

UNIVERSIDAD NACIONAL DEL NORDESTE

FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS, NATURALES Y  
AGRIMENSURA

**SISTEMAS DE COMUNICACIÓN ROBUSTOS  
PARA INFRAESTRUCTURAS AVANZADAS DE  
MEDICIÓN DE ENERGÍA IMPLEMENTADAS  
SOBRE PLC (POWER LINE COMMUNICATIONS)**

Tesis para la obtención del título de  
Magister en Sistemas y Redes de Telecomunicaciones

Autor: Ing. Jorge Ernesto Veglia - UNNE

Director: Dr. David Luis La Red Martínez - UNNE

Co-director: Mg. Reinaldo Jose Ramon Scappini – UTN

2018



## **Reconocimientos y agradecimientos**

*Al comité académico y cuerpo docente de la Maestría, por idear y concretar el desafío de un posgrado largamente anhelado y necesario. En particular, a su director, el Dr. Ing. Jorge Monzón, por su tarea al frente del proyecto, y por su aliento personal y acompañamiento a todos los maestrandos.*

*A mis directores, el Dr. David La Red Martínez y el Mg. Ing. "Roly" Scappini, por su cordial guía, orientación, corrección y consejo en todo momento.*

*A mi esposa, Tamara, y a mis hijos, Lucas y Paula, a quienes les robé las largas horas que demandó este trabajo.*

## Índice general

Abreviaturas .....	iv
Resumen .....	vi
Abstract .....	vii
Capítulo 1. Introducción .....	1
1.1. Medidores inteligentes, Infraestructuras Avanzadas de Medición y Redes Inteligentes .....	1
1.1.1 Redes Inteligentes ( <i>Smart Grids</i> ).....	1
1.1.2 Infraestructuras Avanzadas de Medición ( <i>AMI, Advanced Metering Infrastructures</i> )	3
1.2 La Comunicación en una LAN AMI .....	5
1.3 PLC ( <i>Power Line Communications</i> ).....	6
1.4 Planteo del problema.....	7
1.5 Objetivos de la tesis .....	9
1.6 Metodologías, procedimientos y organización del trabajo.....	9
Capítulo 2. El Canal PLC .....	11
2.1 Introducción.....	11
2.2. Modelos y enfoques propuestos en la bibliografía .....	11
2.3 El ruido en PLC .....	15
2.4 Modelo propuesto para la simulación .....	17
2.4.1 Modelo del Canal .....	18
2.4.2 Modelo de Ruido .....	22
2.5 Resultados .....	23
2.6 Comentarios y discusiones.....	25
Capítulo 3. La Comunicación en PLC .....	26
3.1. Introducción.....	26
3.2 La modulación OFDM - FFT .....	26
3.2.1 Moduladores y demoduladores OFDM – FFT .....	27
3.2.2 Prefijo cíclico .....	29
3.2.3 Realización de un sistema OFDM .....	30
3.3 OFDM con procesamiento Wavelet (W-OFDM).....	32
3.3.1 Comparación de W-OFDM con F-OFDM.....	33
3.3.2 W-OFDM para aplicaciones en NB-PLC.....	35
3.4 Estándares en NB-PLC .....	36
3.4.1 Ubicación de los estándares en el modelo de referencia ISO/OSI .....	36
3.4.2 Principales especificaciones .....	37
3.5 Modelo propuesto para la simulación .....	39

3.5.1 Modulador / demodulador banda base .....	39
3.5.2 Bloque OFDM .....	40
3.5.3 Bloques IFFT / FFT .....	41
3.5.4 Bloques modulador / demodulador pasa banda .....	42
3.5.5 Cálculo del error .....	42
3.6 Resultados .....	44
3.7 Comentarios y discusiones.....	44
<b>Capítulo 4. Sistemas robustos en PLC.....</b>	<b>46</b>
4.1 Introducción.....	46
4.2 Propuestas y técnicas para la robustez en PLC: Atenuación del ruido .....	46
4.2.1 Técnicas en el dominio del tiempo.....	47
4.2.2 Técnicas en el dominio de la frecuencia.....	48
4.2.3 Detección comprimida ( <i>compressed sensing</i> ) para cancelación de ruido impulsivo .....	49
4.3 Técnicas utilizadas en los estándares: corrección de errores .....	49
4.3.1 ARQ ( <i>Automatic Repeat reQuest</i> ) .....	50
4.3.2 FEC ( <i>Forward Error Correction</i> ).....	50
4.3.3 Intercalado .....	51
4.3.4 Análisis de las soluciones en estándares .....	51
4.4 Codificación ARQ híbrida o HARQ ( <i>Hybrid ARQ</i> ) .....	53
4.4.1 HARQ tipo I .....	54
4.4.2 HARQ tipo II .....	55
4.5 Método propuesto .....	57
4.5.1 Descripción general del sistema .....	57
4.5.2 Codificador / decodificador Reed-Solomon (R-S).....	59
4.5.3 Codificación HARQ .....	60
4.6 Simulaciones y resultados .....	62
4.6.1 Eficiencia de HARQ con respecto a FEC .....	62
4.6.2 Capacidad de corrección del método en función de los parámetros de la red .....	65
4.7 Comentarios y discusiones.....	67
<b>Capítulo 5. Conclusiones y líneas de trabajo futuras .....</b>	<b>68</b>
<b>Bibliografía .....</b>	<b>70</b>
<b>Anexo 1 .....</b>	<b>75</b>
Las Redes Inteligentes y las AMI en el mundo y en la Argentina.....	75
<b>Anexo 2.....</b>	<b>77</b>
Contenidos en soporte electrónico .....	77

## Abreviaturas

ACK	Acknowledgement
AMI	Advanced Metering Infrastructure
AMR	Automatic Meter Reading
ARIB	Association of Radio Industries and Businesses
ARQ	Automatic Repeat and Request
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BB	Broadband
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CENELEC	Comité Européen de Normalisation Électrotechnique
CP	Cyclic Prefix
CS	Compressed sensing
D/A	Digital to Analogue
dB	Decibel
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DFT	Discrete Fourier Transform
DPSK	Differential Phase Shift Keying
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DWT	Discrete Wavelet Transform
FCC	Federal Communications Commission
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
F-OFDM	Fourier Orthogonal Frequency Division Multiplexing
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile communications
HAN	Home Area Network
HARQ	Hybrid Automatic Repeat and Request
HDR	High Data Rate
Hz	Hertz
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IP	Internet Protocol
ISI	Inter-Symbol Interference
ISO	International Organization for Standardization
ITU-T	International Telecommunication Union-Telecommunication Standardisation Sector
Kbps	Kilobit per Second
KHz	Kilo Hertz
LAN	Local Area Network
LDPC	Low-Density Parity-Check
LDR	Low Data Rate
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MCM	Multi Carrier Modulation
M-PSK	M-ary Phase Shift Keying
M-QAM	M-ary Quadrature Amplitude Modulation
MTL	Multiconductor Transmission Line
ms	Mili segundos
mV	Mili Volts
MHz	Mega Hertz

µs	Micro segundos
NACK	Negative Acknowledgement
NB	Narrowband
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSI	Open Systems Interconnection
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PHY	Physical Layer
PLC	Power Line Communication
PRIME	PowerLine Intelligent Metering Evolution
PSD	Power Spectral Density
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
SCADA	Supervisory Control and Data Acquisition
SER	Symbol Error Rate
SNR	Signal to Noise Ratio
S/P	Serial to Parallel
SS	Spread Spectrum
TD	Time Diversity
TDMA	Time Division Multiple Access
TL	Transmission Line
UNB	Ultra Narrow Band
Wi-MAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
W-OFDM	Wavelet Orthogonal Frequency Division Multiplexing

## Resumen

Las Infraestructuras Avanzadas de Medición son una aplicación específica de los sistemas y redes de telecomunicaciones al campo de la medición de la energía eléctrica. Si bien algunos sistemas comerciales existentes hacen uso de la radiofrecuencia para interconectar los contadores en una red local, un medio de comunicación muy atractivo por su ubicuidad es la misma red eléctrica, mediante la tecnología PLC (*Power Line Communications*). Sin embargo, la red eléctrica no está diseñada como un medio de comunicación, por lo que presenta muchas características no ideales, y sufre la influencia de variadas fuentes de ruido que afectan la información.

La tesis consiste en el desarrollo de un modelo de simulación para el canal PLC a partir de los parámetros físicos de la red y sus cargas, y el ruido impulsivo, su tipo más incidente. Utilizando una herramienta de amplia difusión como Matlab/Simulink®, se obtiene un modelo adaptable a distintas configuraciones de la red. Con la misma aplicación, se desarrolla un modelo de capa física de un transceptor basado en el estándar PRIME. Con él, se simula la comunicación en la banda de frecuencias NB-PLC (PLC de banda estrecha), obteniendo tasas de error de bit para diferentes configuraciones del modelo de canal y ruido. El modelo de transceptor desarrollado puede modificarse con relativa sencillez para utilizar otros tipos de modulaciones o técnicas alternativas para el procesamiento de la señal, como la transformada discreta wavelet (DWT).

Finalmente, se propone una técnica de codificación de información basada en el método ARQ híbrido o HARQ, empleado en estándares inalámbricos como WiMAX y LTE. Mediante ella, se procura proveer robustez a la comunicación en contextos de canal adversos, sin disminuir significativamente el rendimiento. Programada en Matlab, la simulación para varios escenarios de ruido impulsivo muestra que se logra un esquema adaptativo a las condiciones del canal, en el que se obtienen ventajas en cuanto a tasas de error de símbolo y latencia, comparados con las técnicas de codificación fija como las utilizadas en los estándares actuales.

Palabras clave: Infraestructuras Avanzadas de Medición, Medidores inteligentes, Comunicación por líneas de potencia (PLC), Ruido impulsivo, OFDM, ARQ híbrido (HARQ)

## Abstract

The Advanced Measurement Infrastructures are a specific application of telecommunications systems and networks to the field of electrical energy measurement. Although some existing commercial systems make use of radio frequency to interconnect meters in a local network, a very attractive means of communication due to its ubiquity is the same electricity network, through PLC (Power Line Communications) technology. However, the power grid is not designed as a means of communication, so it has many non-ideal characteristics, and it is influenced by various sources of noise that affect the information.

The thesis consists of the development of a simulation model for the PLC channel based on the physical parameters of the network and its loads, and impulsive noise, its most incident type. Using a widely used tool such as Matlab/Simulink®, a model adaptable to different network configurations is obtained. With the same application, a physical layer model of a transceiver based on the PRIME standard is developed. With it, communication is simulated in the frequency band NB-PLC (narrow band PLC), obtaining bit error rates for different configurations of the channel model and noise. The developed transceiver model can be modified with relative simplicity to use other types of modulations or alternative techniques for signal processing, such as the discrete wavelet transform (DWT).

Finally, an information coding technique based on the hybrid ARQ or HARQ method, used in wireless standards such as WiMAX and LTE, is proposed. Through it, we try to provide robustness to communication in adverse channel contexts, without significantly reducing performance. Programmed in Matlab, the simulation for several impulsive noise scenarios shows that an adaptive scheme is achieved to the channel conditions, in which advantages are obtained in terms of symbol error and latency rates, compared to fixed coding techniques such as those used in current standards.

Keywords: Advanced Measurement Infrastructures, Smart Meters, Power Line Communication (PLC), Impulsive Noise, OFDM, Hybrid ARQ (HARQ)



## Capítulo 1. Introducción

### 1.1. Medidores inteligentes, Infraestructuras Avanzadas de Medición y Redes Inteligentes

Aunque la escena no tenga más de treinta años en Argentina, y aunque todavía ocasionalmente pueda observarse, casi forma parte la prehistoria en el campo de las mediciones el tiempo en que un operario leía el numerador ciclométrico de un contador electromecánico de inducción, registraba manualmente el valor en un listado preimpreso, y luego otro operario lo cargaba en un ordenador que disponía de un software que facturaba esa energía registrada. El listado en papel dejó lugar a las terminales colectoras de datos, que permitían el volcado de los datos en forma electrónica al sistema informático, resultando una extensión de éste en el campo.

La aparición de los medidores electrónicos de tecnología estática, sin partes móviles, sustituyó el numerador ciclométrico por un display; pero desde el punto de vista de la colección de los registros, su innovación más interesante es un puerto infrarrojo, que utilizando un protocolo simple de comunicación emite secuencialmente los datos registrados. Éstos son recogidos por la anterior terminal provista de un lector de la misma tecnología, evitando que el operador tenga que leer el visualizador. La reducción de precios de la electrónica digital y las memorias semiconductoras provocó que, en los medidores de grandes consumidores, se incorporaran memorias de masa en los que se registraban los datos de perfil de carga y otras variables de control y alarmas; y en los casos en que se requería, de una funcionalidad de comunicación incorporada al medidor. A través de un puerto RS-232 o RS-485, estos medidores se comunican mediante un módem telefónico o celular, que a través de una línea dedicada envía los datos colectados ante un llamado hecho desde una terminal remota. Esta operación y sus sucesivas mejoras tecnológicas dieron origen a los llamados sistemas automáticos de medición remota o AMR (*Automatic Meter Reading*), esencialmente, un mecanismo de comunicación unidireccional (Edison Electric Institute (EEI), 2011).

Esta apretada e incompleta síntesis pretende trazar el camino, desde el enfoque de la medición y registro, hacia el escenario emergente de las redes inteligentes (*smart grids*) en el campo de la distribución eléctrica. Hoy no solo existen medidores que poseen funciones de comunicación; prácticamente todos los elementos de operación, control y registro de eventos de las redes de distribución pueden ser accedidos y operados desde un centro de comando mediante alguna tecnología de comunicación. Esto es así porque las crecientes exigencias de calidad de servicio obligan a las empresas distribuidoras a procurar un acabado conocimiento del estado de tensiones y cargas de sus redes y los eventos que las afectan, y poder operarlas en tiempo real; por otra parte, los usuarios de las mismas requieren un conocimiento más detallado y actualizado de sus consumos. Finalmente, las tendencias globales hacia la utilización de energías “limpias” y el cuidado medioambiental plantean escenarios novedosos como la aparición de “autogeneradores” o “prosumidores”, usuarios de la red que generan su propia energía a partir de fuentes renovables y en determinados horarios del día pueden volcar sus excedentes a la misma, mientras que en otros momentos se comportan como consumidores; y los vehículos eléctricos híbridos, que pueden absorber energía de la red para cargar sus baterías, y eventualmente reinyectarla a la misma en horarios en que resulta conveniente.

#### 1.1.1 Redes Inteligentes (*Smart Grids*)

Se puede aceptar que una red eléctrica inteligente es la conjunción de la red eléctrica tradicional con tecnologías modernas de la información y comunicación, que permiten integrar datos provenientes de los distintos puntos de la cadena eléctrica, desde el generador hasta el usuario final y transformarlos en información y acciones que lleven a una mejora en su gestión (Medina, 2013). La Figura 1.1 ilustra el concepto, en

el que los distintos actores y elementos de la red se interconectan no solo por la red de energía, sino también por una red de comunicación.

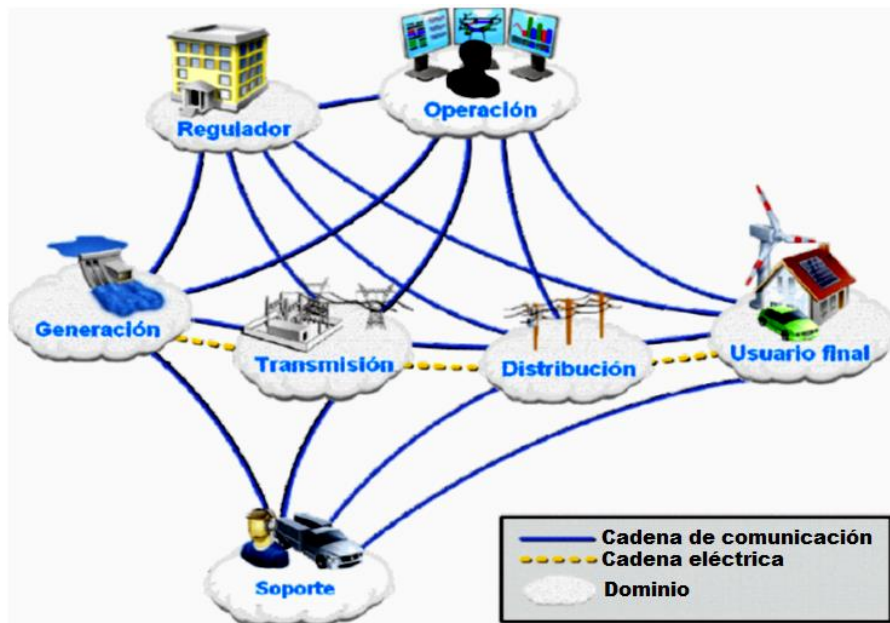


Figura 1.1 Esquema de una red inteligente (tomado de (Medina, 2013))

Desde un punto de vista conceptual y estructural, una red inteligente puede verse como una estructura de capas como la ilustrada en la Figura 1.2.

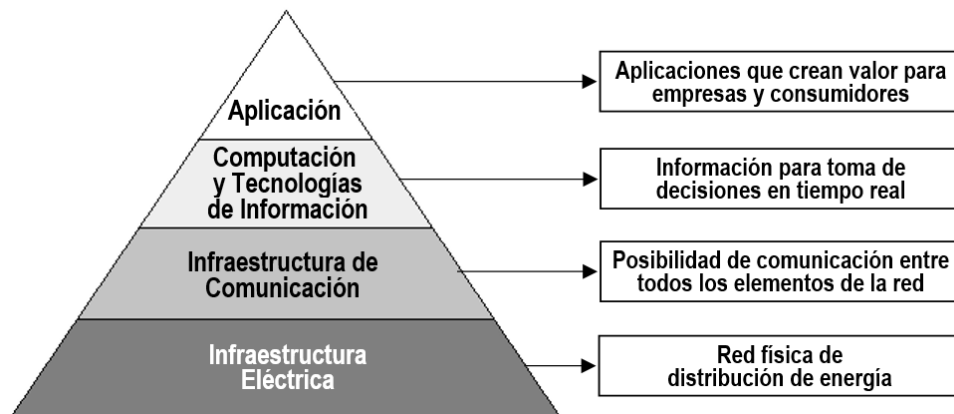


Figura 1.2 Estructura de una red inteligente (adaptado de (EEI, 2011), (Gao et al., 2012))

Una enumeración de los posibles sistemas que integran la red es (Sendin et al., 2014):

- Sistemas de automatización para controlar remotamente las subestaciones, protecciones e interruptores de la red;
- Sistemas de gestión de energía para recopilar información de sensores remotos, medidores y otros dispositivos para analizar, controlar y planificar toda la red;
- Nodos de red inteligentes, como puntos intermedios que recopilan datos de la red, interactúan con los centros de control y toman decisiones no centralizadas sobre las funciones de conmutación y control locales;
- Sistemas de gestión de demanda, para optimizar el rendimiento global;

- Sistemas de gestión de activos, como sistemas de inventario completos y actualizados de las instalaciones y equipos de la red;
- Sistemas de información geográfica para agregar datos geográficos a las operaciones de la red eléctrica para la optimización de las actividades de planificación y la detección y recuperación de fallas.
- Sistemas de modelado, simulación y diseño de grillas para obtener los mejores resultados y minimizar los riesgos operativos.

En este contexto, los sistemas de medidores inteligentes son una parte integral de las redes inteligentes, en la recopilación de información, la implementación de las comunicaciones, y la realización de algunas operaciones (EEI, 2011).

### **1.1.2 Infraestructuras Avanzadas de Medición (AMI, *Advanced Metering Infrastructures*)**

La evolución tecnológica referida anteriormente dio lugar al concepto de medidor inteligente (*smart meter*), que como se explicó es un dispositivo electrónico que no solo es capaz de medir y registrar los parámetros eléctricos facturables de un suministro, sino que también permite registrar esas magnitudes en registros horarios, almacenarlos en una memoria propia, registrar activar alarmas ante eventos de fallas o alteraciones en la red o en los propios elementos del medidor, y disponer de uno o varios canales de comunicación. Si bien estas funcionalidades no son en general necesarias para todas las categorías de clientes, la tendencia es que gradualmente se apliquen a cada vez más segmentos de los mismos.

Como también se dijo, la integración de medidores con capacidad de lectura remota dio lugar a los sistemas AMR. El paso siguiente, que hace a estos sistemas elementos funcionales de una red inteligente, es la integración de funciones de comunicación de doble vía para información, monitoreo y control, lo que se conoce comúnmente como Infraestructura de Medición Avanzada (AMI) (EEI, 2011), (Zhu, 2014). A modo de ejemplo, los medidores de una AMI poseen (en muchos casos) funcionalidades que permiten ilustrar las diferencias con una AMR simple:

- Pueden realizar operaciones como la apertura de un contactor interno, para realizar una desconexión remota del suministro (ante la falta de pago, por ejemplo), o como actuación de protección ante la detección de una falla en la instalación.
- Poseen la capacidad de registros bidireccionales de energía, es decir, pueden registrar energía proveniente de la red como entregada a ésta (por ejemplo, desde un generador solar o eólico domiciliario) (Figura 1.3).
- Pueden no solo comunicarse con el centro colector, sino también con otros medidores de la red, de manera que conforman una red entre ellos mismos.
- Poseen entradas que pueden recibir datos de medidores de otros servicios (agua, gas), y transmitir esa información a la red (Figura 1.4)
- Pueden integrar esa información con sistemas internos del consumidor, como controles domóticos y manejo inteligente de cargas (Figura 1.3)

Algunas de estas funcionalidades se ilustran en las Figuras 1.3 y 1.4.

