. 1, January 1968, pp. 179 - 186.
- [8] Gary, C.H.: "The Theory of the Excitation Function: A Demonstration of its Physical Meaning" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-91, January 1972, pp. 305 - 310.
- [9] Sarma Maruvada, P.: Corona Performance of High-Voltage Transmission Lines, Research Studies Press Ltd., England, 2000.
- [10] Nermin Suljanovic, Aljo Mujcic, Matej Zajc, "Comparison of BITCM performance in dPLC channel with AWGN channel" Industrial Technology, 2003 IEEE International Conference on (Volume:2), 10-12 Dec. 2003.
- [11] Nermin Suljanovic, Aljo Mujcic, Matej Zajc, and J.F. Tasic, "Influence of data frame duration on performance of BITCM system over HV power line", pp. 150 – 153, 2004.
- [12] Aljo Mujcic, Nermin Suljanovic, Matej Zajc, "Power line noise model appropriate for investigation of channel coding methods", EUROCON 2003. Computer as a Tool. The IEEE Region 8 (Volume:1), pp. 299-303, 2003.
- [13] Aljo Mujcic, Nermin Suljanovic, Matej Zajc, "Corona noise characteristics in high voltage PLC channel", Power Delivery, IEEE Transactions on (Volume:20 . Issue: 1), pp. 71-79, 2005.

- [14] Aljo Mujcic, Nermin Suljanovic, Matej Zajc, "Frequency Characteristics Measurement of Overhead High-Voltage Power-Line in Low Radio-Frequency Range", *Power Delivery, IEEE Transactions on* (Volume:22 , Issue: 4), pp. 2142-2149, 2007.
- [15] Nermin Suljanovic, Matej Zajc, Aljo Mujcic, "Power-line high-frequency characteristics: analytical formulation", *Mobile Future and Symposium on Trends in Communications, 2003. SympoTIC '03. Joint First Workshop on*, pp. 106-109, 2003.
- [16] Matej Zajc, Aljo Mujcic and Nermin Suljanovic, "High voltage power line constraints for high speed communications", *Electrotechnical Conference, 2004. MELECON 2004. Proceedings of the 12th IEEE Mediterranean* (Volume:1), pp. 285-288, 2004.
- [17] G. V. Mikutski, "High-frequency channels on overhead power lines," in *Energy Moscow, Russia, 1986*.
- [18] Wedepohl. L. M., "Application of Matrix Methods to the Solution of Travelling-wave Phenomena in Polyphase Systems", *Proc. IEE*, vol. 110, Dec. 1963, pp. 2200-2212.
- [19] Wedepohl. L. M., *Personal communication*, 1981
- [20] Wedepohl L.M., "Electrical Characteristics of Polyphase Transmission Systems with Special Reference to Boundary Value Calculations at Power-line Carrier Frequencies." *Proc. IEE*, Vol. 112, No. 11, November 1965.
- [21] Wedepohl L.M. "Wave Propagation in Nonhomogeneous Multiconductor Systems Using the Concept of Natural Modes." *Proc. TEE*, Vol. 113, No. 4, April 1966.
- [22] Wedepohl L.M., Wasley R.G., "Propagation of Carrier Signals in Homogeneous Nonhomogeneous and Mixed Multiconductor Systems." *Proc. IEE.*, Vol. 115, No. 1 January 1968.
- [23] Naredo J. L., Frausto J., De la Rosa R., "Introduction to the Modern Techniques of Power System Transient Calculation." *26-th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Aug. 1983.
- [24] Senn W. H., Morf K. P., "Optimum Power Line Carrier Coupling Arrangement on Transposed Single Circuit Power Lines.", *International Conference on Large High Voltage Electric Systems*.(35-02), 21-29 August 1974.
- [25] Franz Hlawatsch and Gerald Matz, *Wireless Communications Over Rapidly Time-Varying Channels*.: Academic Press, 2011.
- [26] NTT DoCoMo, et al., Views on OFDM parameter set for evolved UTRA downlink, Tdoc R1-050386, 3GPP TSG-RAN WG 1, Athens, Greece, 9-13 May 2005.