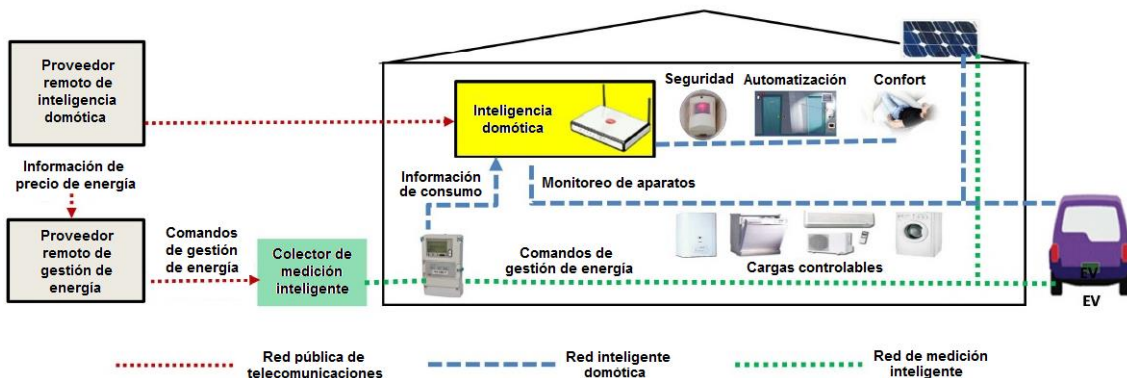


Figura 1.3 Interacción de un medidor inteligente con otros sistemas (adaptado de (Cervigni y Larouche, 2014))

Las dos últimas de las funcionalidades listadas exceden las prestaciones de una red eléctrica inteligente propiamente dicha; en realidad, muestran el potencial de los medidores inteligentes y las AMI para integrarse a redes más amplias.

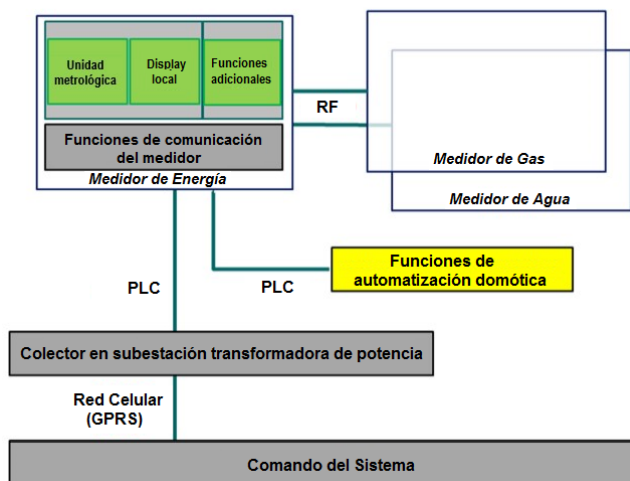


Figura 1.4 Conexiones de un medidor inteligente a medidores de otros servicios y funciones domóticas (adaptado de (Cervigni y Larouche, 2014))

Desde el punto de vista de su estructura, una red AMI se ilustra en la Figura 1.5. En términos generales, todas comparten una arquitectura básica, que puede sintetizarse en un primer nivel en el que grupos de medidores forman una red de área local (LAN, *Local Area Network*), en la que se vinculan mediante un medio físico de uso libre a un colector, generalmente localizado en la subestación transformadora de distribución de la red. Es común también que cada medidor pueda actuar como repetidor de señal para otros en la red. El colector de esta LAN se interconecta con otros similares formando una red de área extensa (WAN, *Wide Area Network*), que es gobernada por un sistema central en el que residen las aplicaciones específicas de lectura, facturación, control, etc. Para la implementación de estas WANs se utilizan en general las infraestructuras preexistentes de transmisión de datos: redes conmutadas de telefonía pública, conexiones de datos móviles (GSM, GPRS, LTE), o redes Ethernet, vía cables coaxiales o fibra óptica. Adicionalmente, los medidores inteligentes de la LAN pueden actuar como plataforma para coordinar con otros dispositivos en la instalación del cliente (visualización, electrodomésticos, luces, termostatos,) conectados a través de una red hogareña (HAN, *Home Area Network*) (Brophy et al., 2009).

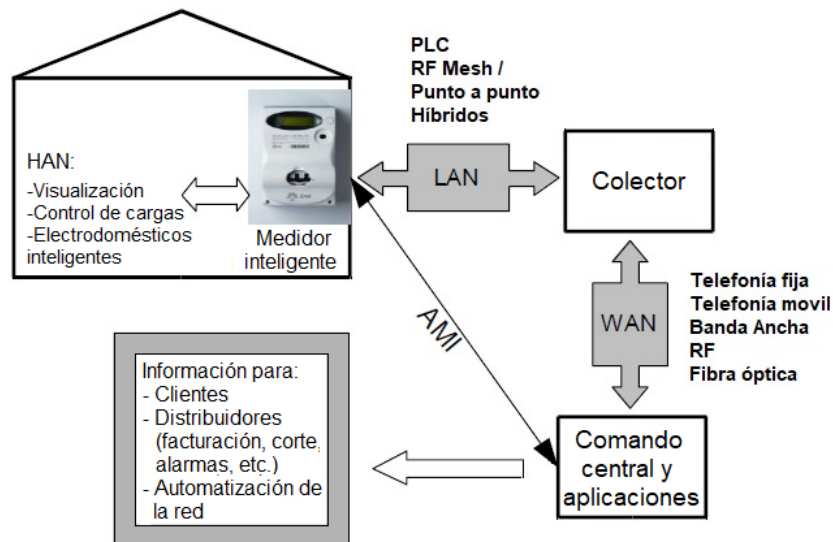


Figura 1.5 Arquitectura típica de una AMI (adaptado de (Brophy et al., 2009))

## 1.2 La Comunicación en una LAN AMI

La comunicación utilizada en un esquema AMR, utilizando un canal (de telefonía fija o celular) dedicado para cada medidor resulta impráctico o de costo inaccesible cuando se trata de un despliegue masivo. Por lo tanto, en redes locales es necesario utilizar un medio accesible y de bajo costo, que permita interconectar los medidores con el sistema colector. En los desarrollos actuales, dos alternativas cumplen con esta premisa (EEI, 2011):

- Radiofrecuencia (RF), generalmente mediante la utilización de la banda libre ISM (*Industrial, Scientific and Medical*, 902-928 MHz; 2,400-2,483 GHz) en dos configuraciones principales:
  - Punto a punto, en la que cada medidor de la red se comunica directamente con el colector,
  - En malla (*mesh*), en las que cada medidor establece una autoconfiguración como repetidor de la red, en un esquema que asegura la conectividad con sus vecinos y minimiza la cantidad de saltos (*hops*), al tiempo que ofrece redundancia de caminos en caso de fallas de alguno de los nodos.
- Comunicación por línea de potencia (PLC, *Power Line Communications*), utilizando la misma infraestructura física de la red de distribución de potencia en baja tensión, que en una configuración típica tiene una distribución radial o en anillo desde un transformador ubicado en una subestación, idealmente en el centro de carga. Esa es la razón por la que generalmente ese es el punto de ubicación del colector de la LAN. Los medidores pueden operar como repetidores, de manera que los más alejados del colector pueden comunicarse mediante uno o más saltos.

Cada una de estas tecnologías presenta ventajas e inconvenientes en cada topología y tipo de red, que no han resultado decisivas para la imposición de ninguna de ellas; a nivel mundial, existen en la actualidad desarrollos comerciales avanzados que hacen uso de una u otra. Estudios y ensayos indican que la densidad de clientes es un factor particularmente importante en la determinación de la selección de tecnología. En general, cuando la densidad de clientes es baja, como en las zonas rurales y remotas, PLC tiende a ser rentable a pesar de que las tasas de transmisión de

datos son más lentos en relación con las opciones inalámbricas, y esto en condiciones óptimas del estado de la red eléctrica; las redes mesh en RF son más convenientes y rentables en zonas de alta densidad de clientes (Brophy et al., 2009), (Cervigni y Larouche, 2014). El tipo de red utilizado resulta también importante; así, sistemas de distribución en media tensión con rebajes a baja tensión en cada cliente final (como por ejemplo, EE.UU., Brasil) beneficiarán el uso de RF, mientras que sistemas con redes extensas de distribución en baja tensión (Europa) tenderán al uso de PLC (Harney, 2009).

En el Anexo I se presenta una reseña de las experiencias en Argentina, que como se muestra, incluyen ambas tecnologías. La selección de una u otra, dado que el paso de una infraestructura convencional a una AMI resulta una decisión que debe ser cuidadosamente evaluada (solo el costo de un medidor con funcionalidades AMI es siete u ocho veces mayor que el de uno convencional). No obstante, la idea de utilizar la red de distribución como vínculo de comunicación resulta muy atractivo para las empresas de energía, dado que es un medio de su propiedad y, en principio, menos riesgoso respecto a eventuales cambios de la regulación que limiten o encarezcan el uso de las bandas del espectro radioeléctrico que aún son libres.

### 1.3 PLC (*Power Line Communications*)

La comunicación por líneas de potencia se utilizó originalmente para algunas aplicaciones con bajo requerimiento de velocidad, (inferior a 1 kbps) y solo de forma unidireccional, como AMR, en la denominada banda ultra estrecha (UNB, por debajo de 3 KHz). En el otro extremo, PLC está recibiendo mucha atención como solución de última milla para aplicaciones que requieren un gran ancho de banda, como internet, en la denominada PLC de banda ancha o *Broadband PLC* (BB-PLC, por sobre 1,8 MHz)

Sin embargo, para las aplicaciones AMI, se utiliza la PLC de banda estrecha, o *Narrowband PLC* (NB-PLC). Dependiendo del país, las bandas autorizadas para NB-PLC se ilustran en la Figura 1.6

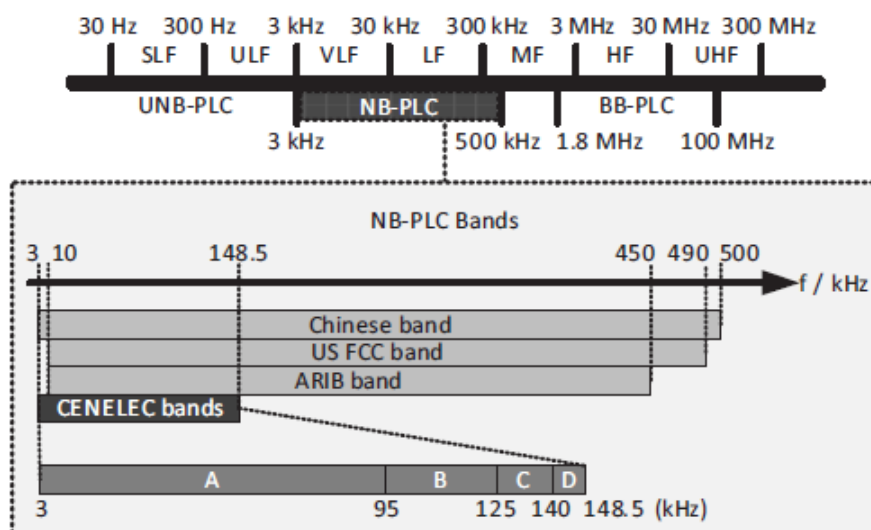


Figura 1.6 Bandas NB-PLC por países (tomado de (Han, 2016))

Las bandas ilustradas corresponden a las siguientes estandarizaciones (Han, 2016):

- Comité Europeo de Normalización Eléctrica (CENELEC): 3 a 148,5 KHz, subdividida en las bandas A (3 a 95 KHz), B (90 a 125 KHz), C (125 a 140 KHz) y D (140 a 148,5 KHz).
- Comisión Federal de Comunicaciones de los Estados Unidos (US FCC): 10 a 490 KHz.
- La Asociación de Industrias de Radio y Negocios (ARIB) de Japón: 10 a 450 KHz.
- China: de 3 a 500 KHz.

También es común clasificar las tecnologías NB-PLC en dos generaciones: baja y alta velocidad de datos (LDR y HDR, respectivamente). El primer grupo incluye tecnologías basadas en modulación de portadora única o de espectro expandido y es capaz de velocidades de datos de unos pocos kilobits/s. El segundo grupo refiere a tecnologías basadas en multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), capaces de velocidades de datos de hasta 500 kilobits/s. La Tabla 1.1 ilustra un conjunto de especificaciones desarrolladas para distintas aplicaciones en PLC, consignando frecuencias utilizadas, tipo de modulación y velocidades de datos.

Los estándares más difundidos en el campo de las AMI se encuentran en el grupo HDR del NB-PLC, y serán analizados con más detalle en el capítulo 3.

Banda	Especificación	Frecuencia	Modulación	Máx. velocidad datos	
NB	LDR	Insteon	131.65 kHz	BPSK	13 kbps
		X10	120 kHz	ASK	100 bps
		HomePlug C&C	FCC band	DCSK	7.5 kbps
		Ariane Controls	50-3000 kHz	FSK	185 kbps
	HDR	PRIME	42-89 kHz	OFDM DBPSK, DQPSK, D8PSK	128.6 kbps
		G3-PLC	35-91 kHz	OFDM DBPSK, DQPSK	48 kbps
BB	HomePlug AV2	1.8-86.13 MHz	OFDM BPSK, QPSK, 16 to 4096 QAM	200 Mbps	
	HomePlug GP	2-30 MHz	OFDM QPSK	10 Mbps	
	Gigle MediaXtreme	50-300 MHz	OFDM BPSK, QPSK, 64 to 1024 QAM	882 Mbps	

Tabla 1.1. Algunas especificaciones en PLC (adaptado de (Han, 2016))

#### 1.4 Planteo del problema

No obstante el atractivo de su obvia ubicuidad y el desarrollo de aplicaciones y estándares que lo utilizan en numerosas partes del mundo, el canal PLC es una red no diseñada específicamente como un canal de comunicación. Esto es así porque una red de distribución de energía se modela para maximizar la eficiencia a la frecuencia de operación del sistema de potencia (50/60 Hz), y no para frecuencias superiores, aun relativamente bajas como las utilizadas en las comunicaciones NB-PLC.

Las ramificaciones y empalmes propios de las líneas eléctricas perjudican considerablemente la calidad de la señal debido a que son puntos de cambios de impedancia, que a tales frecuencias adquieren mayor incidencia; éstos, sumados a la desadaptación de las cargas conectadas originan reflexiones de señal y fenómenos de propagación de trayectorias múltiples que conducen a una distorsión lineal significativa. Todo lo dicho se manifiesta en una selectividad de frecuencia, con muescas en la respuesta en amplitud muy marcadas en algunas de ellas. En segundo lugar, los canales PLC presentan atenuaciones y comportamientos de paso bajo que limitan las

distancias y las frecuencias de operación. En tercer lugar, el canal es cambiante en el tiempo, tanto por la variación de los parámetros de sus componentes, por los cambios en su topología, y por la naturaleza física de las cargas conectadas. Finalmente, resulta un ambiente afectado por ruido eléctrico de variada naturaleza, mayormente de tipo impulsivo, tanto en sincronía como de carácter asincrónico con la frecuencia de la red. (Zhu, 2014), (Cañete et al., 2011), (Gotz et al., 2004).

En términos generales, se acepta que el tráfico de una red local generado por un medidor inteligente no es significativo, al menos, considerando un caso individual. La Figura 1.7 ilustra los valores reportados en (Nielsen et al., 2015) para un caso típico de un medidor con funcionalidades AMI, donde los valores de  $\lambda$  son la cantidad de mensajes generados por día.

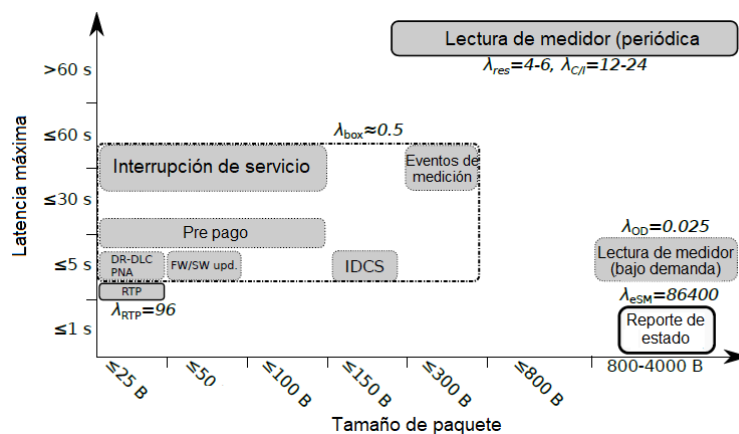


Figura 1.7 Clasificación del tráfico de originado por un medidor inteligente (adaptado de (Nielsen et al., 2015))

En la Tabla 1.2 se consignan las tasas de datos por bytes/medidor/día para distintas operaciones. Sin embargo, hay que tener en cuenta que en una red AMI, los medidores pueden trabajar como repetidores de otros en la cadena, con lo que la cantidad de mensajes que circulan por la red puede crecer exponencialmente si las condiciones de ruido o atenuación dañan los paquetes de los medidores más lejanos; y por otra parte, es natural que el tráfico será creciente a medida que los medidores se utilicen para transmitir los datos de otros dispositivos o registros de energías inyectadas por los usuarios prosumidores, como se explicó anteriormente.

Uso	RI	downlink	uplink				
		defecto	defecto	5 min	1 min	30 sec	15 sec
Lectura de Medidor		1.25	11K	95K	475K	950K	1.9M
Interrupción de Servicio		3	6	6	6	6	6
Pre pago		3.5	8	8	8	8	8
Eventos de Medidor		0	50	50	50	50	50
Almac. Distr. clientes en isla		2	5	5	5	5	5
DR-DLC		400	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
Administración de la red		1	1	1	1	1	1
Precio		10K	2.4K	2.4K	2.4K	2.4K	2.4K
Firmware / Program Update		30K	5	5	5	5	5
Total		40.4K	13.4K	97K	477K	952K	1.9M

Tabla 1.2. Tasas de datos para distintos casos de uso en [bytes/día/medidor] (Adaptado de (Nielsen et al., 2015))



Para afrontar este escenario de tráfico creciente y volumen muy dependiente de las condiciones del canal, resulta importante lograr sistemas de comunicación robustos, capaces de trabajar en condiciones no ideales y variables en el tiempo. Como se mostrará más adelante, existen varias soluciones adoptadas por los estándares en uso, y variadas propuestas en los trabajos de investigación sobre el tema. Sin embargo, se considera necesario el aporte de herramientas de simulación que permitan replicar las condiciones variables de los canales NB-PLC, con la versatilidad suficiente para incorporar nuevas propuestas para el procesamiento de la señal y la mitigación del ruido o la corrección de los errores introducidos por éste, así como la aplicación de nuevas soluciones ya probadas en otros ámbitos.

### **1.5 Objetivos de la tesis**

En atención a los problemas presentados, esta tesis plantea los siguientes objetivos:

- Desarrollar un modelo simple y práctico el canal PLC en el rango de frecuencias NB-PLC, y del tipo de ruido más incidente sobre el mismo, que sea fácilmente configurable en función de una topología particular y los datos obtenidos de mediciones de sus parámetros que reflejen condiciones lo más cercanas a cada caso real.
- Obtener un modelo de transceptor que implemente la comunicación en la capa física en NB-PLC, en un modelo simple que permita modificarse con relativa facilidad para incluir otros tipos de modulación de señal o de procesamiento de ésta.
- Proponer y evaluar una herramienta de corrección de errores que, aplicada sobre el modelo resultante de los dos puntos anteriores, permita proveer de robustez a las comunicaciones en entornos de ruido impulsivo, al tiempo que mantenga o mejore las condiciones de latencia de la red.

### **1.6 Metodologías, procedimientos y organización del trabajo**

En concordancia con los objetivos planteados, se utilizan las siguientes metodologías y herramientas, y se estructura el trabajo de la siguiente manera:

- El modelado del canal PLC, en particular para la banda NB-PLC resulta un campo para el que existen al menos cuatro enfoques principales, según se reseña en el capítulo 2. Se estudian las particularidades del canal PLC, y se presentan resumidamente los enfoques para su modelado en trabajos de investigación previos, mostrando las dificultades para lograr un estándar. Motivado por la necesidad de adoptar un modelo simple y adaptable, se desarrolla un modelo en Matlab / Simulink®, que reproduce una configuración de red determinada y permite incluir particularidades que se observen en su respuesta en frecuencia. Asociado al mismo, es imprescindible contar con un modelo de ruido, para lo cual se reseñan las fuentes de ruido eléctrico más incidentes en los canales PLC en la banda de frecuencias utilizada para las AMI. Para ello, se adapta un modelo en Matlab®, que permite sumar a la señal transmitida por el canal el ruido simulado. El conjunto oficia de canal de transmisión para el transceptor presentado en el punto siguiente.
- La obtención de un modelo de transceptor que implemente la comunicación en la capa física en NB-PLC se plantea en el capítulo 3. Se presentan las características más salientes de las comunicaciones que hacen uso de las modulaciones multi portadora en la banda NB-PLC HDR. Se estudian los aspectos de la modulación y el procesamiento de la señal utilizados en los principales estándares actuales, tales

como el procesado mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT) y se analiza la aplicabilidad de propuestas alternativas para tal procesamiento, como la utilización de wavelets. Finalmente, se diseña un modelo de transceptor utilizando Matlab / Simulink ®, en base a uno de los estándares analizados. Como en el caso anterior, se plantea un modelo simple que con relativa facilidad pueda modificarse para incluir otras modulaciones de señal o de procesamiento de ésta. Este modelo se utilizará, junto con el del canal y ruido desarrollados en el punto anterior, para la simulación de la técnica de corrección de errores propuesta.

- Para el objetivo final del trabajo, se propone la aplicación de un modelo de codificación utilizado en estándares inalámbricos como LTE al campo del PLC, como lo es el ARQ híbrido o HARQ, lo que se desarrolla en el capítulo 4. Se resumen las técnicas utilizadas en los estándares existentes y en los trabajos de investigación consultados para superar o amortiguar el efecto del ruido impulsivo en el canal PLC. A continuación se desarrolla la técnica de corrección de errores propuesta, programándola en Matlab ® y aplicándola al modelo obtenido de los dos puntos anteriores. La misma se aplica a distintos escenarios de ruido, obteniéndose las tasas de error de símbolo para cada caso y los tiempos requeridos para la transmisión, obteniendo conclusiones respecto de su aplicabilidad a los distintos casos tipificados. Nuevamente, el modelo obtenido es configurable para obtener conclusiones de los resultados de simulaciones con parámetros que respondan a condiciones específicas obtenidas de canales y topologías de casos reales.
- Finalmente, en el capítulo 5, se vuelcan las conclusiones generales y se plantean futuras líneas de investigación.

## Capítulo 2. El Canal PLC

### 2.1 Introducción

En todo sistema de comunicación es especialmente importante modelar el canal de comunicación, de modo de reflejar apropiadamente las características de éste que influyen en la señal transmitida. En el contexto de la implementación de NB-PLC en líneas eléctricas, esto significa que el modelo que se utilice debe reproducir efectos tales como la selectividad de frecuencia, la atenuación, el multitrayecto, y el comportamiento de paso bajo.

No obstante, la tarea no resulta sencilla. En primer lugar, las topologías y los materiales utilizados en la red varían entre países y regiones. En segundo lugar, un modelo o un enfoque desarrollado para una banda de frecuencias de comunicación no resultará útil para otra (Masood et al., 2018). En este sentido, la mayoría de la investigación en PLC está orientada a las aplicaciones interiores en BB-PLC (internet y domótica), y aunque muchas conclusiones pueden resultar útiles, existen marcadas diferencias con NB-PLC. De este modo, como lo destaca (Zhu, 2014), el problema más importante del modelado de canales para las comunicaciones de redes inteligentes es la falta de modelos de canal de banda estrecha en la banda CENELEC A (3-95 KHz), ya que el conocimiento cuantitativo del canal en este rango de frecuencia es todavía impreciso, lo que se refleja claramente en las diferencias significativas entre los parámetros de la capa física de los últimos sistemas NB-PLC (Cortés et al., 2015).

Adicionalmente, y en particular en este tipo de canal en el cual el medio físico no ha sido concebido como una línea de transmisión de información, el ruido representa un elemento a ser modelado cuidadosamente, debido a sus variados orígenes, intensidades y duración. De hecho, existen numerosos trabajos de investigación basados en mediciones de campo y simulaciones que permiten clasificar y cuantificar tales fuentes y sus efectos sobre la información transmitida.

Por consiguiente, el presente capítulo se estructura de manera de presentar resumidamente los principales enfoques para el modelado del canal PLC, destacando sus ventajas e inconvenientes; a continuación, se describen los tipos y las fuentes de ruidos más incidentes en NB-PLC presentados en la bibliografía. Con estos elementos, se propone un modelo desarrollado en Matlab-Simulink con el que se pretende obtener un modelo de canal PLC y su ruido asociado en el que sean fácilmente parametrizables sus características más incidentes. Sobre él se obtienen los elementos de análisis más significativos, como su curva de respuesta en frecuencia, y se comparan con resultados obtenidos en la bibliografía. Finalmente, se vuelcan los comentarios y discusiones más significativos.

### 2.2. Modelos y enfoques propuestos en la bibliografía

La naturaleza de la red eléctrica de potencia utilizada como canal de comunicación hace que la tarea de lograr un modelo que la represente resulte compleja, y no exista un modelo uniformemente aceptado. Las líneas de investigación para el modelado de los canales PLC hacen uso de cuatro enfoques principales (Masood y Baig, 2016): una aproximación *top-down* o estadística, una aproximación *bottom-up* o determinística, un modelado paramétrico y un modelado basado en mediciones de campo y simulación.

Los enfoques *top-down* o estadísticos apuntan al desarrollo de modelos de canales mediante el ajuste de datos, a partir de las descripciones del comportamiento y los parámetros de alto nivel del canal (Cañete et al., 2011). El método, originalmente

propuesto por Phillips (1999) y por Zimmerman y Dostert (2002) estima la atenuación según la longitud del cable y el tiempo de retardo que introduce cada camino de transmisión en la red, sumándose luego cada contribución. La función de transferencia de la red queda expresada por:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{g_i}_{\text{peso}} \underbrace{e^{-(a_0+a_1 f^k)d_i}}_{\text{atenuación}} \underbrace{e^{-j2\pi f(d_i/v_p)}}_{\text{retardo}} \quad (\text{Ecuación 2.1})$$

donde  $N$  representa el número de trayectorias consideradas;  $g_i$ , el peso asociado a cada trayectoria;  $a_0$ ,  $a_1$  y  $k$  son parámetros basados en el modelo del cable y en dimensiones geométricas;  $d_i$ , la longitud y  $d_i/v_p$ , el retardo de cada camino. Tanto la atenuación como el retardo dependen de la frecuencia  $f$ .

La ventaja de este enfoque es que resulta un modelo estadístico de baja complejidad. Además, con la ayuda de los resultados estadísticos derivados de las mediciones, el rendimiento del canal e incluso del sistema pueden estudiarse analíticamente. La desventaja más significativa es su baja flexibilidad. El modelo y los parámetros derivados para una red específica o una banda de frecuencia no pueden aplicarse a otras redes y bandas de frecuencia (Zhu, 2014)

La segunda opción, los enfoques *bottom-up* o determinísticos se basan en la teoría de las Líneas de Transmisión Multiconductoras (*Multiconductor Transmission Lines – MTL*). Aquí, se busca un modelo físico con parámetros de bajo nivel que se ajusta a las características principales del canal. El método original, propuesto por Banwell y Galli (2005), consiste en la descomposición de la red en pequeños segmentos y la computación de sus respectivas matrices de transmisión; de este modo, la red queda representada por un modelo discreto que tiene en cuenta todo tipo de retrasos, atenuaciones y reflexiones. Así, cada segmento de la red puede representarse por una matriz de transmisión de una red de dos puertos que describe la relación de sus tensiones y corrientes (Figura 2.1)

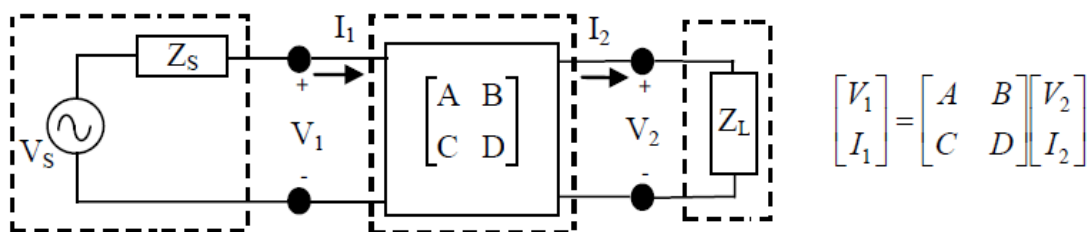


Figura 2.1. Matriz de transmisión de una red de dos puertos (adaptado de (Masood y Baig, 2016))

En tanto, su función de transferencia puede expresarse según la ecuación 2.2 (Masood y Baig, 2016):

$$H = \frac{V_2}{V_s} = \frac{Z_L}{AZ_L + B + CZ_L Z_s + DZ_s} \quad (\text{Ecuación 2.2})$$

Esta aproximación requiere un acabado conocimiento de la red de energía en estudio, incluida su topología, tipos de cables y cargas. Los elementos de la red se modelan matemáticamente para generar modelos de canal. Para ello, en primer lugar,

es necesario describir la propagación de la señal en la red en términos de voltaje, corriente o parámetros (*scattering*). En segundo lugar, después de dividir la red en segmentos de líneas de transmisión, la realización del canal se puede obtener conectando en cascada el efecto de los mismos.

La ventaja de un enfoque ascendente es que puede aplicarse a diversas situaciones, siempre que la información de red esté disponible; además, este enfoque está estrechamente relacionado con la física de la propagación de la señal en las redes de energía. Sin embargo, también tiene varias desventajas. En primer lugar, suele ser complejo computacionalmente y esa complejidad crece con el tamaño de la red. En segundo lugar, la recopilación de los elementos de red antes mencionados es laboriosa y lleva mucho tiempo (Zhu, 2014).

Aunque la mayoría de los modelos propuestos en las investigaciones pueden clasificarse dentro de estos dos enfoques, se han desarrollado otras propuestas con características particulares. El modelado paramétrico, por caso, está basado en la caracterización de los parámetros de los elementos de red como una combinación de sus elementos resistivos (R), inductivos (L), capacitivos (C) y de conductancia (G). En el caso de (Bausch et al., 2006), las impedancias de las cargas se modelan como una combinación de cuatro tipos circuitos resonantes RLC serie o paralelo (Figura 2.2), con los cuales se implementan las características de impedancia o función de transferencia que se miden en la red para un rango de frecuencias dado.

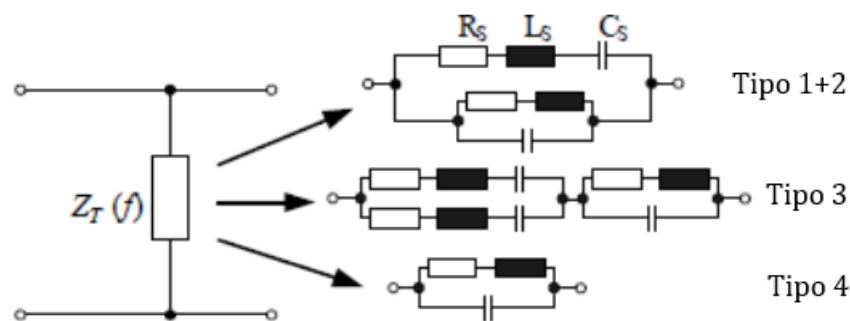


Figura 2.2 Modelado de impedancias con circuitos resonantes (adaptado de (Masood y Baig, 2016))

En el caso de (Cañete et al., 2011), las impedancias son caracterizadas como constantes, selectivas en frecuencia y variantes en el tiempo, con las que se implementa el modelo de canal; para el caso de (Masood et al., 2017), la selectividad en frecuencia de las cargas se modela con circuitos RLC paralelo, y las líneas de transmisión como líneas de parámetros distribuidos, los que se implementan en un software como Matlab-Simulink.

Finalmente, puede considerarse un cuarto tipo de enfoque el realizado en trabajos como (Cortés et al., 2015), en el que el modelo del canal se deriva de un conjunto de mediciones sobre un gran número de canales reales, a partir de las cuales se caracteriza el canal con criterios estadísticos.

La Tabla 2.1 sintetiza algunos de los principales modelos citados en la bibliografía, agrupados por tipo, autor(es) y sus principales características.

Tipo de modelo PLC	Principal contribuyente	Características principales del trabajo propuesto	Referencias
Modelos determinísticos (bottom up)	Stefano Galli et al.	-Enfoque de teoría de línea de transmisión multiconductora para circuitos acoplados. -Análisis del comportamiento de PLC para circuitos de modo diferencial y de par -Propuesta de una técnica de modelo de red de dos puertos en cascada para un PLC eficiente.	(Banwell y Galli, 2005),
	Andrea M. Tonello et al.	-Propone un simulador de canal PLC bottom-up. -Método de cálculo sofisticado para la función de transferencia de canales.	(Tonello y Versolatto, 2009, 2010, 2011)
Modelos estadísticos (top-down)	H. Phillips	-Propone un modelo de eco para configurar el efecto de las reflexiones múltiples. -Propone el modelado de las impedancias con circuitos resonantes RLC serie.	(Phillips, 1999)
	Zimmermann et al.	-Modelo de camino múltiple. -Contempla la atenuación causada por reflexiones y bifurcaciones de las líneas eléctricas. -Incorpora los retardos debidos a la longitud de la línea.	(Zimmermann y Dostert, 2002)
	Justinian Anatory et al.	-Modela la función de transferencia del canal PLC para tres casos: bifurcaciones concentradas en un nodo; bifurcaciones distribuidas a lo largo de la red, y red con estructura de árbol.	(Anatory et al., Part I, Part II, 2009)
Modelos paramétricos	Cañete et al.	-Contempla un modelo con tres tipos de impedancias: constantes, selectivas en frecuencia, y variables en el tiempo. -Propone un simulador. <sup>1</sup>	(Cañete et al., 2011)
	Klaus Dostert et al.	-Modela de las impedancias de acceso mediante el uso de series y combinaciones paralelas de resistencia, inductores y condensadores.	(Bausch et al., 2006)
	Bilal Masood et al.	-Compara las funciones de transferencia obtenidas a partir de impedancias constantes con impedancias selectivas de frecuencia -Propone un modelo basado en Matlab-Simulink, y lo compara con los resultados de la Teoría de Líneas), y con resultados de mediciones en campo.	(Masood et al., 2017, 2018)
Modelos basados en mediciones	José Cortés et al.	-Caracteriza estadísticamente tres tipos de canales a partir de un gran número de mediciones de impedancia y de atenuación en la banda de frecuencias de interés.	(Cortés et al., 2015)

Tabla 2.1 Resumen de modelos de canal PLC (adaptado de (Masood et al., 2018))

<sup>1</sup> Disponible en <http://www.plc.uma.es/canales.htm>

## 2.3 El ruido en PLC

A diferencia de los otros canales de telecomunicaciones, el canal de la línea eléctrica no presenta un ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN), cuya densidad espectral de potencia es constante en todo el espectro de transmisión. Una descripción muy citada en la bibliografía se da en (Zimmermann y Dostert, 2000), que se sigue a continuación. El ruido en un canal PLC se clasifica como una superposición de cinco tipos, que se distinguen por su origen, duración, intensidad y ocupación del espectro, cuya forma de densidad espectral de potencia (*Power Spectrum Density* - PSD) aproximada se grafica en la Figura 2.2. y cuya descripción individual se consigna seguidamente:

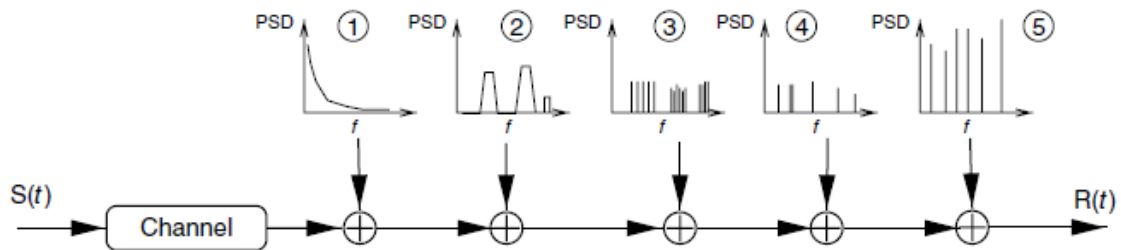


Figura 2.3 Tipos de ruido aditivo en entornos de PLC (tomado de (Hrasnica et al., 2004))

- Ruido de fondo multifrecuencia (1): su densidad espectral de potencia es relativamente baja y disminuye con la frecuencia. Este tipo de ruido es causado por varias fuentes de ruido de baja intensidad. Permanece estacionario para largos periodos de tiempo.
- Ruido de banda estrecha (2): su forma de onda es sinusoidal con amplitudes moduladas. Es debido principalmente a la radiodifusión como la televisión y la radio y transmisiones de onda corta sobre el medio. Su intensidad y frecuencia varía con el tiempo y lugar.
- Ruido impulsivo periódico, asíncrono a la frecuencia principal (3): son impulsos con una frecuencia de repetición de entre 50 KHz y 2 MHz, causados por fuentes de alimentación conmutadas. Dichos impulsos tienen una duración corta, del orden de microsegundos, y tienen una densidad espectral de potencia que disminuye con la frecuencia.
- Ruido impulsivo periódico, sincrónico a la frecuencia principal (4): se presenta en forma de impulsos que generalmente tienen una frecuencia de repetición entre 50 y 100 Hz y son sincrónicos con la frecuencia principal de la línea eléctrica. Está causado principalmente por fuentes de alimentación de dispositivos que rectifican la señal de la red. Los impulsos tienen una duración corta, del orden de microsegundos, y tienen una densidad espectral de potencia que disminuye con la frecuencia.
- Ruido impulsivo asíncrono (5): causado por inserción de transitorios en la red, mayormente originados por el encendido y apagado de dispositivos de potencia conectados al suministro eléctrico y el disparo de semiconductores de potencia controlados. Los impulsos tienen una duración que varía de micro a milisegundos. La densidad espectral de potencia de este ruido puede alcanzar valores de más de 50 dB por encima del ruido de fondo, haciéndolo la principal causa de error en las comunicaciones sobre las redes PLC.

Los ruidos 1, 2 y 3 permanecen estacionarios sobre periodos relativamente largos, de segundos, minutos e incluso horas. Por esta razón, estos tres ruidos se pueden agrupar en una sola clase de ruido, denominado “ruido de fondo”. Por el contrario, los ruidos 4 y 5, varían en periodos de tiempo de mili y microsegundos, y son agrupados en una sola clase denominada “ruido impulsivo”.

El modelado del ruido de fondo, en la banda de frecuencias NB-PLC, responde a un ruido coloreado cuya expresión aproximada varía de acuerdo a las redes y lugares en que se desarrollaron las mediciones (Hrasnica et al., 2004), (Matanza, 2013). En todos los casos, su densidad espectral de potencia responde a una gráfica como la de la Figura 2.4

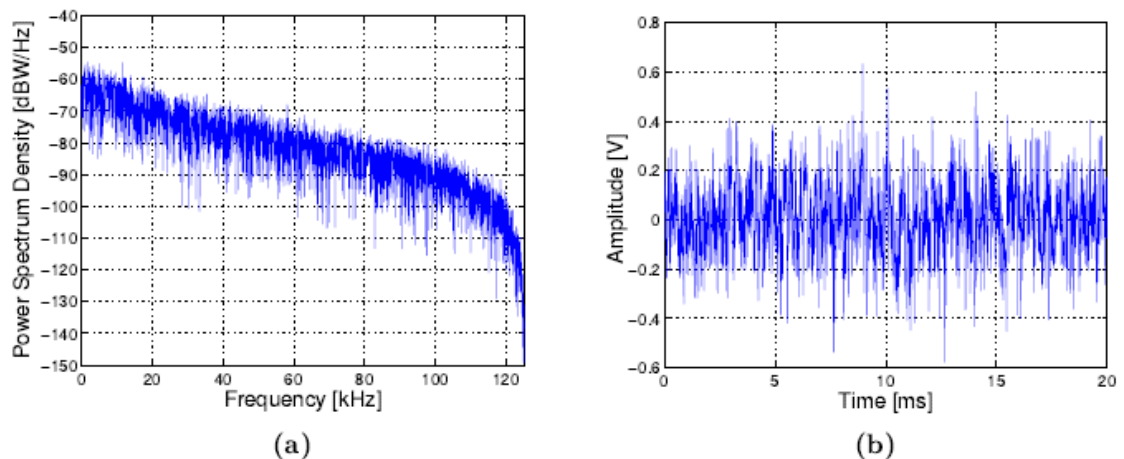


Figura 2.4 Densidad espectral de potencia (a) y amplitud temporal (b) del ruido de fondo (Tomado de (Matanza, 2013))

En cuanto al ruido impulsivo, se compone de impulsos periódicos sincrónicos con la frecuencia principal y el ruido impulsivo asincrónico. De acuerdo a (Hrasnica et al., 2004), las mediciones muestran que esta clase está dominada en gran medida por el último tipo de ruido (tipo 5). Por esta razón, el modelado de esta clase se basa en las investigaciones y las mediciones de tipo (5), de las cuales se muestra un ejemplo en la Figura 2.5. El objetivo de estas investigaciones y mediciones es conocer las características estadísticas de los parámetros de ruido, como la distribución de probabilidad del ancho de los impulsos y su distribución de tiempo entre llegadas, que representa el tiempo entre dos impulsos sucesivos, Fig. 2.6.