- [27] Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, and Rias Muhamed, *Fundamentals of WiMAX, Understanding Broadband Wireless Networking.*: Prentice Hall, 2007
- [28] Sinem Coleri, Mustafa Ergen, Anuj Puri, and Ahmad Bahai, "Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 48, no. 3, September 2002.
- [29] Magnus Sandell and Over Edfors, "A Comparative Study of Pilot-Based Channel Estimators for Wireless OFDM", Lulea University of Technology, Research Report 1996.
- [30] Wen Zhou and Wong Hing Lam, "A fast LMMSE Channel Estimation Method for OFDM Systems", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009, p. 13, 2009.
- [31] Jan-Jaap Van de Beek, "On Channel Estimation in OFDM Systems", *IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 815-819, September 1995.
- [32] Peña Campos F., Parra Michel R., Longoria Gandara O. and Carrasco Alvarez R., "Enhanced Channel Estimation Using Superimposed Training Based on Universal Basis Expansion", *Wireless Communications, IEEE Transactions*, pp. 898-907.
- [33] Hsieh Meng-Han and Che-Ho Wei, "Channel Estimation for OFDM Systems Based on Comb-Type Pilot Arrangement in Frequency Selective Fading Channels", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 44, no. 1, pp. 217-225, 1998.
- [34] Manolakis Dimitris G., *Statistical and Adaptive Signal Processing.*: McGraw-Hill, 2000.
- [35] Harry L. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory.*, Jhon Wiley & Sons, 2001.
- [36] Roberto Carrasco Alvarez, "Estimación de Canales Variantes en Tiempo de Banda Amplia", *CINVESTAV . Guadalajara*, Tesis Doctoral 2010.
- [37] John D. Mathews, J. K. Breakall, and Georg K. Karawas, "The discrete Prolate Spheroidal Filter as Digital signal Processing Tool", *IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing*, vol. 33, pp. 1471-1478, 1985.
- [38] Rine J. and Renfors M., "Pilot Spacing in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems on Practical Channels", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 42, no. 4, pp. 959-962, 1996.
- [39] Fernando Peña Campos, "Estimación de canales variantes en tiempo para sistemas OFDM utilizando expansión en bases", *CINVESTAV Guadalajara*, Tesis de maestría 2011.

- [40] Eggimann F., Senn W., Morf K., "The Transmission Characteristics of High-Voltage Lines at Carrier Frequencies", *Brown Boveri Rev.* 8 1977.
- [41] C. Gary, Analisis de la Propagación a través de conductores multiples en alta frecuencia utilizando matrices complejas.
- [42] R. H. Galloway, "Calculation of electrical parameters for short and long polyphase transmission lines", *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution*, pp.2051-2059, 1964.
- [43] Linglong Dai, Zhaocheng Wang ; Zhixing Yang, "Time-Frequency Training OFDM with High Spectral Efficiency and Reliable Performance in High Speed Environments", *Selected Areas in Communications, IEEE Journal*, pp. 695 - 707, 2012.
- [44] Linglong Dai, Zhaocheng Wang Jintao Wang, and Jun Wang, "Time-Frequency Training OFDM with High Spectral Efficiency and Improved Performance over Fast Fading Channels", *Global Telecommunications Conference*, pp. 1-5, 2011.
- [45] J. L. Eaves and Reedy E. K., *Principles of Modern Radar*. New York: Van Nostrand Reinhold, 1987.

Apéndice A

Descripción del funcionamiento del entorno de simulación

Este anexo describe de manera breve los Scripts de parámetros de inicialización en Matlab y las características básicas de cada bloque de la plataforma Simulink®. El objetivo principal es describir la configuración de los modelos diseñados, para poder realizar las pruebas de desempeño del sistema OPLAT por OFDM, por tal motivo los diagramas siguientes difieren a modelos mostrados en el capítulo 4, sin embargo, la estructura y funcionamiento es el mismo.

A.1 Parámetros de inicialización

Cada bloque que realiza algún procesamiento de las señales requieren de ciertos parámetros que se inicializan mediante un script de Matlab. A continuación se describen cada uno de ellos.

A.1.1 Parámetros directos

Estos parámetros pueden ser modificados de manera directa por el usuario desde el archivo de inicialización, esto debido a que el diseño del sistema en Simulink® es totalmente paramétrico.