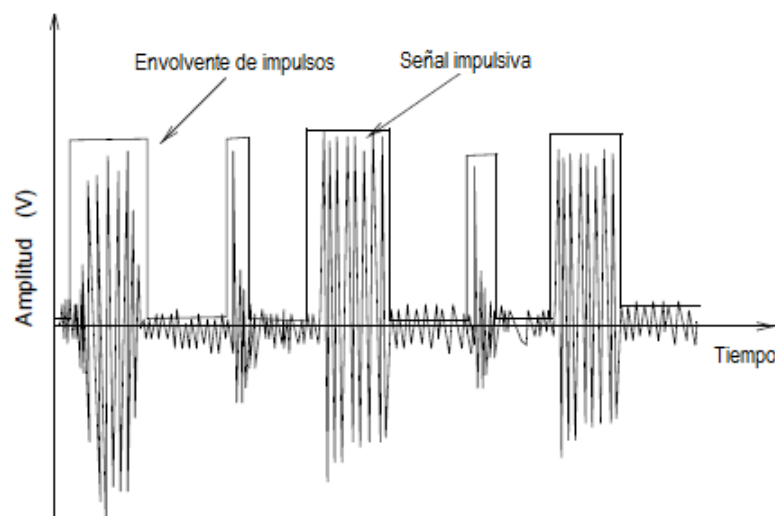


Figura 2.5 (Adaptado de (Hrasnica et al., 2004))



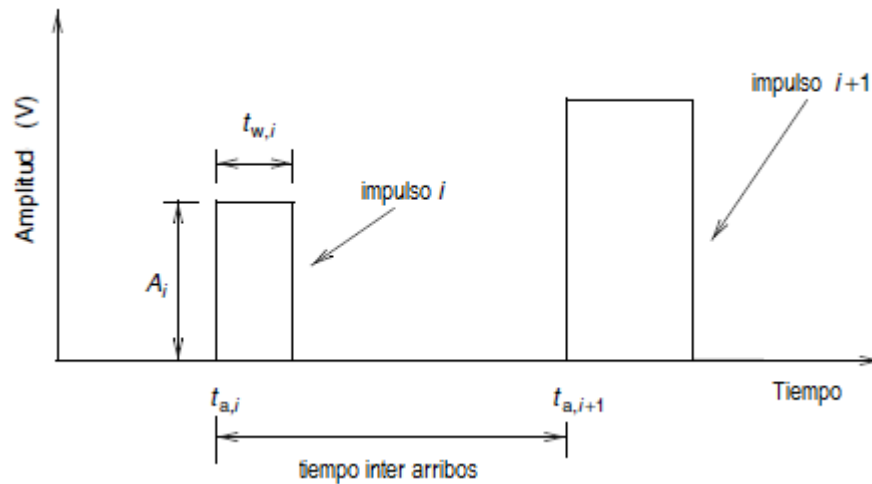


Figura 2.6. (Adaptado de (Hrasnica et al., 2004))

Un enfoque para modelar estos impulsos es un tren de pulsos con ancho de pulso  $t_w$ , amplitud de pulso  $A$ , tiempo de llegada entre arribos  $t_a$  y una función de pulso generalizada  $p(t/t_w)$  con amplitud de unidad y ancho de impulso  $t_w$ ; (Zimmermann y Dostert, 2000)

$$n_{\text{imp}}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cdot p\left(\frac{t - t_{a,i}}{t_{w,i}}\right) \quad (\text{Ecuación 2.3})$$

Los parámetros  $t_{w,i}$ ,  $A_i$  y  $t_{a,i}$  del impulso  $i$  son variables aleatorias, cuyas propiedades estadísticas se miden e investigan en el mismo trabajo. Los impulsos medidos han demostrado que el 90% de sus amplitudes están entre 100 y 200 mV. Solo menos del 1% excede una amplitud máxima de 2V. Las medidas del ancho de impulso  $t_w$  también han demostrado que solo alrededor del 1% de los impulsos medidos tienen un ancho superior a 500  $\mu\text{s}$  y solo el 0,2% de ellos excedió 1 ms. Finalmente, el tiempo de llegada entre que separa dos impulsos sucesivos está por debajo de 200 ms para más del 90% de los impulsos registrados. Otras mediciones muestran que aproximadamente el 30% de los pulsos detectados tenían un tiempo entre arribos de 10 o 20 ms, que representa el ruido impulsivo sincrónico con la frecuencia de suministro de red, tipo de ruido 2. Los tiempos de llegada entre arribos de más de 200 ms, tienen una distribución exponencial.

## 2.4 Modelo propuesto para la simulación

El modelo de canal propuesto y su ruido asociado se representan en la Figura 2.7. Tanto el canal físico como el ruido se implementan en Matlab-Simulink.

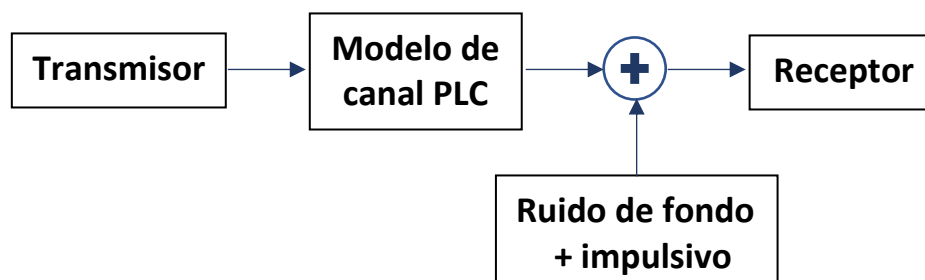


Figura 2.7. Esquema del canal y ruido asociado

### 2.4.1 Modelo del Canal

La representación del canal físico es una configuración simplificada de una línea de distribución trifásica en baja tensión (LBT), Figura 2.8 Para el objeto del presente trabajo, se optó por modelar un esquema de distribución urbana típica, con dos salidas desde los bornes de baja tensión de un transformador de distribución. En cada una, se conectan a una misma fase de la red suministros domiciliarios monofásicos separados entre sí por tramos de treinta metros<sup>2</sup> (los intermedios conectados a las otras fases no se consideran). En el final de cada línea, se conectan cargas trifásicas que representan el resto de los suministros conectados a la red, o bien suministros trifásicos puntuales de alta demanda. La cantidad de suministros modelados es la mínima necesaria a los efectos de analizar el efecto de la red sobre el sistema de comunicación, como se verá más adelante.

Los conductores de la LBT se modelan con los parámetros de un cable preensamblado de Aluminio grado eléctrico 1350 (AAC) para las fases y aleación de aluminio (AAAC) para el neutro, de 3x70/50 mm<sup>2</sup>. Para los cables monofásicos de las acometidas domiciliarias, se utiliza un cable concéntrico de Cu 6/6 mm<sup>2</sup>. Los parámetros de ambos conductores se ilustran en la Tabla 2.2.a). Para su representación en Simulink, siguiendo trabajos como (Masood et al., 2017) y (Masood et al., 2018), se utilizan líneas de parámetros distribuidos. Si bien para las distancias y las frecuencias en juego la LBT no alcanza a comportarse como una línea de transmisión<sup>3</sup> (Cortés et al., 2015), resultan útiles para el modelado de sus parámetros característicos.

En cuanto a las cargas de los suministros, se han seguido los trabajos citados en cuanto a su modelado, básicamente como circuitos RLC paralelos (Figura 2.9 b), bloque (1)), cuyos parámetros de potencias activas y reactivas (inductivas y capacitivas) a la frecuencia de red (50 Hz), se representan en la Tabla 2.2.b). Sin embargo, a efectos de reproducir en forma aproximada las características de la función de transferencia para la banda de frecuencias en las que se utilizará el modelo (40-90 KHz) medidas en (Masood et al., 2018), se han agregado impedancias constituidas por circuitos RLC serie (Figura 2.9 b) bloque (2)). Estas, que no tienen influencia a la frecuencia de operación de la red, poseen sin embargo frecuencias de resonancia en el rango de las frecuencias NB-PLC, cuya elección, junto con el Q del circuito, contribuyen a moldear las formas medidas de la función de transferencia (Philipps, 1999). Desde el punto de vista físico, representan el efecto de impedancias no lineales de las cargas constituidas por elementos electrónicos de conmutación.

Finalmente, las cargas de los suministros se conectan a la red a través de medidores que poseen la funcionalidad de la comunicación PLC. Los mismos se representan en la Figura 2.10. Su diagrama circuital (en lo que hace a la comunicación) se muestra en la parte b) de la Figura, en la que se incluyen el elemento de inserción (shunt) en el circuito representado en un bloque  $RL_{shunt}$ , y el circuito de acoplamiento capacitivo para el modem. En él, los parámetros han sido elegidos de manera de proveer un filtrado adecuado para la frecuencia de red principal (50 Hz), al tiempo que la menor atenuación posible en la banda de frecuencias de comunicación (-3,2 dB a -3,7 dB).

<sup>2</sup> En una topología típica, los suministros físicamente consecutivos se conectan alternativamente a las tres fases de la red por lo que, considerando una separación de 10 m. entre ellos, dos consecutivos conectados a una misma fase estarán separados por 30 m.

<sup>3</sup> Como regla general, esto ocurre cuando la longitud de onda de la señal transmitida es, por lo menos, diez veces mayor que las distancias implicadas. En la banda de frecuencia empleada (40 a 91 KHz), esto se traduce en 5,25 y 2,33 km respectivamente, muy superiores a la longitud de una LBT normal.

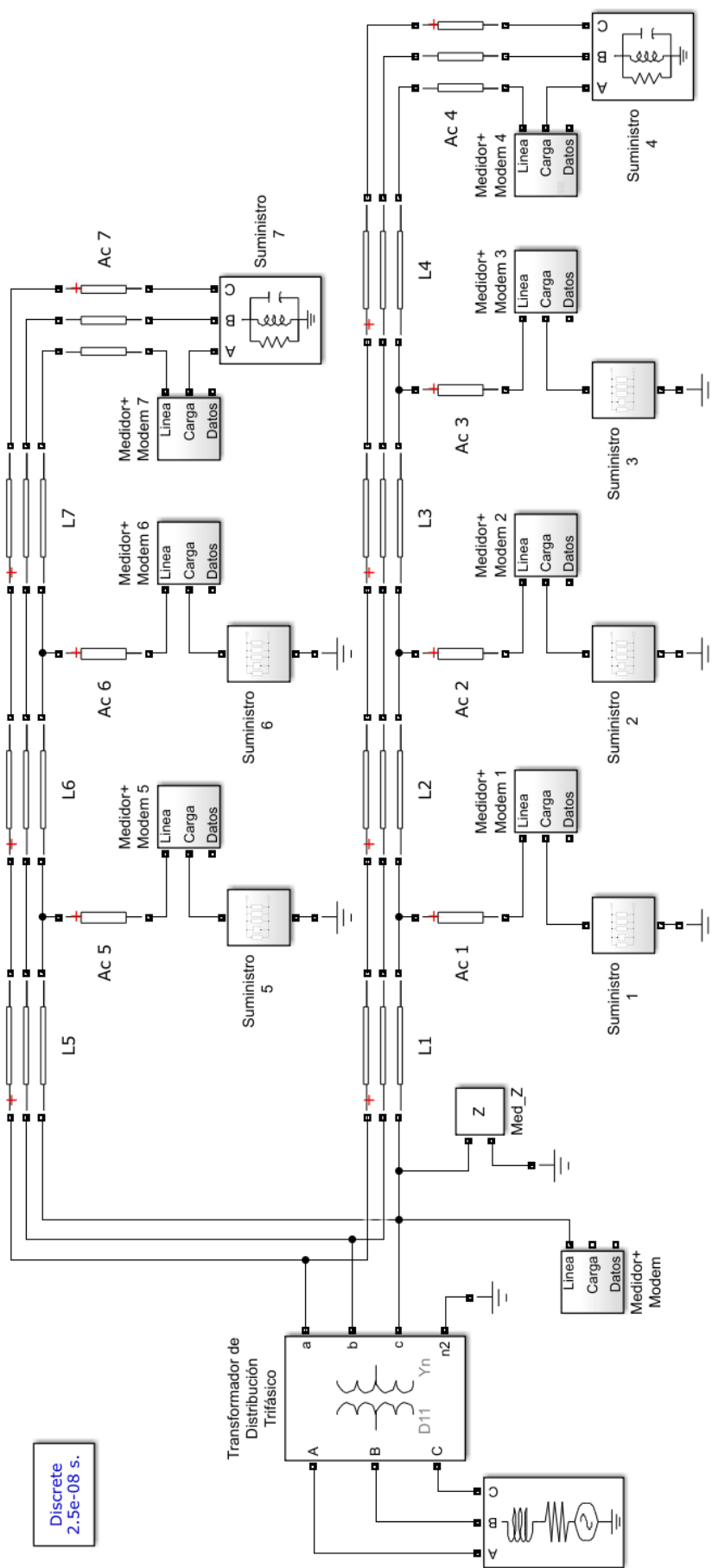


Figura 2.8 Modelo del canal

	Línea	Acometida	Suministro	P (W)	Q ind (Var)	Q cap (Var)
Conductor	Preensamblado Al/Al-Ac	Concéntrico Cu	1	8.000	6.170	170
Sección (mm <sup>2</sup> )	3x70/1x50	6/6	2	6.000	5.442	150
R (ohm/km)	0,515/0,745	0,2911	3	4.000	4.211	130
L (H/km)	8,60E-04	1,39E-08	4	100.000	72.868	40.000
C (F/km)	4,45E-08	3,67E-08	5	7.000	5.868	160
			6	5.000	4.890	140
			7	75.000	56.651	32.000

a)

b)

Tabla 2.2 a) Parámetros de los conductores utilizados; b) Potencias activas y reactivas de las cargas conectadas al modelo.

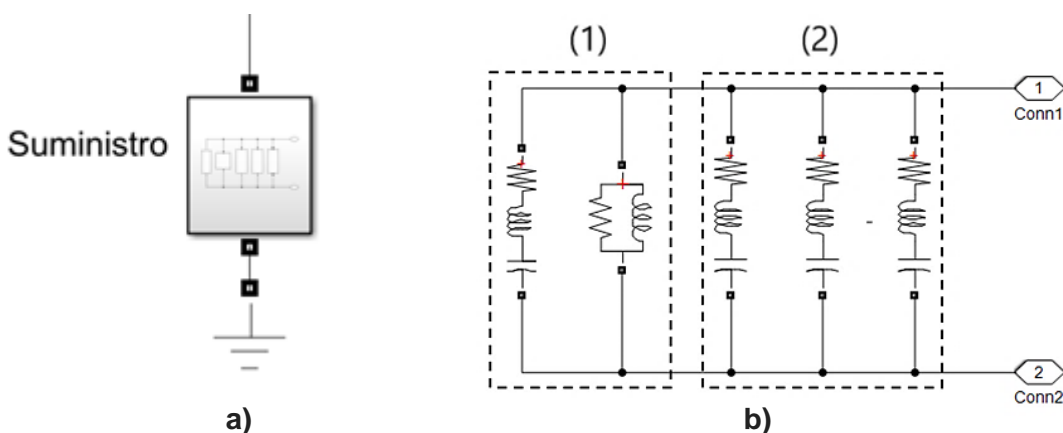


Fig. 2.9 a) Bloque de carga en la Figura 2.8; b) Diagrama circuital

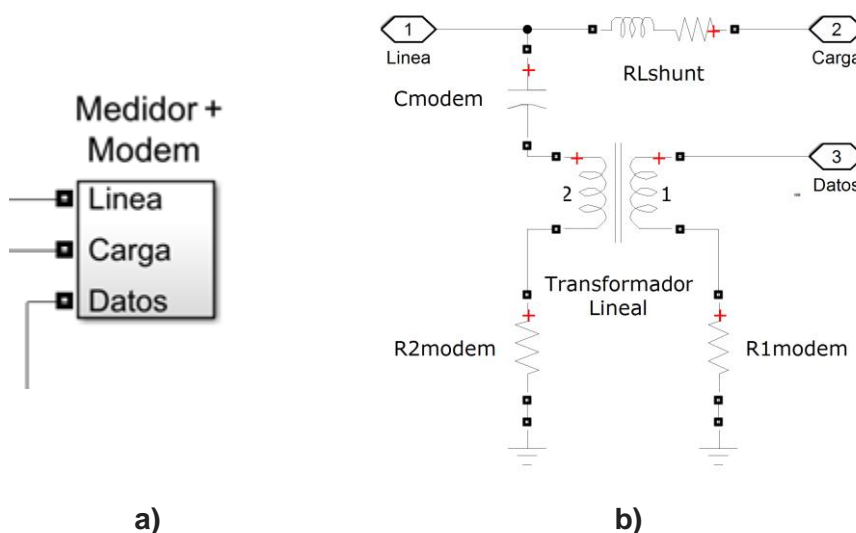


Fig. 2.10 a) Bloque de medidor + modem en la Figura 2.8; b) Diagrama circuital

La impedancia del sistema, medida desde el transformador, responde en líneas generales a lo esperado de acuerdo a la bibliografía (Hosseinpournajarkolaei, 2015). La

Figura 2.11 a) ilustra el comportamiento de la impedancia y la fase en la banda 0 - 30 MHz, en tanto que en b) se ilustra hasta los 500 KHz.

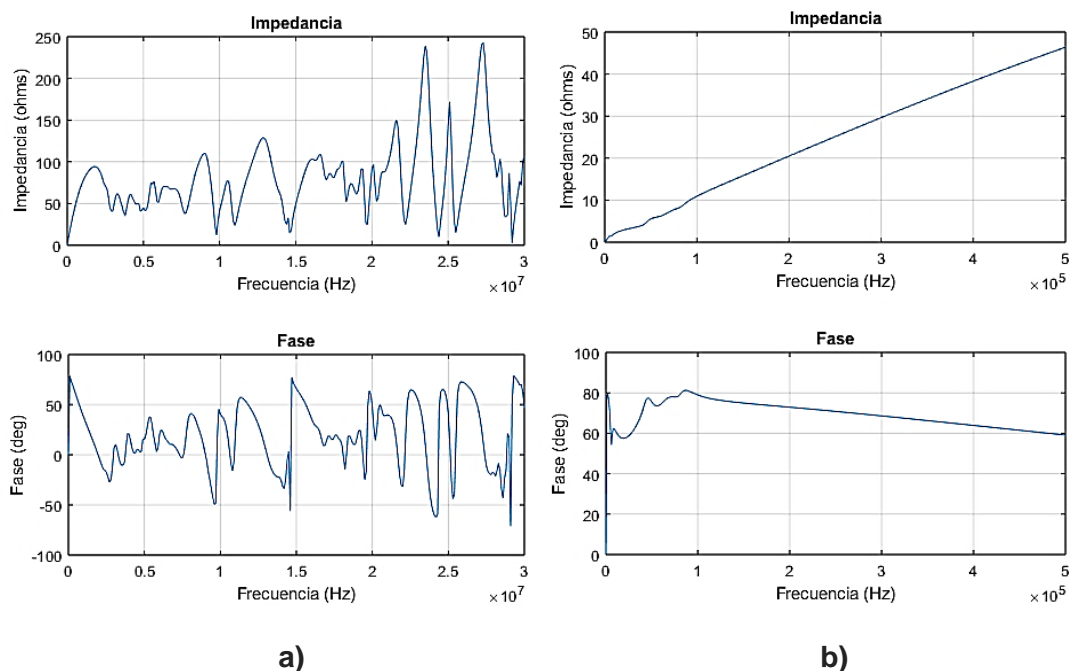


Figura 2.11 Respuesta en frecuencia (amplitud y fase) del modelo desde el concentrador a) 0 a 30 MHz (banda BB) y b) 0 A 500 KHz (NB)

La Figura 2.12 ilustra la respuesta en frecuencia en la banda CENELEC-A. De las formas obtenidas, se observa que la impedancia está dominada por las características inductivas de los conductores de la red en el primer caso, y por las características modeladas en la carga en el segundo.