Parámetro	Descripción	Unidades	Valores Permitidos
tfft	Tamaño de la FFT para el símbolo OFDM	N/a	256,512,1024
Mary	Tamaño de la constelación para las subportadoras de datos.	N/a	Potencia de 4 para QAM, 16 para 16QAM, etc.
Fs	Frecuencia de símbolo	Hz	Según el ancho de banda a trabajar.
SIMTIME	Tiempo de simulación	Segundos	Según el número de símbolos a transmitir.
Ts	Periodo de símbolo	Segundos	En función de Fs.

Tabla A.1 Parámetros directos del programa de inicialización.

Parámetro	Descripción	Unidades	Valores Permitidos
maxNumErrs	Cantidad máxima de bits erróneos recibidos para detener la simulación	Bits	Entero positivo en formato doble
maxNumBits	Cantidad máxima de bits recibidos para detener la simulación	Bits	Entero positivo en formato doble
maxNumSymbols	Cantidad máxima de símbolos OFDM recibidos para detener la simulación	Bits	Entero positivo en formato doble

Tabla A.2 Parámetros directos para la simulación.

Parámetro	Descripción	Unidades	Valores Permitidos
SNR	Relación señal a ruido, determina la potencia del ruido.	dB	Flotante en formato doble
PLC	Vector de coeficientes para la generación del canal PLC.	N/a	Complejo en formato doble
Channel2	Vector de coeficientes para el precualizado de los datos.	N/a	Complejo en formato doble
FIRa	Vector de coeficientes para la generación de ruido corona	N/a	Complejo en formato doble

Tabla A.3 Parámetros directos para la generación de canal.

A.1.2 Parámetros indirectos

Parámetro	Descripción	Unidades	Valores Permitidos
Tb	Periodo de símbolo OFDM	s	Variante
Fb	Frecuencia de símbolo OFDM	Hz	Variante
NullCarries	Numero de subportador de guardas laterales	subportadoras	Entero positivo en formato doble
PilotCarries	Numero de subportadoras de símbolos pilotos	subportadoras	Entero positivo en formato doble
Amp_pilot	Amplitud de los pilotos	Volts	Flotante en formato doble
DelayProlateFrecData	Vector de bases PROLATE para la estimación de canal	N/a	Complejo en formato doble

EstMtx	Matriz de estimación de canal.	N/a	Complejo en formato doble
Rep_index1	Índice de datos en recepción	N/a	Entero positivo en formato doble
Rep_index2	Índice de pilotos en recepción	N/a	Entero positivo en formato doble
pilot	Vector de pilotos	N/a	Flotante en formato doble

Tabla A.4 Parámetros secundarios para el programa de inicialización.

A.2 Arquitectura del transmisor

En el capítulo 4 se describe de forma detallada la arquitectura interna de cada uno de los bloques del modelo final de simulación, ahora describiremos los parámetros específicos de cada puerto en dichos bloques, así como sus diagramas en el entorno Simulink®.

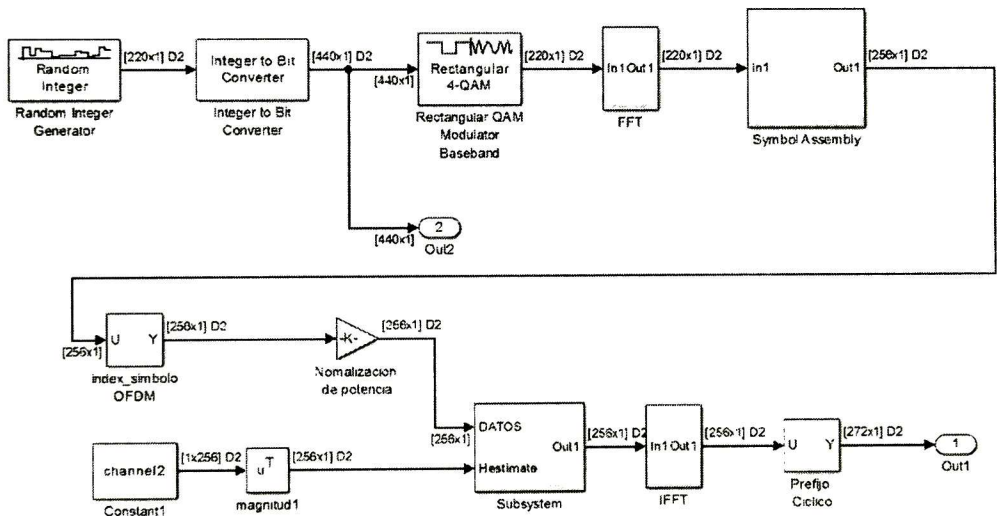


Figura A.1 Arquitectura a bloques en Simulink® del transmisor.

Bloque: BitStream						
Función: proporciona los bits de datos aleatorios para cada símbolo OFDM						
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones	
RndBits	Salida	$DataCarries \times 1$	Vector frame	T_s	-	

Tabla A.5 Descripción de puertos de BitStream.

Bloque: Integer to Bit Converter						
Función: convierte los números enteros de datos a su equivalente en bits						
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones	
Bits	Salida	$(DataCarries * \log_2(mary)) \times 1$	Vector frame	T_s		

Tabla A.6 Descripción de puertos Bit Converter.

Bloque: Modulador QAM						
Función: mapeo de conjuntos de bits a símbolos de una constelación						
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones	
In	Entrada	$(DataCarries * NumBits) \times 1$	Vector frame	T_s		
Out	Salida	$(DataCarries) \times 1$	Vector frame	T_s		

Tabla A.7 Descripción de puertos modulador QAM.

Bloque: IFFT/FFT						
Función: realiza el procesamiento de FFT/IFFT a los bloques de datos						
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones	
In	entrada	$tfft \times 1$	Vector frame	T_s		
Out	Salida	$tfft \times 1$	Vector frame	T_s		

Tabla A.8 Descripción de puertos IFFT/FFT

Bloque: Formación de Símbolo OFDM						
Función: realiza el acomodo de símbolos de datos, pilotos y guardas						
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones	
In	Entrada	$DataCarries \times 1$	Vector frame	T_s		
Out	Salida	$tfft \times 1$	Vector frame	T_s		

Tabla A.9 Descripción de puertos Symbol Assembly.

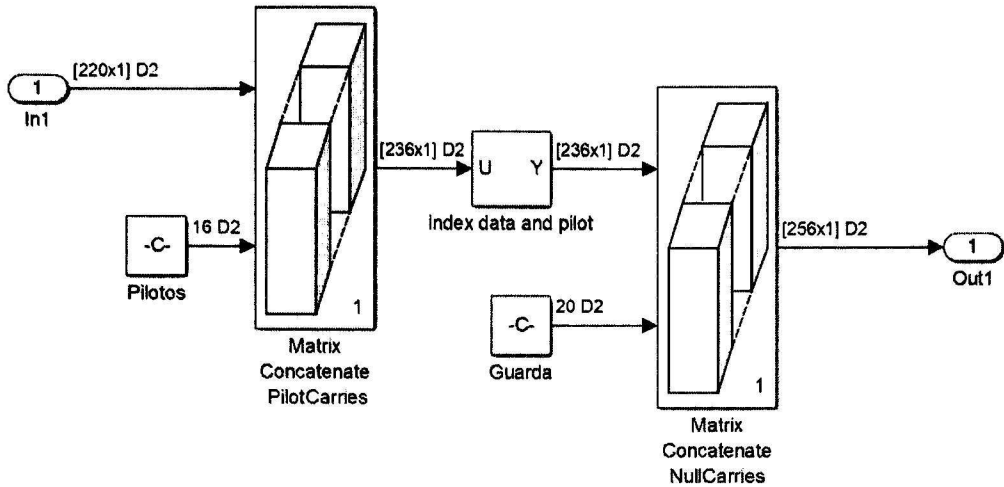


Figura A.2 Arquitectura a bloques en Simulink® de la etapa de formación de símbolo OFDM.

Bloque: Cyclic Prefix					
Función: inserta el prefijo cíclico al símbolo OFDM					
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones
U	Entrada	$tfft \times 1$	Vector frame	T_s	-
Y	Salida	$\frac{9}{8} * tfft \times 1$	Vector frame	T_s	-

Tabla A.10 Descripción de puertos Cyclic Prefix.