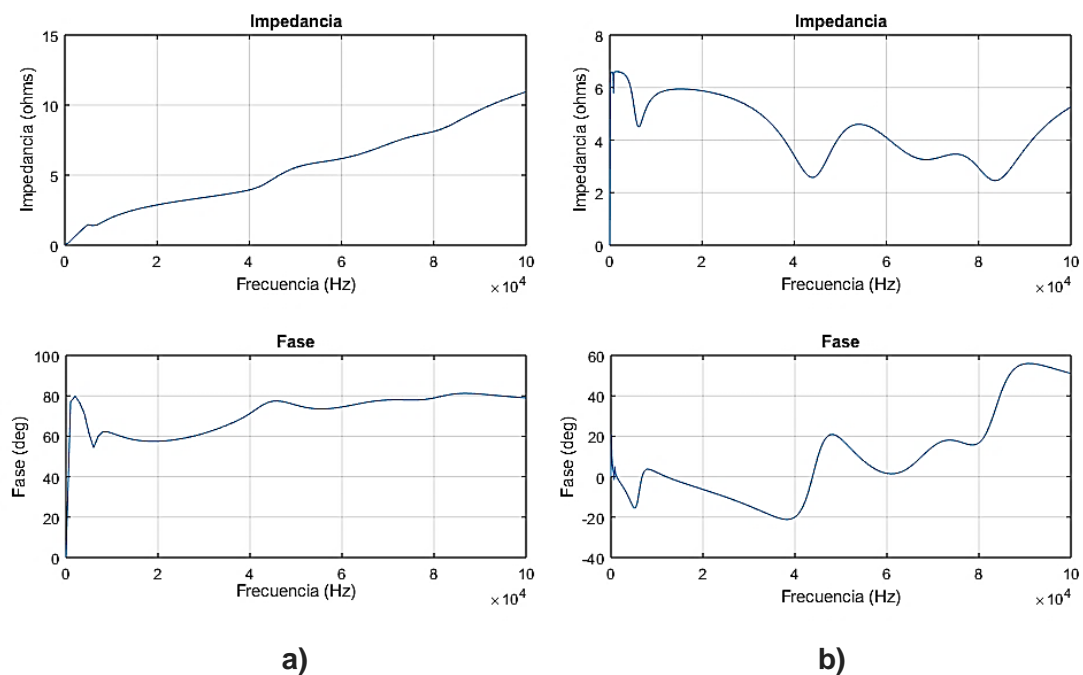


Figura 2.12 Respuesta en frecuencia (amplitud y fase) del modelo para la banda CENELEC-A a) desde el Transformador y b) desde el Suministro 1

## 2.4.2 Modelo de Ruido

En concordancia con el análisis efectuado en 2.3, el ruido se genera utilizando el modelo Middleton clase A (Middleton, 1977), ampliamente utilizado en la bibliografía (Matanza, 2013), (Hosseinpournajarkolaei, 2015), (Temaneh-Nyah y Chifamba, 2015). Este modelo, de relativa simplicidad, permite caracterizar tanto al ruido de fondo como el impulsivo, y responde a un proceso aleatorio discreto independiente y distribuido idénticamente (i.i.d.) cuya función de densidad de probabilidad (PSD) es una suma de densidades gaussianas:

$$p_A(i) = \sum_{m=0}^{M-1} e^{-A} \frac{A^m}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} e^{-\frac{i^2}{2\sigma_m^2}} \quad (\text{Ecuación 2.4})$$

Siendo

$$\sigma_m^2 = \sigma_Z^2 \frac{m/A + \Gamma}{1 + \Gamma} = \sigma_I^2 \frac{m}{A} + \sigma_Z^2 \quad (\text{Ecuación 2.5})$$

Aquí,  $M$  es el número de fuentes de ruido consideradas,  $i$  representa la variable aleatoria impulsiva,  $A$  se conoce como índice impulsivo,  $\sigma_m^2$  es la varianza de la fuente de ruido  $m$ -ésima y  $\Gamma = \sigma_Z^2/\sigma_I^2$  es la relación de intensidad entre la componente Gaussiana contra la intensidad de la componente impulsiva del ruido.

La Ecuación 2.4 es una suma ponderada de distribuciones gaussianas, cada una de ellas con una varianza que aumenta con  $m$ . Teniendo en cuenta estos parámetros, el modelado del ruido de fondo e impulsivo puede caracterizarse con relativa facilidad de acuerdo a escenarios supuestos o que correspondan a mediciones de campo reales. Por ejemplo, cuando el valor del índice impulsivo se hace más pequeño la cantidad de eventos durante el periodo de la muestra disminuye; por el contrario, a medida que este valor se incrementa, el número de eventos se incrementa y el evento pasa de ser impulsivo a aproximarse a gaussiano.

El efecto en el PSD de la variación de  $A$  y de  $\Gamma$  se grafican en las Figuras 2.13 a) y b):

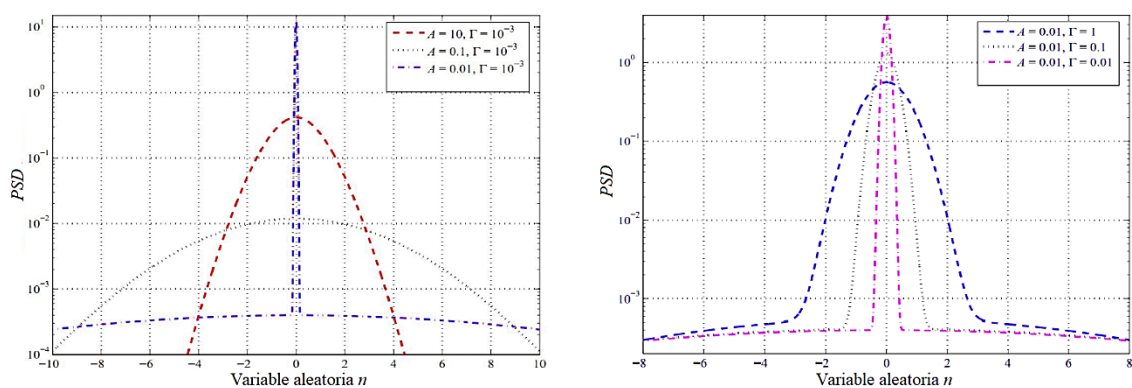


Figura 2.13 Efecto de la variación de los parámetros  $A$  y  $\Gamma$  en el modelo de ruido Middleton clase A, a) con  $\Gamma$  constante y  $A$  variable, y b) con  $A$  constante y  $\Gamma$  variable (adaptado de (Hosseinpournajarkolaei, 2015))

Para su implementación en la simulación de ruido en el canal se utilizó el esquema mostrado por la Figura 2.13. La señal en Simulink se genera a partir de un vector

generado en Matlab, e importado mediante un bloque "From Workspace". El vector de ruido utilizado se genera con el algoritmo desarrollado en (Gulati et al., 2015)<sup>4</sup>.

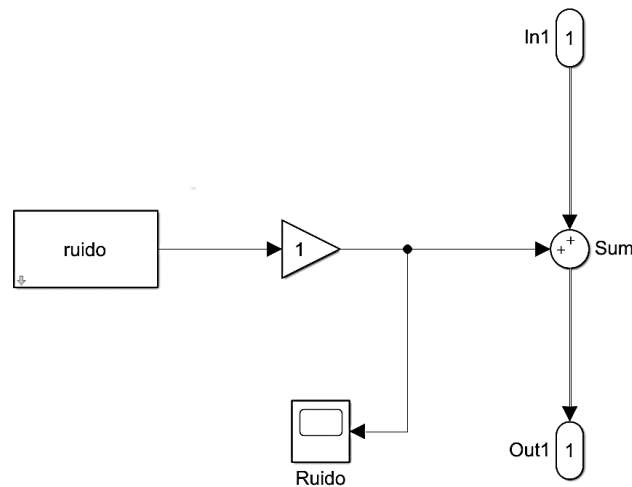


Figura 2.14 Modelo de ruido de fondo e impulsivo

La Figura 2.15 grafica la señal resultante con  $A = 0.005$  y  $\Gamma = 0.1$ . La señal incluye también una ráfaga (*burst*), generada con  $A = 1$  y  $\Gamma = 1$ , y sumada aleatoriamente al vector original.

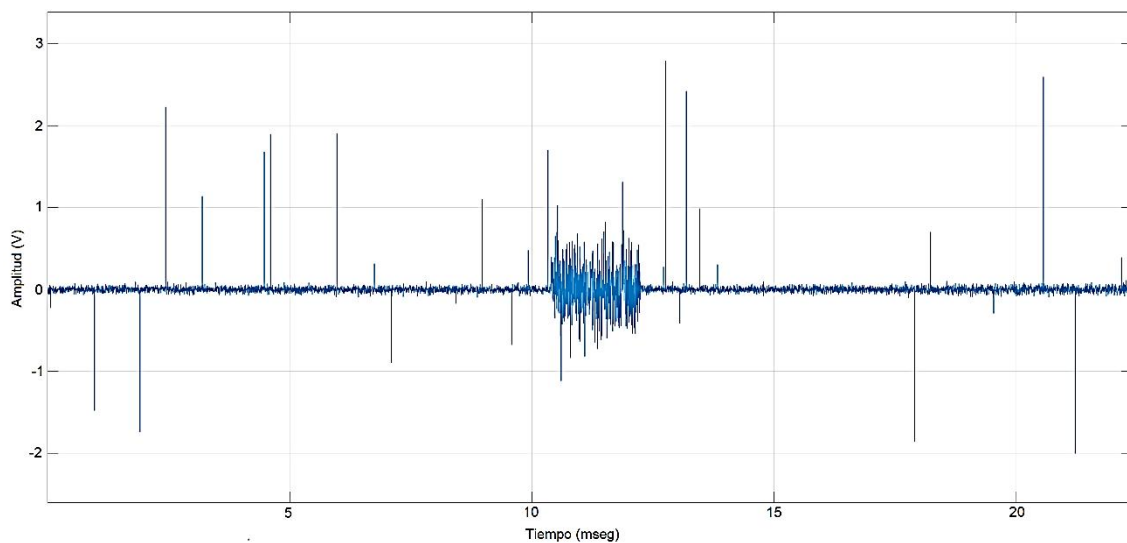


Figura 2.15 Señal de ruido añadida al canal

## 2.5 Resultados

El modelo de canal fue simulado inyectando una señal senoidal de amplitud 1 voltio pico a pico y frecuencia variable entre 40 KHz y 89 KHz en el modem de la salida del transformador ("Concentrador") y midiendo su salida en el modem del Suministro 1. Esto se realizó para dos situaciones de carga del suministro, 8 KW y 4 KW, respectivamente. La respuesta en amplitud en función de la frecuencia se grafica en las líneas de trazo de trazo continuo de la Figura 2.16

<sup>4</sup> Disponible en <http://users.ece.utexas.edu/~bevans/projects/rfi/software/>

De la misma manera, se midió la misma respuesta para ambas condiciones de carga pero inyectando la señal en el modem del Suministro 1, y midiendo la salida en el concentrador. El resultado se grafica en las líneas trazos discontinuos en la Figura 2.16.

Se observan atenuaciones del orden de los -32 dB a -49 dB aproximadamente y de -38 a -51 dB aproximadamente para cada caso, esto es, una diferencia de entre 2 dB (mínimo) y 6 dB (máximo) entre ambos estados de carga,

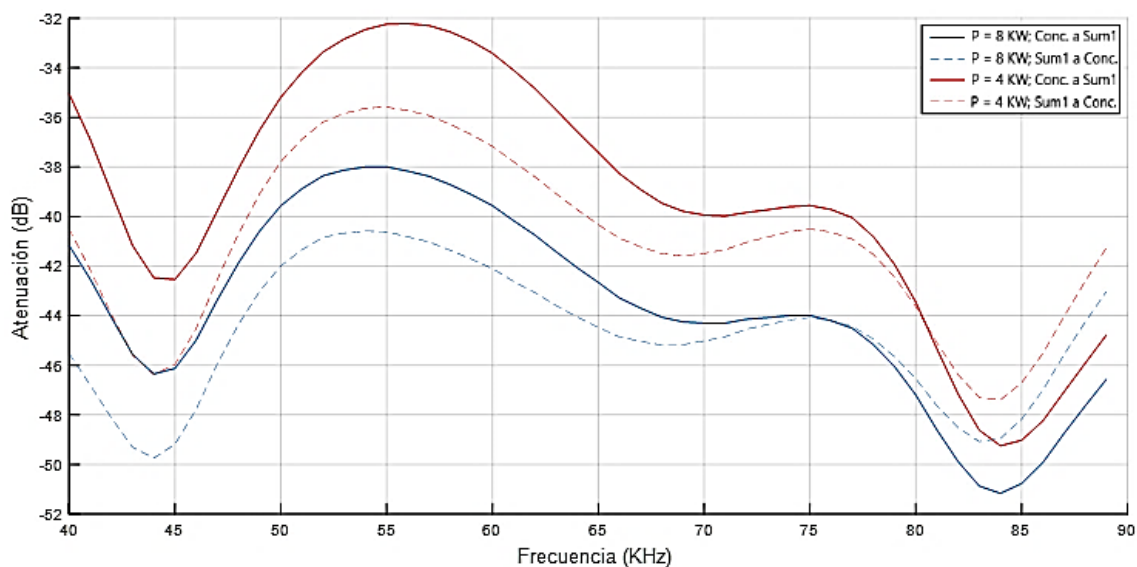


Figura 2.16 Atenuación en función de la frecuencia del canal entre diferentes estados de carga entre Concentrador y Suministro 1, en ambos sentidos.

Se realizó la misma simulación pero inyectando la señal de prueba en el Concentrador y midiendo las salidas en los suministros 1, 2 y 3 respectivamente, con las cargas establecidas en la Tabla 2.2 b). Los resultados se grafican en la Figura 2.17

Para este caso, se observa un marcado aumento de los valores de atenuación, que van de los -53 dB a -81 dB en el caso del suministro 2, y de -67 dB a -110 dB en el caso del suministro 2.

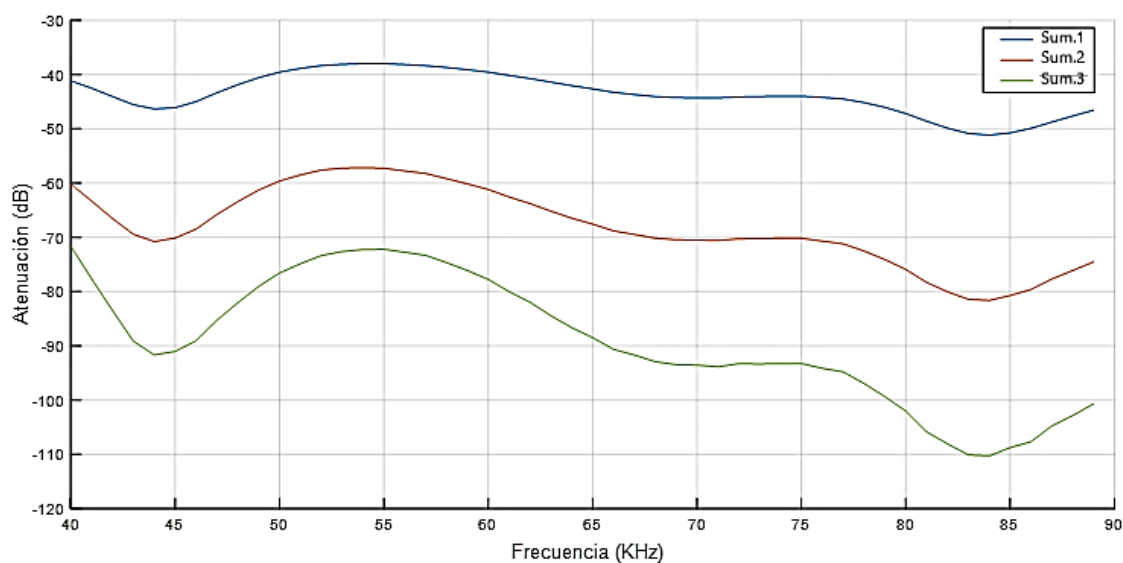


Figura 2.17 Atenuación en función de la frecuencia del canal para los suministros 1, 2 y 3.



## 2.6 Comentarios y discusiones.

Se obtuvo un modelo de relativa simplicidad que incluye las características más incidentes del canal PLC en banda NB-PLC, ajustado para la especificación CENELEC-A, y se modelaron las fuentes de ruido más incidentes en la comunicación. Al estar implementado sobre una utilidad de amplia difusión como Matlab – Simulink, sus parámetros son fácilmente reconfigurables, y su topología modificable, de manera de ajustar la herramienta de simulación a escenarios más realistas, dados por resultados de medición o mejores técnicas de modelado de la red, las cargas o el ruido asociado.

Para el objetivo del trabajo, se considera que el modelo presentado permite una razonable reproducción de un canal PLC en la banda NB-PLC, sobre el que es posible probar mejoras en las técnicas de modulación y de corrección de errores que permitan mejorar la performance general del sistema de comunicación en diferentes situaciones de los parámetros del canal y su ruido asociado.

A la vez, se considera relativamente simple producir optimizaciones del modelo, mediante su ajuste a través de la obtención de características más realistas de la topología y los parámetros de la red y la caracterización de sus cargas, obtenidas de campañas de medición en escenarios reales o por la incorporación de los resultados de otros trabajos de investigación.

El contenido de este capítulo fue remitido y aceptado para su publicación en *International Journal of Information Systems and Software Engineering for Big Companies* (IJISEBC), Vol 5, Num 2 (diciembre / 2018), con el título “Simulación de un Canal PLC para AMI para Empresas Distribuidoras de Energía Eléctrica con Fines Didácticos y de Investigación” (Veglia et al., 2018) (incluido en el Anexo 2).

## Capítulo 3. La Comunicación en PLC

### 3.1. Introducción

La elección de la técnica de modulación para un sistema de comunicaciones dado depende en gran medida de la naturaleza y las características del medio en el que tiene que operar (Hrasnica et al., 2004). En los ambientes hostiles de PLC como los analizados en el capítulo anterior y tal como se ilustró en el capítulo 1, las primeras aplicaciones en PLC en la banda LDR (orientadas fundamentalmente al control de dispositivos), operaban con modulaciones monoportadora, tales como ASK, BPSK y FSK. Esto permite lograr bajos costos de implementación, a condición de funcionar a bajas velocidades de datos y con algún sistema de corrección de errores.

Sin embargo, a medida que la aplicación exige que el volumen de información a transmitir sea mayor, la posibilidad de lograr moduladores y demoduladores prácticos y económicos se dificulta. La técnica de modulación debe superar desafíos como la ecualización necesaria a causa de la no linealidad del canal, o sortear los retardos de propagación y el multitrayecto originado por las diferencias de impedancias en las ramificaciones. Asimismo, debe ofrecer flexibilidad y permitir evitar el uso de ciertas frecuencias si estas están fuertemente perturbadas o están asignadas a otro servicio y, por lo tanto, no pueden ser usadas en PLC. En este escenario, una de las técnicas que se ha impuesto en los desarrollos más utilizados tanto en NB-PLC como en BB-PLC ha sido la multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM). Una de sus facetas más atractivas desde el punto de su complejidad circuital es la posibilidad de implementar la estructura de su esquema de modulación y demodulación multifrecuencia mediante una simple transformada directa de Fourier inversa (IDFT) y su correspondiente transformada directa (FFT).

Basado en esta técnica, en el presente capítulo se propone un esquema de transceptor apropiado para operar sobre el modelo de canal PLC presentado en el capítulo 2. Sobre este desarrollo, en el capítulo siguiente, se implementará la técnica de corrección de errores propuesta para NB-PLC. El capítulo se estructura repasando las generalidades y fundamentos de la modulación OFDM FFT, y aspectos particulares como los mecanismos utilizados para evitar las interferencias inter símbolo (ISI) e inter portadora (ICI), las técnicas de codificación diferencial y no diferencial y otros. A continuación, se analiza una técnica de procesamiento que ha recibido atención en varias investigaciones e incluso ha sido implementada en algunas especificaciones que utilizan OFDM en canales inalámbricos, como lo es la transformada Wavelet. Se analizan las ventajas reportadas respecto del procesado mediante FFT, y su aplicabilidad a los actuales estándares utilizados en NB-PLC. Posteriormente, se resumen los aspectos y parámetros más salientes de una de las especificaciones más difundidas en las soluciones comerciales y la bibliografía, PRIME, la que se tomará como referencia para el modelo con el que se realizará y simulará en Matlab/Simulink. Finalmente, se vuelcan los comentarios y discusiones más significativos.

### 3.2 La modulación OFDM - FFT

La modulación multi portadora (*Multi Carrier Modulation*, MCM) utiliza el principio de dividir un flujo de datos a transmitir en varias canales de bits paralelos, cada uno de los cuales tiene una tasa de bits mucho más baja, y modular cada uno mediante una portadora distinta, llamada subportadora. OFDM es una forma especial de MCM, con subportadoras y espectros en frecuencia superpuestos espaciados densamente, como en la Figura 3.1. Esto se logra haciendo que las subportadoras sean ortogonales entre

sí, es decir, que los espectros de cada una en particular sean nulos en los máximos de las otras. De este modo se asegura que no exista interferencia entre ellas sin necesidad de una banda de separación entre las mismas. Ocupando el mismo ancho de banda de una señal monoportadora, un conjunto OFDM proporciona una mejor respuesta que ésta a los canales dispersivos en el tiempo, ya que el retardo por multitrayecto constituye una fracción del mismo considerablemente más corta que en el caso de los sistemas convencionales serie; asimismo, ante la existencia de ruido impulsivo o muescas profundas en la respuesta en frecuencia en el canal, el sistema OFDM únicamente se ve afectado durante una fracción de la duración de los símbolos transmitidos en paralelo (al transmitir información en  $N$  subportadoras, la duración del símbolo de una señal OFDM es  $N$  veces mayor que la duración del símbolo de una señal de portadora única equivalente), permitiendo su recuperación mediante sistemas correctores de error más simples (Hrasnica et al., 2004).