A.3 canal

Bloque: Channel					
Función: Filtrado de la señal con el canal PLC y adición del ruido					
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones
In	Entrada	$\frac{9}{8} * tfft \times 1$	Vector frame	T_s	
Out	Salida	$\frac{9}{8} * tfft \times 1$	Vector frame	T_s	-

Tabla A.11 Descripción de puertos Channel.

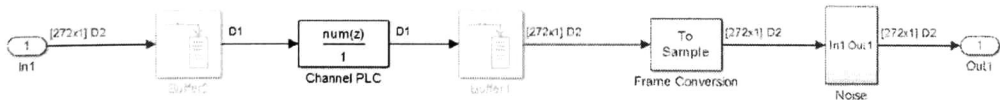


Figura A.3 Arquitectura a bloques en Simulink® del Canal PLC.

Bloque: AWGN					
Función: adiciona a la señal ruido AWGN					
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones
In	Entrada	$\frac{9}{8} * tfft \times 1$	Vector frame	Ts	
Out	Salida	$\frac{9}{8} * tfft \times 1$	Vector frame	Ts	

Tabla A.12 Descripción de puertos AWGN.

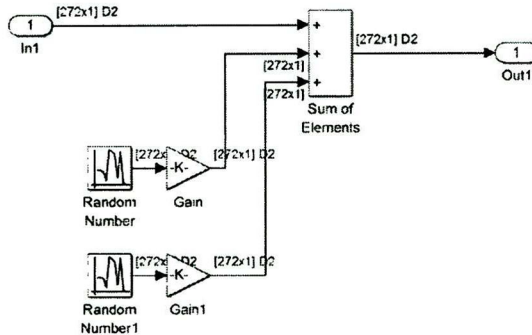


Figura A.4 Arquitectura a bloques en Simulink® del Generador de ruido gaussiano

Bloque: Noise Corona					
Función: adiciona a la señal ruido corona					
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones
In	Entrada	$\frac{9}{8} * tfft \times 1$	Vector frame	Ts	
Out	Salida	$\frac{9}{8} * tfft \times 1$	Vector frame	Ts	

Tabla A.13 Descripción de puertos Noise Corona.

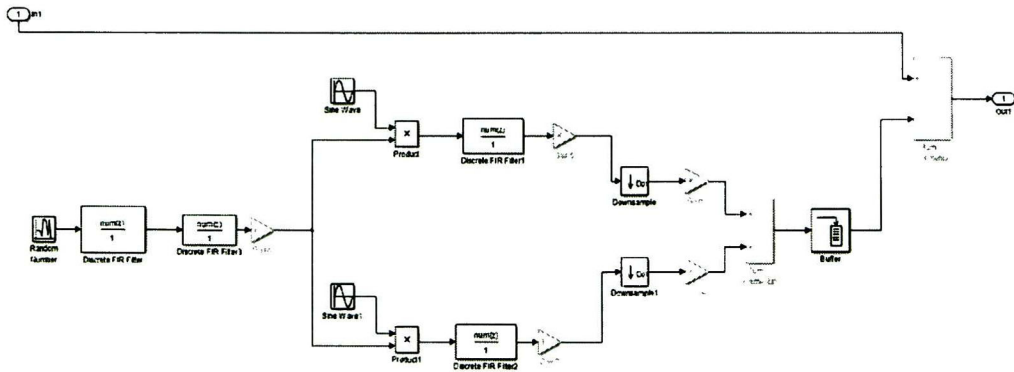


Figura A.5 Arquitectura a bloques en Simulink® del Generador de ruido corona

A.4 Receptor

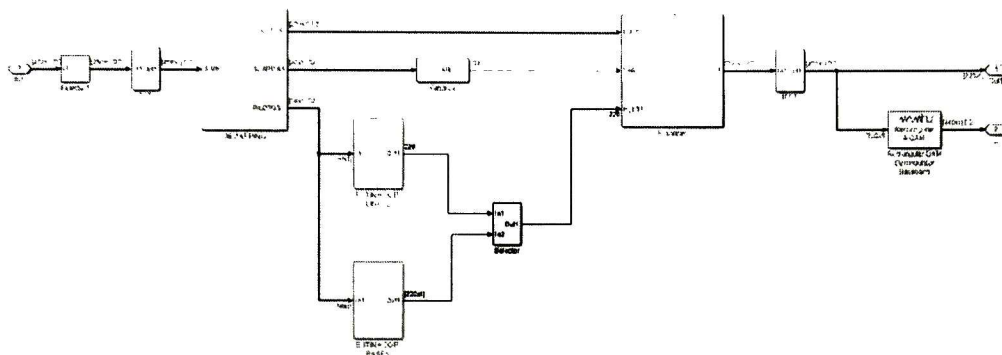


Figura A.6 Arquitectura a bloques en Simulink® del Receptor.

Bloque: Cyclic Remove					
Función: Elimina el prefijo cíclico agregado por el transmisor					
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones
U	Entrada	$\frac{9}{8} * tfft \times 1$	Vector sample	Ts	
Y	Salida	$tfft \times 1$	Vector sample	Ts	

Tabla A.14 Descripción de puertos Cyclic Remove.

Bloque: Demmapping					
Función: Realiza la separación de símbolos de datos, pilotos y guardas					
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones
SIMB	Entrada	$tfft \times 1$	Vector simple	Ts	
Datos	Salida	$(DataCarries) \times 1$	Vector frame	Ts	
Guardas	Salida	$(NullCarries) \times 1$	Vector frame	Ts	
Pilotos	Salida	$(PilotCarries) \times 1$	Vector frame	Ts	

Tabla A.15 Descripción de puertos Demmapping.

Bloque: Estimador lineal					
Función:					
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones
PilotosDem	Entrada	$(PilotCarries) \times 1$	Vector frame	Ts	
H_Est	Salida	$(DataCarries) \times 1$	Vector frame	Ts	
Index data	Entrada	$(DataCarries) \times 1$	Vector	Ts	

Index pilot	Entrada	$(PilotCarries) \times 1$	vector	Ts	
Pilotos	Entrada	$(PilotCarries) \times 1$	Vector sample	Ts	

Tabla A.16 Descripción de puertos Estimador lineal.

Bloque: Estimador por bases					
Función:					
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones
PilotosDem	Entrada	$(PilotCarries) \times 1$	Vector frame	Ts	
DelayProlateFrecData	Entrada	$(DataCarries) \times CP$	Vector sample	Ts	
EstMtx	Entrada	$CP \times CP - 1$	Vector sample	Ts	
H_Est	Salida	$(DataCarries) \times 1$	Vector frame	Ts	

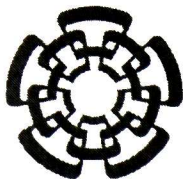
Tabla A.17 Descripción de puertos Estimador por bases.

Bloque: VAR					
Función: Calcula la varianza del ruido, mediante los símbolos de guarda					
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones
In	Entrada	$(PilotCarries) \times 1$	Vector frame	Ts	
Out	Salida	1	flotante	Ts	

Tabla A.18 Descripción de puertos VAR.

Bloque: Ecuilizer					
Función: compensa las atenuaciones causadas por el canal					
Puerto	Modo	Dimensión	Tipo	Periodo de muestreo	Observaciones
Datos	Entrada	$(DataCarries) \times 1$	Vector frame	Ts	
VAR	Entrada	1	Flotante	Ts	
H_Est	Entrada	$(DataCarries) \times 1$	Vector frame	Ts	
Data_Est	Salida	$(DataCarries) \times 1$	Vector frame	Ts	

Tabla A.19 Descripción de puertos Ecuilizer.



CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL I.P.N. UNIDAD GUADALAJARA

El Jurado designado por la Unidad Guadalajara del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional aprobó la tesis

Propuesta de Sistema OPLAT de Banda Ancha con Modulación OFDM.

del (la) C.

Jose Alberto DEL PUERTO FLORES

el día 12 de Diciembre de 2014.

Dr. Deni Librado Torres Román
Investigador CINVESTAV 3C
CINVESTAV Unidad Guadalajara

Dr. José Luis Alejandro Naredo
Villagrán
Investigador CINVESTAV 3C
CINVESTAV Unidad Guadalajara

Dr. Ramón Parra Michel
Investigador CINVESTAV 3C
CINVESTAV Unidad Guadalajara

Dra. Susana Ortega Cisneros
Investigador CINVESTAV 3A
CINVESTAV Unidad Guadalajara



CINVESTAV - IPN
Biblioteca Central



SSIT0012932