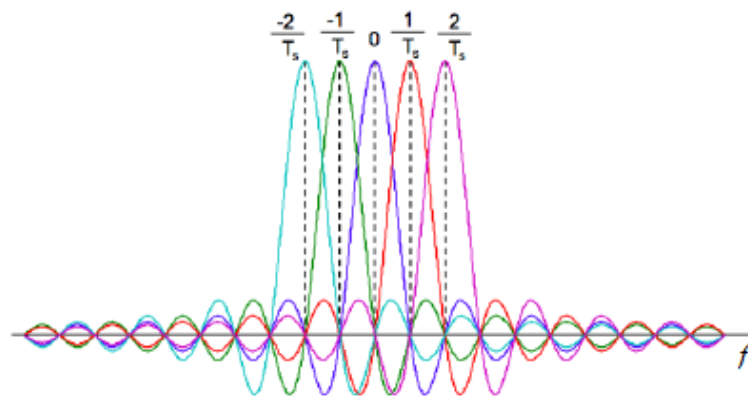


Figura 3.1. Espectro en frecuencia de una señal OFDM

### 3.2.1 Moduladores y demoduladores OFDM – FFT

Los bits de información pasan por el proceso de “mapeo”, conformando símbolos de acuerdo a la modulación en banda base utilizada (M-QAM, M-PSK, etc.), con una cantidad de bits por símbolo  $M$  igual a una potencia de 2. Cada símbolo, con una componente real y otra compleja y con una duración fija  $T_s$ , se asigna a una subportadora. Como la condición de ortogonalidad implica que la separación espectral de éstas sea  $\Delta f = 1/T_s$ , un modulador OFDM puede construirse mediante un conjunto de osciladores tal como se representa en la Figura 3.2, en el que se modulan  $N_c$  símbolos mediante un banco de igual número de osciladores de frecuencias  $f_k$ , tales que  $f_k = k \Delta f$ .

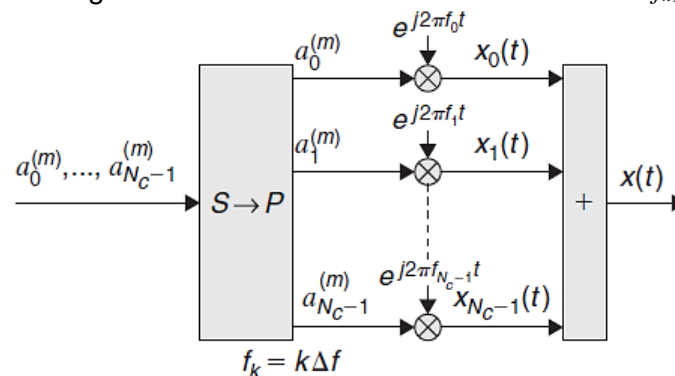


Figura 3.2. Modulador OFDM básico. (Tomado de (Dahlman et al., 2008))

El conjunto de subportadoras obtenidas se multiplexa en el tiempo para poder transmitirse sobre el mismo canal.

A pesar de su sencillez conceptual, el circuito de la Figura 3.2 no resulta práctico, ya que se debe asegurar la estabilidad de los osciladores de radiofrecuencia para mantener la ortogonalidad de las subportadoras, y resulta costoso si se trabaja con un número elevado de éstas, entre otras razones. Sin embargo, la razón que permitió el amplio despliegue de OFDM fue el abaratamiento de la electrónica digital que permitió implementar en dispositivos VLSI el procesamiento digital de señales (DSP). En efecto, la señal OFDM resultante de la Figura 3.2 puede ser expresada como:

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

Si esta señal se muestrea con una frecuencia  $f_m = N \Delta f = N/T_s$  (lo que equivale a tomar  $N$  muestras de señal en cada período de símbolo  $T_s$ ), se tiene (Agusti et al., 2010):

$$s[k] = \sum_n \sum_{\mu=0}^{M-1} A_\mu[n] g_\mu[k - nM]; \quad g_\mu[k] = \frac{1}{\sqrt{M}} \exp\left(j2\pi \frac{\mu k}{M}\right)$$

$$x_n = x(nT_m) = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k e^{j2\pi k \Delta f n T_m} = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k e^{j2\pi k n / N} = \sum_{k=0}^{N-1} a'_k e^{j2\pi k n / N}$$

donde:  $a'_k = \begin{cases} a_k & 0 \leq k \leq N_c \\ 0 & N_c \leq k \leq N \end{cases}$

La secuencia  $x_n$  es el inverso de la transformada discreta de Fourier (IDFT, *Inverse Discrete Fourier Transform*) de tamaño  $N$  del bloque de los símbolos de la modulación  $a_0, \dots, a_{N_c-1}$  extendido con ceros a la longitud  $N$  (Dahlman et al., 2008). Por lo tanto, la forma más simple de generar una modulación OFDM es considerar los  $N_c$  símbolos a modular como los valores de las muestras en frecuencia de la señal resultante (a razón de una muestra por subportadora) y a partir de dichos símbolos calcular la IDFT de  $N$  muestras. Si a su vez  $N$  se hace igual a una potencia de dos, el proceso de cálculo puede acelerarse mediante el uso de la transformada rápida de Fourier inversa (IFFT - *Inverse Fast Fourier Transform*) (Agusti et al., 2010) y proporcionará las muestras temporales de la señal que finalmente se pasará por un conversor Digital/Analógico (D/A) para generar la señal analógica a transmitir (Figura 3.3)

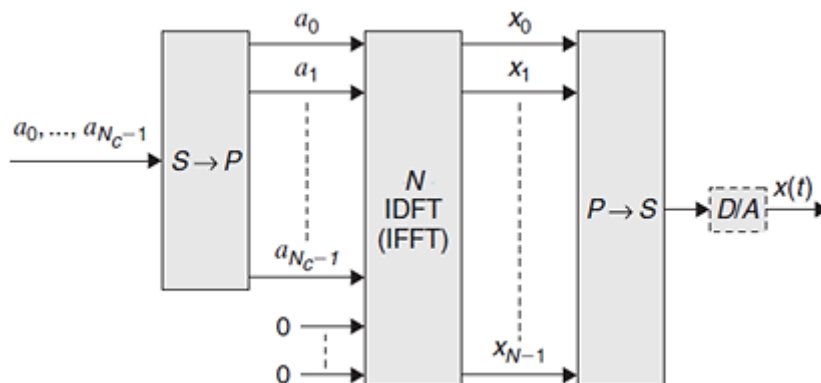


Figura 3.3. Modulador OFDM práctico. (Adaptado de (Dahlman et al., 2008))

En el demodulador, la recuperación de la señal se realiza mediante los procesos inversos, haciendo ingresar la señal recibida a  $N_c$  ramas diferentes, en cada una de las cuales se aplica la multiplicación compleja por la correspondiente subportadora seguida

de una integración en el período de símbolo (Fig. 3.4.a), o en forma práctica, utilizando la transformada rápida de Fourier (FFT) (Figura 3.4.b).

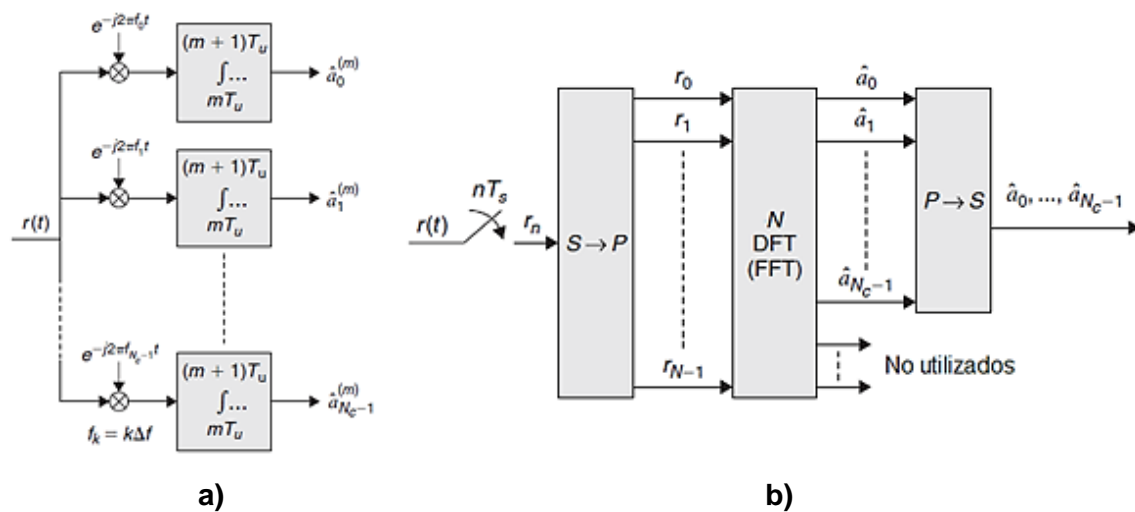


Figura 3.4. Demodulador OFDM - a) básico; b) práctico. (Adaptado de (Dahlman et al., 2008))

### 3.2.2 Prefijo cíclico

No obstante las ventajas analizadas de OFDM respecto a modulaciones simples, existen dos efectos indeseados introducidos por las características no ideales del canal. En primer lugar, la existencia de multitrayecto puede provocar que varias copias de la señal transmitida lleguen al receptor en tiempos diferentes, provocando interferencias de amplitud y fase entre símbolos, efecto conocido como interferencia inter símbolo (ISI). En segundo lugar, en canales variables en el tiempo, la ortogonalidad entre portadoras puede ser afectada, al producirse retardos variables para cada frecuencia. En consecuencia, aparece el efecto de interferencia entre portadoras (ICI, *inter carrier interference*).

Para eliminar el ISI, se inserta un tiempo de guarda con una duración más larga que la duración de la respuesta de impulso del canal. Sin embargo, en presencia de canales dispersivos de tiempo lineal, un tiempo de guarda apropiado evita el ISI pero no el ICI. Para evitar este último, es necesario extender cíclicamente la duración del símbolo OFDM. Esto se logra, luego del procesamiento IFFT, haciendo que un segmento al final del símbolo OFDM de duración mayor que el máximo retardo introducido por el canal se copie al inicio del mismo, como se representa en la Fig. 3.5. y 3.6. En este caso, el tiempo de guarda se convierte en el prefijo cíclico (CP).

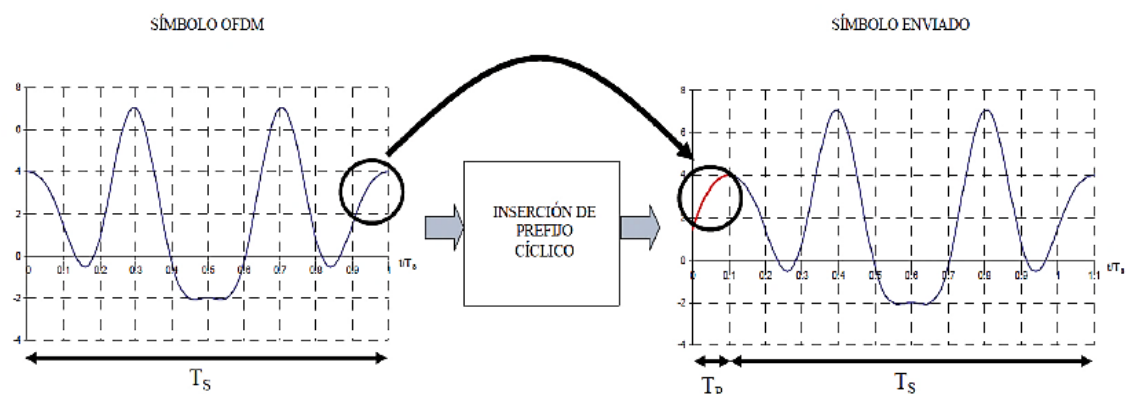


Figura 3.5. Copia e inserción del prefijo cíclico (tomado de (Agusti et al., 2010))

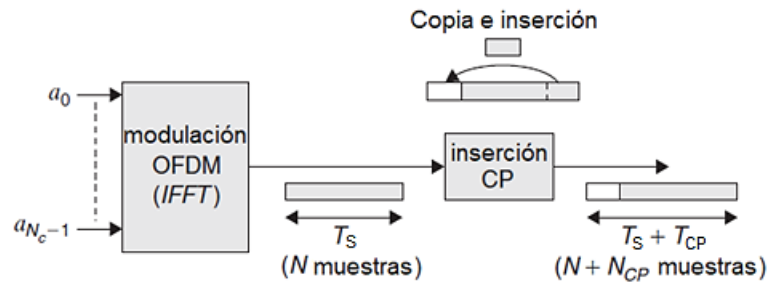


Figura 3.6. Proceso de generación del prefijo cíclico (adaptado de (Dahlman et al., 2008))

La inserción de un apropiado tiempo de guarda prolongado cíclicamente elimina ISI e ICI en un canal dispersivo lineal; sin embargo, produce una menor eficiencia de la potencia transmitida, ya que solo la fracción  $T_s / (T_{CP} + T_s)$  de la potencia se destina a la parte útil de los símbolos, o lo que es lo mismo, introduce una pérdida en la relación señal / ruido (SNR) dada por

$$\text{SNR}_{\text{pérdida}} (\text{dB}) = 10 \log \frac{T_s}{T_s - T_{CP}}$$

Al mismo tiempo, provoca un aumento del ancho de banda necesario dado por

$$\varepsilon_B = \frac{T_s}{T_s - T_{CP}}$$

y una disminución de la tasa de transmisión a  $1/(T_s + T_{CP})$  en lugar de  $1/T_s$  si no se usara el CP (Hrasnica et al., 2004), (Agusti et al., 2010). Por lo tanto, la elección de la longitud del prefijo cíclico debe realizarse cuidadosamente. Su duración debe ser suficiente para superar la máxima dispersión del retardo de canal; en general, se adoptan valores cercanos al 10% del  $T_s$  (ver Tabla 3.1).

### 3.2.3 Realización de un sistema OFDM

Un esquema típico de un sistema OFDM se muestra en la Figura 3.7

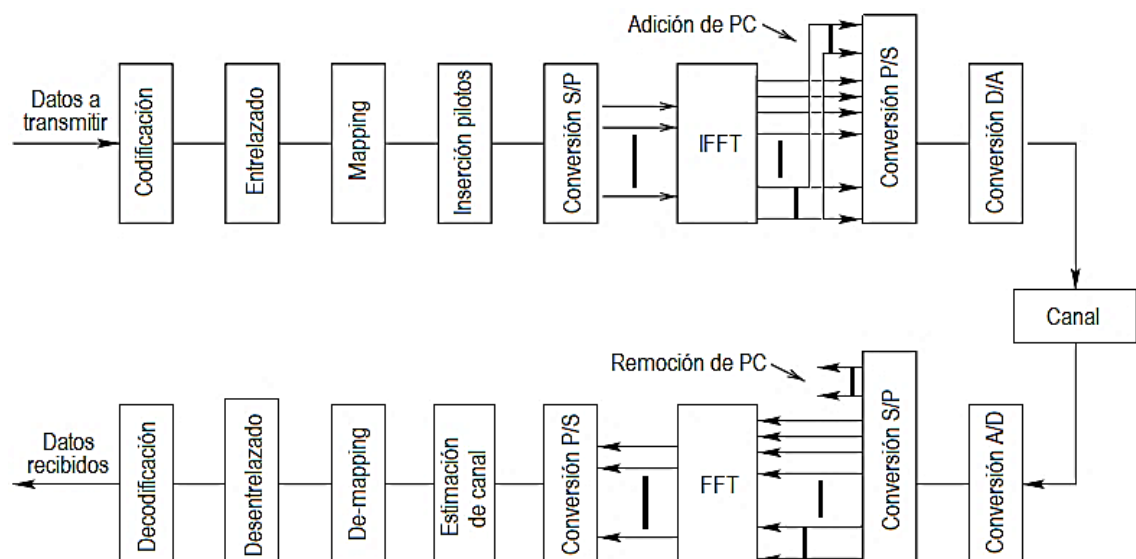


Figura 3.7. Realización de un sistema OFDM típico (adaptado de (Hrasnica et al., 2004))

En el diagrama, se observa que antes del proceso descrito en los puntos anteriores deben preceder varias operaciones sobre los bits de información antes de

que se envíen al procesamiento de IFFT. Estas pueden resumirse en (Hrasnica et al., 2004):

#### - Codificación y entrelazado

En términos generales, es inevitable la ocurrencia de errores en la transmisión, debido a las distorsiones originadas por el canal. La codificación de la información original y el entrelazado o intercalado (*interleaving*) se aplican a los bits de información a fin de proveer mecanismos que permitan corregir tales errores en el receptor o hacer más eficiente tal procedimiento. Estas funciones serán analizadas con detalle en el siguiente capítulo.

#### - Mapeo y codificación diferencial / no diferencial

Como se explicó, los bits se agrupan en símbolos complejos, cuyos valores reales e imaginarios dependen de la técnica de codificación en banda base utilizada. Después de la codificación y el intercalado, los bits que se transportarán en el  $l$ -ésimo intervalo de tiempo OFDM y sobre la sub portadora  $k$ -ésima OFDM se mapean a un símbolo de modulación  $S_{l,k}$ . Este mapeo puede llevarse a cabo con o sin codificación diferencial. Sin codificación diferencial, los bits de datos se asignan directamente a los símbolos de modulación complejos. Con la codificación diferencial, los bits de datos no se mapean directamente a los símbolos de modulación complejos  $S_{l,k}$ , sino al cociente  $B_{l,k}$  de dos símbolos de modulación complejos sucesivos, ya sea en la dirección temporal o en la dirección de frecuencia (Hrasnica et al., 2004). Si la codificación es en la dirección del tiempo, será

$$S_{l,k} = S_{l-1,k} \times B_{l,k}$$

y para inicializar este proceso de mapeo diferencial, cada subportadora del primer símbolo OFDM transmite un valor de referencia conocido. Si la codificación se realiza en la dirección de la frecuencia, entonces

$$S_{l,k} = S_{l,k-1} \times B_{l,k}$$

y para la inicialización de esta codificación diferencial, la primera subportadora de cada símbolo OFDM transmite un valor de referencia conocido.

En el receptor, y antes del desintercalado y la decodificación, el símbolo de modulación recibido  $R_{l,k}$  se elimina del mapa para producir los bits transportados en el  $l$ -ésimo intervalo de tiempo OFDM y el  $k$ -ésimo sub canal OFDM. De acuerdo con el esquema de mapeo utilizado en el transmisor, se utiliza detección coherente o detección diferencial. Para el mapeo sin codificación diferencial, se emplea la detección coherente, por lo que la decisión se basa en el cociente  $D_{l,k}$ , dado por

$$D_{l,k} = \frac{R_{l,k}}{\hat{H}_{l,k}} \approx S_{l,k} + \frac{N_{l,k}}{\hat{H}_{l,k}}$$

donde  $H_{l,k}$  es una estimación del factor de transferencia de canal  $H_{l,k}$  y  $N_{l,k}$  es el componente del aditivo blanco ruido gaussiano superpuesto al símbolo transmitido. Tal estimación es necesaria para identificar las referencias de amplitud y fase de la constelación en cada subportadora OFDM de modo que los símbolos de datos complejos puedan demodularse correctamente. Esta simple operación de equalización representa la principal ventaja de los receptores OFDM. Esencialmente al transmitir los datos originales sobre múltiples subportadoras de banda estrecha, el canal global selectivo de frecuencia se transforma en un conjunto de canales de desvanecimiento plano cuyo efecto es solo introducir un desplazamiento aleatorio de atenuación/fase en

cada subportadora OFDM. Por lo tanto, un ecualizador de canal OFDM corresponde a un banco de multiplicadores complejos.

En el caso de la codificación diferencial, la detección diferencial debe usarse en la recepción para recuperar los símbolos modulados. Si la codificación diferencial se hizo en la dirección del tiempo, entonces la detección diferencial se realiza comparando la información en la misma subportadora en símbolos OFDM consecutivos y la decisión se basa en el cociente:

$$D_{l,k} = \frac{R_{l,k}}{R_{l-1,k}} = \frac{S_{l-1,k}B_{l,k}H_{l,k} + N_{l,k}}{S_{l-1,k}H_{l-1,k} + N_{l-1,k}}$$

Si la codificación diferencial se realizó en la dirección de la frecuencia, entonces la detección diferencial se realiza comparando la información en subportadoras consecutivas en el mismo símbolo OFDM y la decisión se basa en el cociente:

$$D_{l,k} = \frac{R_{l,k}}{R_{l,k-1}} = \frac{S_{l,k-1}B_{l,k}H_{l,k} + N_{l,k}}{S_{l,k-1}H_{l,k-1} + N_{l,k-1}}$$

Comparando ambos métodos de detección, los esquemas diferenciales son muy robustos a los desplazamientos de fase residual causados por un desplazamiento de sincronización de símbolo o un bloqueo de fase no perfecto entre el oscilador del transmisor y su correspondiente del receptor. Además, los esquemas diferenciales son realizables mediante implementaciones de receptor más simples porque no es necesaria una estimación de canal, en contraste con los no diferenciales. Sin embargo, en presencia de ruido, la detección diferencial muestra una degradación de hasta 3 dB en la SNR en comparación con la detección coherente ideal.

#### - Inserción de pilotos y estimación del canal

En el caso del sistema de detección coherente, se necesita una estimación de canal. Esta estimación es importante para identificar la amplitud y la fase de cada subportadora recibida, de modo que los símbolos de datos complejos se puedan interpretar correctamente. La estimación del canal en sistemas OFDM requiere la inserción de símbolos conocidos o estructura piloto en la señal OFDM. Estos símbolos conocidos producen estimaciones puntuales de la respuesta de frecuencia del canal y una operación de interpretación que produce los puntos restantes de la respuesta de frecuencia del canal a partir de las estimaciones puntuales. El rendimiento del estimador depende en gran medida de cómo se transmite la información del piloto.

En general, los pilotos se disponen en una estructura bidimensional en tiempo y frecuencia, procurando una densidad de pilotos tal que permita obtener una representación precisa del canal. Esencialmente, el tiempo de coherencia del canal dicta la separación mínima de los pilotos en la dirección del tiempo y el ancho de banda de coherencia del canal dicta la separación mínima de los pilotos en el dominio de la frecuencia. Cuanto mayor es la densidad de los símbolos piloto, mejor es la precisión. Sin embargo, esto desmejora la SNR y la velocidad de datos.

### 3.3 OFDM con procesamiento Wavelet (W-OFDM)

El procesamiento de OFDM mediante la Transformada Discreta de Fourier (DFT), también denominada F-OFDM, es mayoritaria en la investigación y ha llegado a formar parte de los estándares que utilizan OFDM, en todas las bandas de frecuencia y en todos los medios físicos, debido a las variadas ventajas que posee en relación con las modulaciones monoportadora. Sin embargo, posee algunas desventajas (Galli, 2008):



- Como se apuntó, requiere un Intervalo de Guardia (GI) adecuado para eliminar el ISI.
- Se caracteriza por malas propiedades espectrales que causan un alto grado de fuga espectral (la magnitud de las componentes de frecuencia fuera del lóbulo principal).
- Tiene una pobre capacidad de rechazo a la interferencia de banda estrecha (NBI) y poca resistencia al ruido impulsivo.

Como una alternativa a F-OFDM y en respuesta a las debilidades apuntadas, existe mucha investigación sobre un procesamiento de señales OFDM mediante la utilización de las llamadas wavelets<sup>5</sup> (“ondículas”), implementándose a través de la Transformada Discreta Wavelet (DWT). El desarrollo ha llegado al punto de que Wavelet OFDM (W-OFDM o DWMT, *Discrete Wavelet Multitone*) ha llegado a ser parte de un estándar para la capa PHY de BB-PLC, como lo es el IEEE 1901.1 (Hoch, 2010) (Baig y Yazdani, 2011).

W-OFDM se basa en la implementación de OFDM mediante bancos de filtros de reconstrucción perfecta modulados por coseno (PR-CMFB), que son realizaciones de transformadas wavelet, en contraposición a las funciones de base exponencial de F-OFDM (Hoch, 2010). Los bancos de filtros wavelet permiten la reconstrucción perfecta sin *aliasing* utilizando bancos de filtros no ideales (Baig y Yazdani, 2011), que pueden implementarse con baja complejidad computacional (Galli, 2008).

### 3.3.1 Comparación de W-OFDM con F-OFDM

En F-OFDM, los pulsos de transmisión son secuencias con una ventana rectangular en el dominio del tiempo (Hoch, 2010), es decir, las formas de onda de símbolos utilizadas en OFDM no se superponen en el tiempo (Galli, 2008) (en el dominio de la frecuencia, las sub bandas adyacentes se superponen ortogonalmente, sin causar interferencia entre ellas). En el caso de W-OFDM, la longitud de los filtros utilizados es mayor que la del símbolo a transmitir; por lo tanto, los pulsos de los símbolos consecutivos se superponen, pero pueden separarse en el banco de filtros del receptor sin ninguna interferencia, siempre que el canal de transmisión no introduzca ninguna distorsión (Hoch, 2010). Esto significa que las señales en el tiempo sí están superpuestas. La cantidad de solapamiento (número de símbolos consecutivos superpuestos) viene determinada por un parámetro  $g$ , que es la relación entre la longitud del filtro y el número de sub bandas. Esto provoca las siguientes diferencias entre ambos tipos de procesamiento:

#### - Características espectrales

El uso de símbolos de mayor duración en W-OFDM permite obtener niveles inferiores de lóbulo lateral con respecto al F-OFDM. Una mejor atenuación de la banda de atenuación da como resultado niveles más bajos de interferencia entre canales (ICI) y mayor robustez a las interferencias de banda estrecha.

---

<sup>5</sup> Una wavelet es una señal bien ubicada tanto en frecuencia como en tiempo, esto es, una oscilación de una frecuencia determinada y duración determinada (“ondita”). Un conjunto de wavelets se construye a partir de la denominada wavelet madre  $\psi_0(t)$ , y se obtiene mediante la dilatación o contracción de la misma, de acuerdo a un parámetro de escala “a”. Este parámetro de escala representa la relación entre la frecuencia central de la wavelet madre y la wavelet derivada, y por este motivo en un análisis wavelet, se habla de dominio de las escalas en lugar de dominio de las frecuencias. Por otra parte, la wavelet se puede desplazar en una cantidad  $\tau$ ,  $\psi_a(\tau-t)$  permitiendo lograr de manera simultánea (escala/tiempo) la adecuada ubicación de cualquier detalle que se quiera analizar en una señal (Scappini, 2010).

La Figura 3.8 muestra la característica de espectro de F-OFDM convencional (para una banda BB-PLC). Como muestra la Figura, en los lóbulos laterales OFDM convencionales caen a lo sumo 13 dB bajo el lóbulo principal, lo que origina una fuga espectral. Esta limitación se puede mejorar con una técnica de “enventanado” (*windowing*), reemplazando la ventana rectangular habitual con otras más elaboradas, y permitiendo lograr mejores características espectrales que las OFDM convencionales. La ventana se aplica al símbolo OFDM individual, con el objetivo de hacer que la amplitud tienda a cero en los límites del símbolo (Galli, 2008). Esta técnica tiene varias limitaciones. En primer lugar, aumenta considerablemente la complejidad computacional. En segundo lugar, en el caso de PLC, la ventana debe realizarse tanto en el transmisor (para obtener muescas profundas y no ocupar bandas no permitidas), como en el receptor (para proporcionar robustez frente a NBI). En tercer lugar, las ventanas pueden bajar el segundo lóbulo lateral en el mejor caso de -13 dB a -20 dB debajo del lóbulo principal, lo que significa que es necesario suprimir varias sub portadoras para obtener muescas profundas. En cuarto lugar, la operación de enventanado causa un aumento de la longitud del intervalo de guardia, lo que provoca una mayor reducción de la eficiencia de transmisión del sistema.

W-OFDM no sufre los inconvenientes mencionados anteriormente. De hecho, la introducción de la superposición de símbolos permite más grados de libertad en la optimización de las características espectrales de W-OFDM. La Figura 8 b) muestra el PSD de W-OFDM para un caso con  $g = 4$ . El W-OFDM simulado aquí exhibe 22 dB adicionales de banda de detención con respecto a F-OFDM, logrando una profundidad de muesca de alrededor de -35 dB. Por lo tanto, W-OFDM logra un rechazo de banda adyacente superior, una mejor resiliencia de NBI y una mejor eficiencia de transmisión que F-OFDM con enventanado (Galli, 2008).

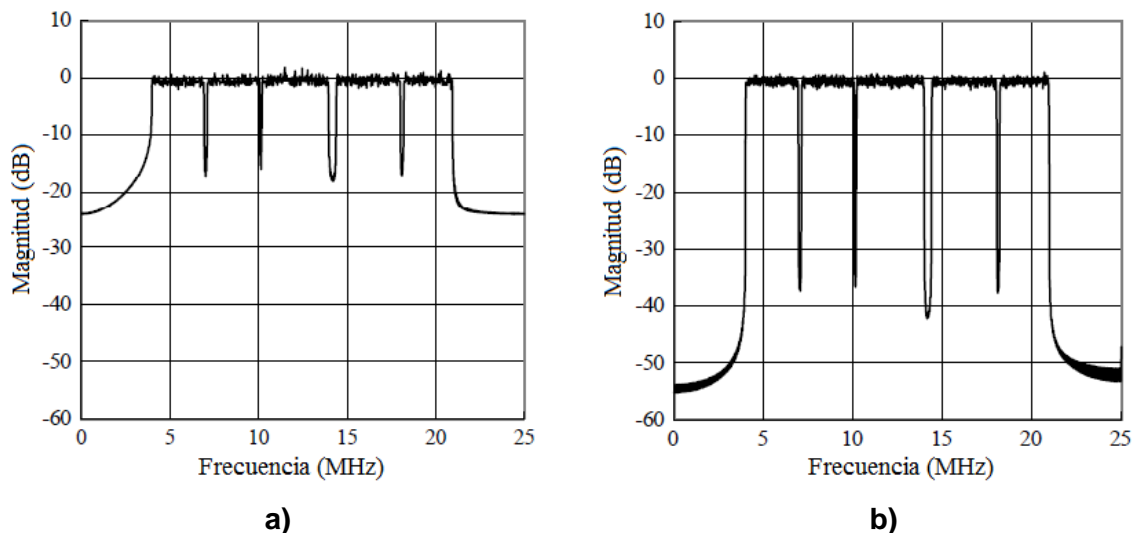


Figura 3.8. Respuesta en frecuencia de sub bandas en a) F-OFDM y b) W-OFDM (Adaptado de (Koga et al., 2003))

### - Cancelación de ISI

Como se explicó, la técnica utilizada en F-OFDM para compensar el ISI es emplear un intervalo de guarda que permite una ecualización simple en el receptor a costa de una pérdida en la eficiencia de la transmisión. Si el ISI no se cancela completamente, la capacidad de los sistemas F-OFDM para afrontar el ISI no compensado solo depende del recíproco del espaciamiento entre sub portadoras, ya que no hay superposición de símbolos.

En el caso de W-OFDM, como la duración del símbolo en se extiende sobre símbolos consecutivos, no se utiliza intervalo de guarda. Esto hace que, aunque el ISI no se elimina (o compensa), los sistemas W-OFDM sean más eficientes que los F-OFDM al no utilizar recursos adicionales. La resiliencia al ISI resulta entonces directamente proporcional a la duración del símbolo W-OFDM, esto es, al recíproco del espaciamiento entre sub portadoras y al grado de solapamiento introducido por los bancos de filtros. Como aumentar  $g$  causa una mayor complejidad computacional, lo que generalmente se hace en la práctica es aumentar el número de subportadoras. Por lo tanto, a diferencia de F-OFDM, en sistemas W-OFDM es posible obtener una mayor solidez a ISI al aumentar el número de sub portadoras (Galli, 2008).

La Figura 3.9 representa las diferencias fundamentales explicadas entre el procesamiento de F-OFDM (a), y W-OFDM (b). Si bien Wavelet-OFDM se desarrolló originalmente a partir de CMFB como punto de partida, puede describirse de una manera más general mediante un banco de filtros modulado exponencialmente (EMFB) permitiendo una banda base compleja equivalente (BCE), tal como se representa en la Figura 3.9 b)

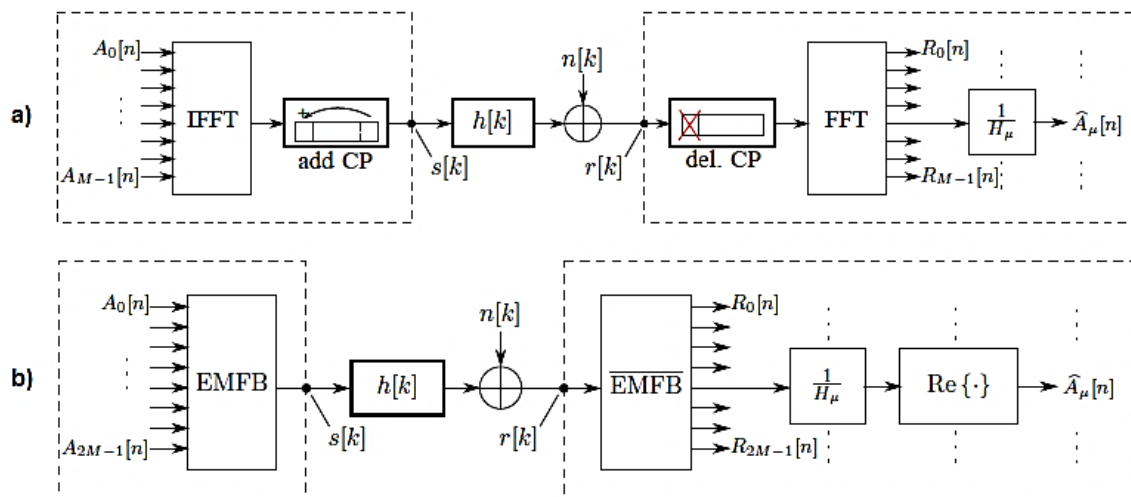


Figura 3.9. Esquema general de procesamiento en a) F-OFDM y b) W-OFDM (Tomado de (Hoch, 2010))

### - Eficiencia espectral

En cuanto a eficiencia espectral (la cantidad de información transmitida en el ancho de banda utilizado), ambas técnicas son equivalentes. F-OFDM utiliza modulaciones complejas, es decir, constelaciones 2D tales como QAM. En cambio, en los PR-CMFBs (o EMFBs), para que se cumpla la condición de ortogonalidad entre sub portadoras, los valores de los coeficientes solo pueden ser elegidos de constelaciones de números reales (1D), tales como PAM. Sin embargo, la resolución de frecuencia de W-OFDM es dos veces la de F-OFDM porque una permite un mayor grado de superposición espectral. Como consecuencia, para el mismo ancho de banda total y el mismo número de puntos de  $N$ , W-OFDM usa  $N$  portadoras reales mientras que OFDM usa  $N/2$  portadoras complejas. Por lo tanto, OFDM y W-OFDM tienen la misma eficacia espectral (Galli, 2008).

### 3.3.2 W-OFDM para aplicaciones en NB-PLC

Los trabajos de investigación citados como base de los puntos anteriores están orientados a aplicaciones en la banda BB-PLC. El hecho del desarrollo de un estándar para esa banda, el IEC 1901.1 citado precedentemente, junto con una gran cantidad de

trabajos de investigación en los últimos años, confirma las ventajas analizadas en el punto anterior para W-OFDM.

Uno de los objetivos del presente trabajo es el análisis de la aplicación de W-OFDM a la banda NB-PLC. En principio, todas las bondades estudiadas para la banda BB-PLC son trasladables a NB-PLC. Sin embargo, en (Hoch, 2010), se analizan dos aspectos que relativizan esta conclusión preliminar.

En primer lugar, como consecuencia de la extensión de la duración de los símbolos como consecuencia de la traslación en el tiempo y superposición de éstos, existe una sobrecarga al final de una cadena de símbolos transmitida, que puede evaluarse como  $gN/(S + g)N$ , siendo  $S$  el número de símbolos OFDM transmitidos en un paquete dado. Si la cantidad de símbolos por paquete es pequeña, como puede ser el caso en las aplicaciones en NB-PLC, la latencia del sistema puede degradarse significativamente. No obstante, esta sobrecarga debería evaluarse cuidadosamente con datos de tráfico concretos en aplicaciones específicas.

En segundo lugar, un aspecto más difícil de soslayar es el hecho de que, como se verá en el próximo punto, los estándares más difundidos en NB-PLC utilizan detección no coherente, como una forma de hacer más simples los receptores al evitar la estimación del canal (ver 3.2.2); y esto significa la utilización de codificación diferencial. Como se dijo, W-OFDM solo puede codificar constelaciones de valores reales; lo que implica que solo podría utilizar una codificación diferencial binaria (DBPSK, por ejemplo). Si bien esto ya es una limitación importante, (Hoch, 2010) demuestra que el receptor genera símbolos complejos, cuya parte imaginaria debe ser considerada un término de interferencia generada por varios símbolos de la secuencia; pero cuyo valor interviene numéricamente en el valor real del cual se debe extraer la información de fase o amplitud del símbolo a decodificar. En una modulación coherente, el sistema de estimación del canal corrige esa distorsión; en una modulación no coherente eso no ocurre, lo que lleva a que los símbolos recibidos contengan un error impredecible de magnitud  $180^\circ$  en la información de rotación de fase. Este hecho hace inviable la aplicación de W-OFDM a modulaciones diferenciales, a la sazón, las más utilizadas en NB-PLC.

### **3.4 Estándares en NB-PLC**

En respuesta al interés de las compañías eléctricas y de comunicaciones en la utilización de PLC, los aspectos detallados en los puntos anteriores (y otros que se analizarán más adelante) han sido plasmados en un conjunto de especificaciones técnicas por parte de la industria, principalmente europea. A continuación se resumen los aspectos salientes (desde el punto de vista del objetivo del proyecto) de uno estándares más desarrollados en el mercado, PRIME y se los comparan con los de las otras tres especificaciones más difundidas. Este análisis sirve de contexto en el que se definirá el modelo de comunicación propuesto en el punto 3.5.

#### **3.4.1 Ubicación de los estándares en el modelo de referencia ISO/OSI**

En relación con el modelo de referencia ISO/OSI, los estándares a analizar definen las especificaciones de las capas de enlace y física. En particular, para las especificaciones PLC a analizar, la capa de enlace se divide en dos subcapas (Hrasnica et al., 2004): LLC (*Logical Link Control*, control de enlace lógico) (subcapa superior), que procesa la detección y corrección de errores y el control del flujo de datos; y la MAC (*Medium Access Control*, control de acceso al medio) (subcapa inferior), que especifica los protocolos de acceso. La capa PHY (física), procesa la transmisión de bits a través

del canal, incluyendo las características físicas, la sincronización, la codificación, la modulación, etc.

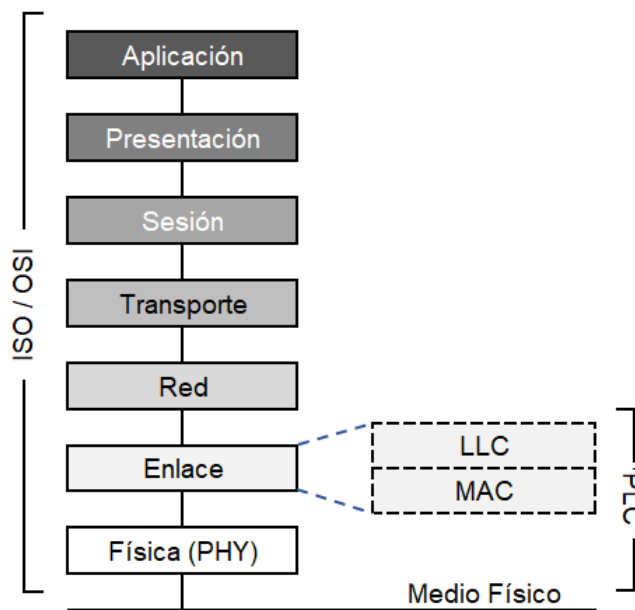


Figura 3.10. Estructura de capas – Modelo ISO/OSI / PRIME (adaptado de (Hrasnica et al., 2004))

### 3.4.2 Principales especificaciones

Debido a que los estándares y recomendaciones a analizar comparten una estructura y elementos básicos muy similares, se describirá en detalle uno de ellos (PRIME) y en relación con él se marcarán las características principales de los restantes.

La alianza PRIME (*PowerLine Intelligent Metering Evolution*) surgió en 2009, de un grupo de fabricantes liderada principalmente por la empresa española Iberdrola. La idea era proporcionar una especificación abierta para un transceptor PLC en la banda CENELEC-A. Actualmente, la solución PRIME alcanza su mayor difusión principalmente en España, Portugal y el Reino Unido. Desde el año 2012 ha sido incluido dentro de las especificaciones de la ITU, en la Recomendación ITU-T G.9904.

El transceptor PRIME hace uso del espectro entre 42 y 89 KHz para insertar símbolos OFDM, con el formato de la Figura 3.11. La trama incluye una señal del preámbulo utilizada con fines de sincronización y estimación del canal; una cabecera de dos símbolos con información; y finalmente los datos provenientes de la capa MAC, encapsulados en una carga útil (*payload*) de una longitud de hasta  $M = 63$  símbolos.

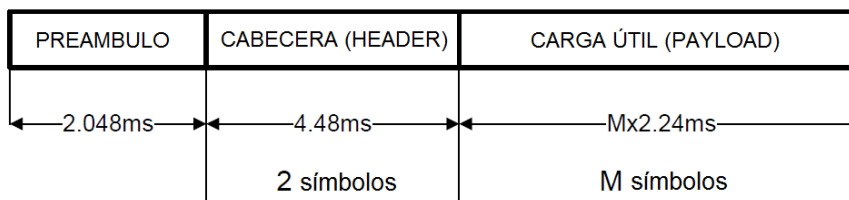


Figura 3.11. Formato de trama PHY en PRIME (adaptado de (PRIME Alliance Technical Working Group, 2013))

Cada uno de estos símbolos consta de 97 sub portadoras ubicadas en el ancho de banda mencionado, según la distribución espectral de la Figura 3.12. En la carga útil, uno de estos operadores es un piloto con la misión de dar una referencia de fase para

el receptor. En el caso del encabezado, el número de pilotos se incrementa a 13 y están destinados a estimar el desplazamiento de frecuencia de muestreo y la referencia de fase para las sub portadoras de datos.

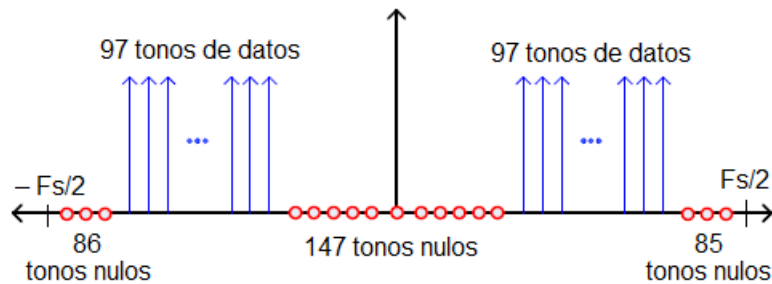


Figura 3.12. Espectro de frecuencias en PRIME (adaptado de (Matanza, 2013))

Para construir dicho espectro, se utiliza una frecuencia de reloj de 250 KHz y una IDFT de 512 de longitud, lo que da un espaciado de sub portadora de  $\Delta f = 250 \text{ KHz} / 512 = 488,28125 \text{ Hz}$ . Las sub portadoras presentes en frecuencias negativas y positivas se conjugan entre sí de modo que la salida del bloque de Transformada Discreta Inversa de Fourier (IDFT) es una señal real pura (Figura 3.13).

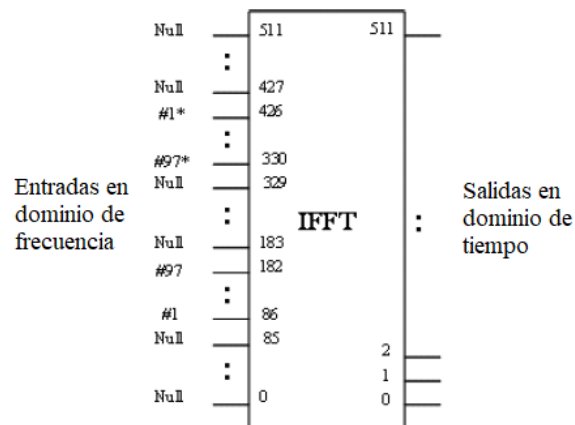


Figura 3.12. Estructura de subportadoras en PRIME (adaptado de (PRIME, 2013))

El esquema de transmisión completo está representado en la Figura 3.13. A la salida del bloque IFFT se realiza una extensión de prefijo cíclico de 48 muestras, y luego de la conversión de paralelo a serie, modulación analógica de la señal.

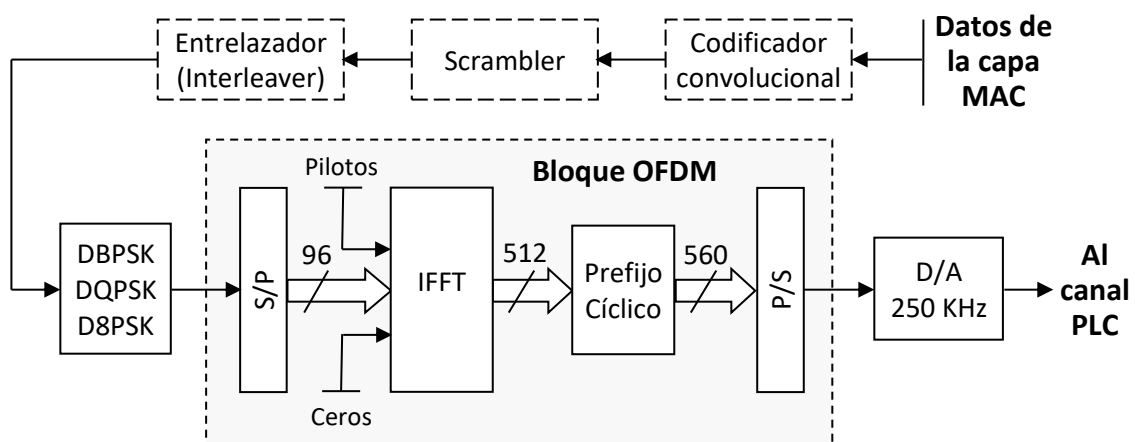


Figura 3.13. Formato PRIME (adaptado de (Matanza, 2013))

Los datos se modulan con una modulación Diferencial de Desplazamiento de Fase (DPSK). La carga útil puede modularse con una constelación DBPSK, DQPSK o D8PSK (Diferencial Binario / Cuadratura / Octal, respectivamente). Los bloques anteriores (marcados en trazo discontinuo en la Figura 3.13 son los encargados de proveer la codificación de la información y la manipulación de los bits utilizadas para optimizar la señal a transmitir y proveer de herramientas para superar las condiciones adversas del canal. Estas funciones se presentarán y discutirán en el capítulo siguiente.

La Tabla 3.1. compara los principales parámetros de la especificación PRIME (ITU-T G.9904) con G3-PLC (ITU-T G.9903), G.hnem (ITU-T G.9902), y la IEEE 1901.2.

Párametro	PRIME	G3-PLC	P1901.2	G.hnem
Frecuencia de reloj ( $F_s$ )	250 KHz	400 KHz	400 KHz	200 KHz
Espaciamiento entre subportadoras ( $\Delta f$ )	488,28125 Hz	1.562,5 Hz	1.562,5 Hz	1.562,5 Hz
Número de portadoras de datos (en carga útil)	96	36	36	33 (máx.)
Número de portadoras pilotos (en carga útil)	1	0	0	3
Tamaño FFT	512 (2.048 $\mu$ s)	256 (640 $\mu$ s)	256 (640 $\mu$ s)	128 (640 $\mu$ s)
Muestras del prefijo cíclico	48 (192 $\mu$ s)	22 (192 $\mu$ s)	22 (192 $\mu$ s)	24 (120 $\mu$ s)
Duración del símbolo OFDM (FFT + prefijo cíclico)	2.240 $\mu$ s	695 $\mu$ s	695 $\mu$ s	760 $\mu$ s
Duración del preámbulo	2.048 $\mu$ s	6.080 $\mu$ s	6.080 $\mu$ s	5.800 $\mu$ s

Tabla 3.1. Parámetros de los estándares más utilizados en la banda CENELEC-A (adaptado de (Matanza, 2013))

Si bien existen varios aspectos a analizar, es interesante notar la diferencia de la duración del prefijo cíclico, (2048  $\mu$ s en PRIME vs. ~6000  $\mu$ s en los otros estándares), lo que refleja las dificultades para lograr un modelo uniforme en la estimación de los parámetros del canal PLC (en este caso la dispersión máxima del retardo), según se explicó en 3.2.2 (Matanza, 2013).

### 3.5 Modelo propuesto para la simulación

El transceptor propuesto se basa en los estándares mencionados. Utiliza una modulación OFDM FFT en DQPSK, y configura el símbolo según la estructura de PRIME, de quien también se toman el tamaño del prefijo cíclico y la frecuencia de muestreo. El esquema completo se representa en la Figura 3.25.

El sistema no incluye las funciones de codificación, entrelazado y *scrambler* de los estándares, ya que la codificación será objeto de la propuesta a desarrollar en el próximo capítulo.

Dado que cada bloque funcional del transmisor se corresponde con uno que realiza la función inversa en el receptor, se describen ambos en conjunto.

#### 3.5.1 Modulador / demodulador banda base

Los datos binarios provenientes de la capa MAC, previo paso por el codificador que se desarrollará en el capítulo siguiente, reciben el agregado de un símbolo piloto inicial, e ingresan al bloque modulador o "*mapper*" DQPSK del transmisor, configurado con un código Gray y offset nulo (Figura 3.14), que genera el número complejo correspondiente al símbolo de dos bits ingresado:

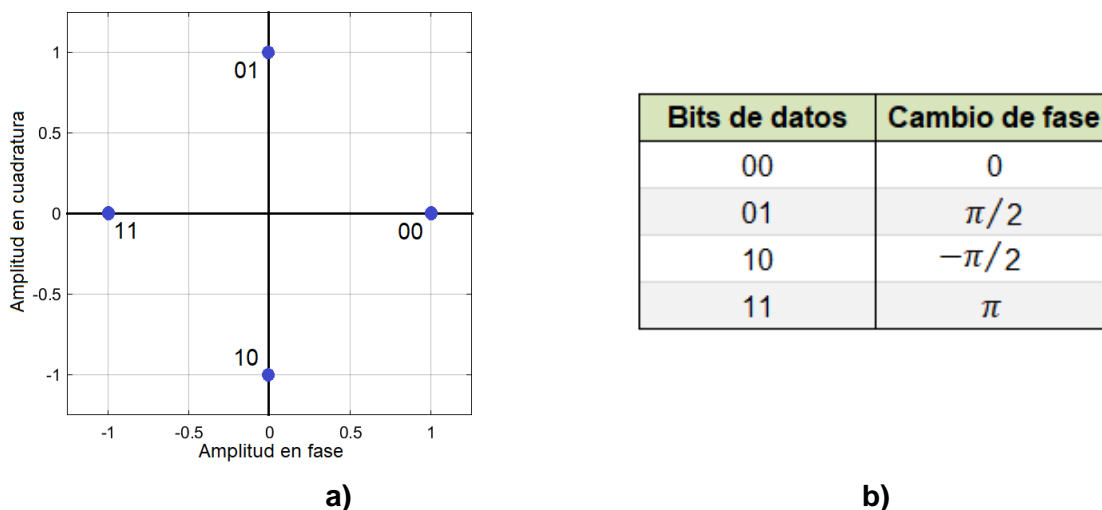


Figura 3.14. Codificación DQPSK Gray utilizada - a) Constelación de símbolos b) Desfasaje de cada símbolo respecto al anterior

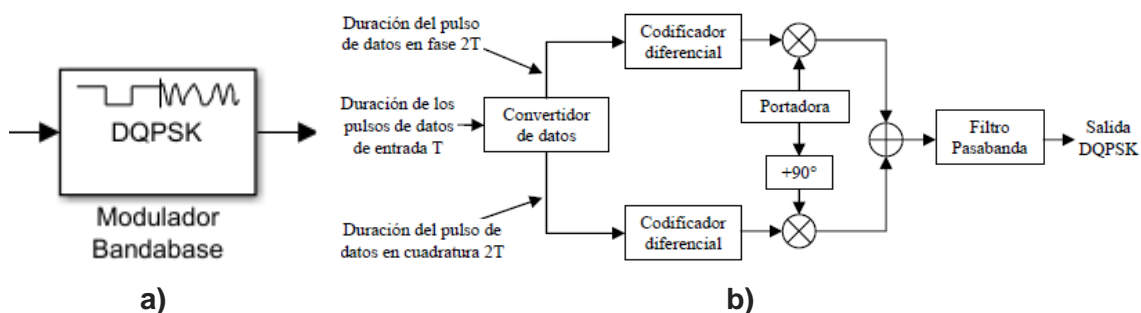


Figura 3.15 a) Bloque modulador DQPSK; b) Esquema de modulación

En el receptor, el bloque que realiza la función inversa es el demodulador DQPSK, que entrega los datos binarios al sistema de decodificación, y se descarta el piloto.

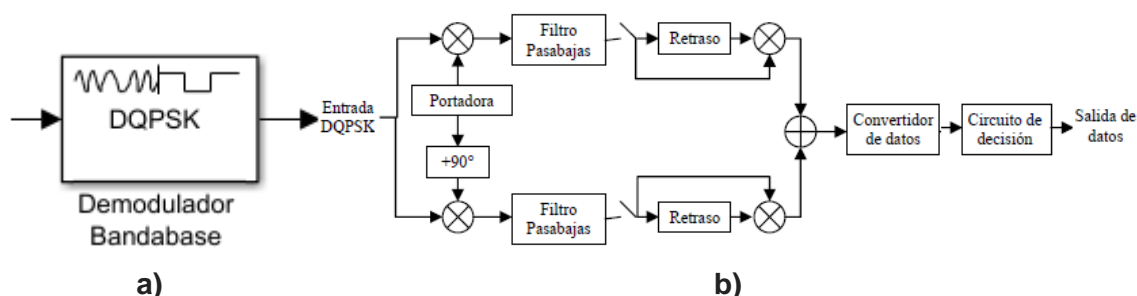


Figura 3.16 a) Bloque demodulador DQPSK; b) Esquema de demodulación

### 3.5.2 Bloque OFDM

En el transmisor, los datos modulados ingresan al bloque que conforma el símbolo OFDM a utilizar. De acuerdo al esquema de PRIME utilizado, el bloque conforma los símbolos recibidos en el formato de la Figura 3.12, mediante el esquema de la Figura 3.17 b). Los valores de las constantes introducidos al vector resultante son ceros, de acuerdo a la especificación. El selector multi puerto agrupa 97 símbolos consecutivos (de los cuales el primero es el piloto y los restantes 96 la información a ser transmitida en cada símbolo OFDM), los duplica y concatena con la cantidad de símbolos nulos correspondientes al formato de la Figura 3.12 en el vector resultado.



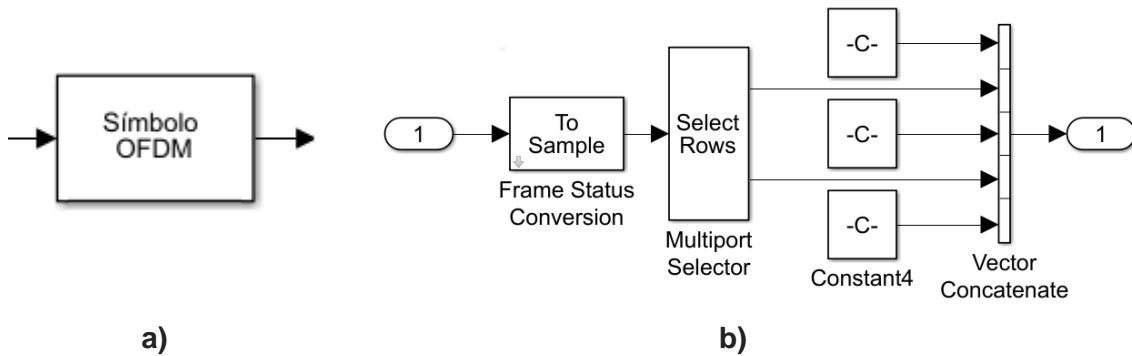


Figura 3.17 a) Bloque Símbolo OFDM; b) Bloques componentes

En el receptor, el bloque de recuperación del símbolo OFDM extrae los 97 símbolos originales de la señal recibida

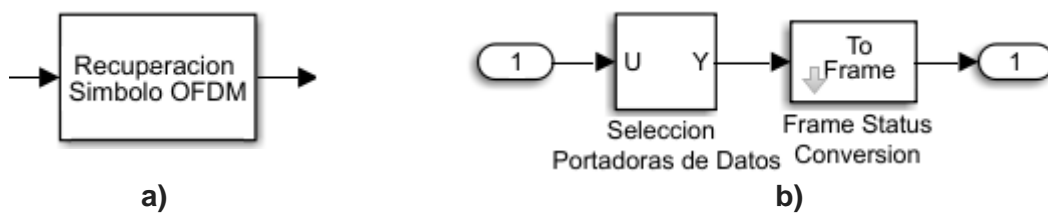


Figura 3.18 a) Bloque Recuperación de Símbolo OFDM; b) Bloques componentes

### 3.5.3 Bloques IFFT / FFT

El siguiente bloque del transmisor (Figura 3.19) en el receptor realiza la transformada rápida inversa de Fourier (IFFT), trasladando los símbolos del dominio de la frecuencia al dominio temporal. A continuación se seleccionan los 48 últimos y se copian al principio de la secuencia, conformando el prefijo cíclico. Por último, el vector resultante se transforma en una cadena en serie, mediante una conversión paralelo/serie.

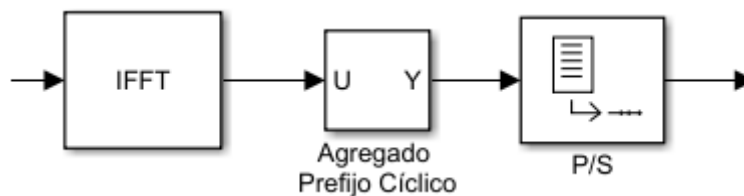


Figura 3.19. Bloque IFFT e inserción del prefijo cíclico

En el receptor (Figura 3.20), se produce la conversión serie a paralelo de los datos recibidos, se extrae el prefijo cíclico y se realiza la transformada rápida de Fourier, devolviéndolos al dominio de la frecuencia.

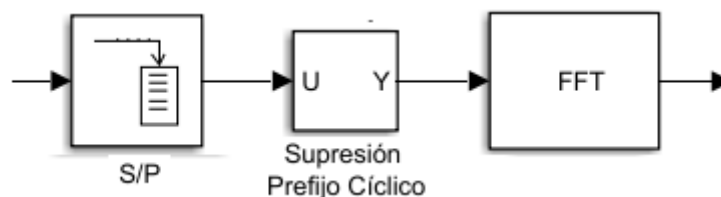


Figura 3.20. Supresión del prefijo cíclico y bloque FFT

### 3.5.4 Bloques modulador / demodulador pasa banda

Para su inserción en el simulador del canal físico, en el transmisor la señal se sobre muestra en un factor de 10 y se filtra utilizando un filtro de respuesta finita (FIR) (bloque Interpolación FIR, Figura 3.21 a), modulándose luego con la frecuencia de 250 KHz (Figura 3.22).

En el receptor, se demodula la señal analógica (Figura 3.23), y se filtra y sub muestra en un factor de 10 en el bloque Decimación FIR (Figura 3.21.b).

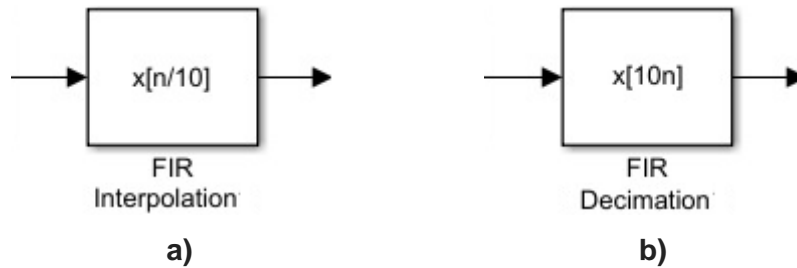


Figura 3.21 a) Bloque Interpolación FIR; b) Bloque Decimación FIR

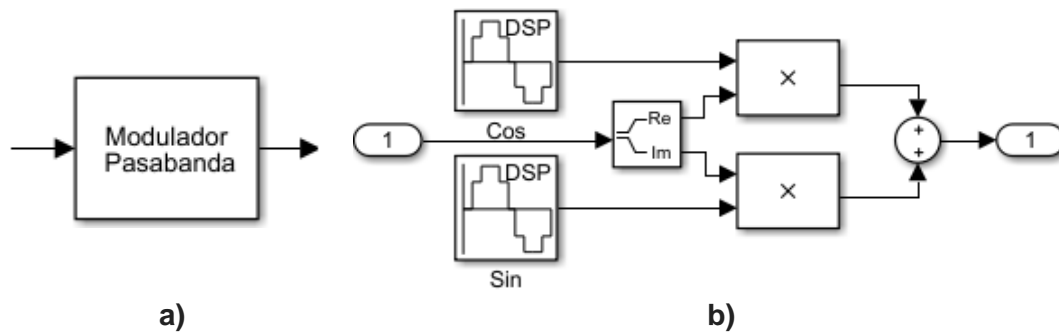


Figura 3.22 a) Bloque Modulador pasa banda b) Esquema de modulación

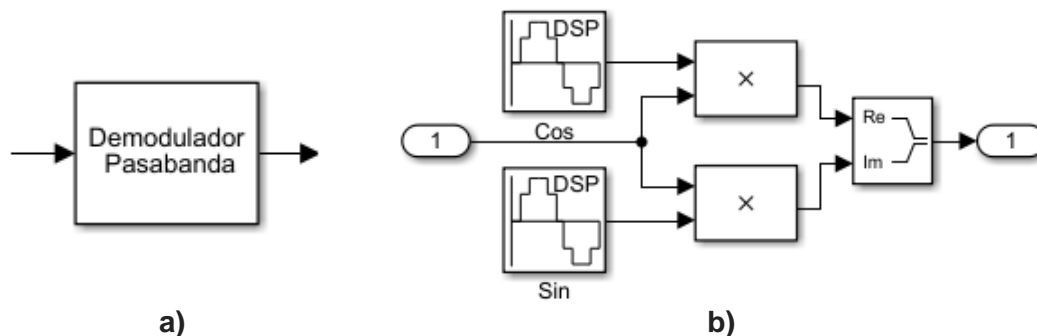


Figura 3.23 a) Bloque Modulador pasa banda b) Esquema de modulación

### 3.5.5 Cálculo del error

La tasa de error se registra con el bloque correspondiente, a partir de los bits transmitidos y los recibidos (Figura 3.24).

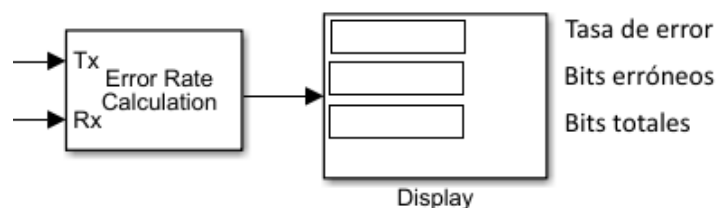


Figura 3.24. Bloque de cálculo y visualización de la tasa de error de bits

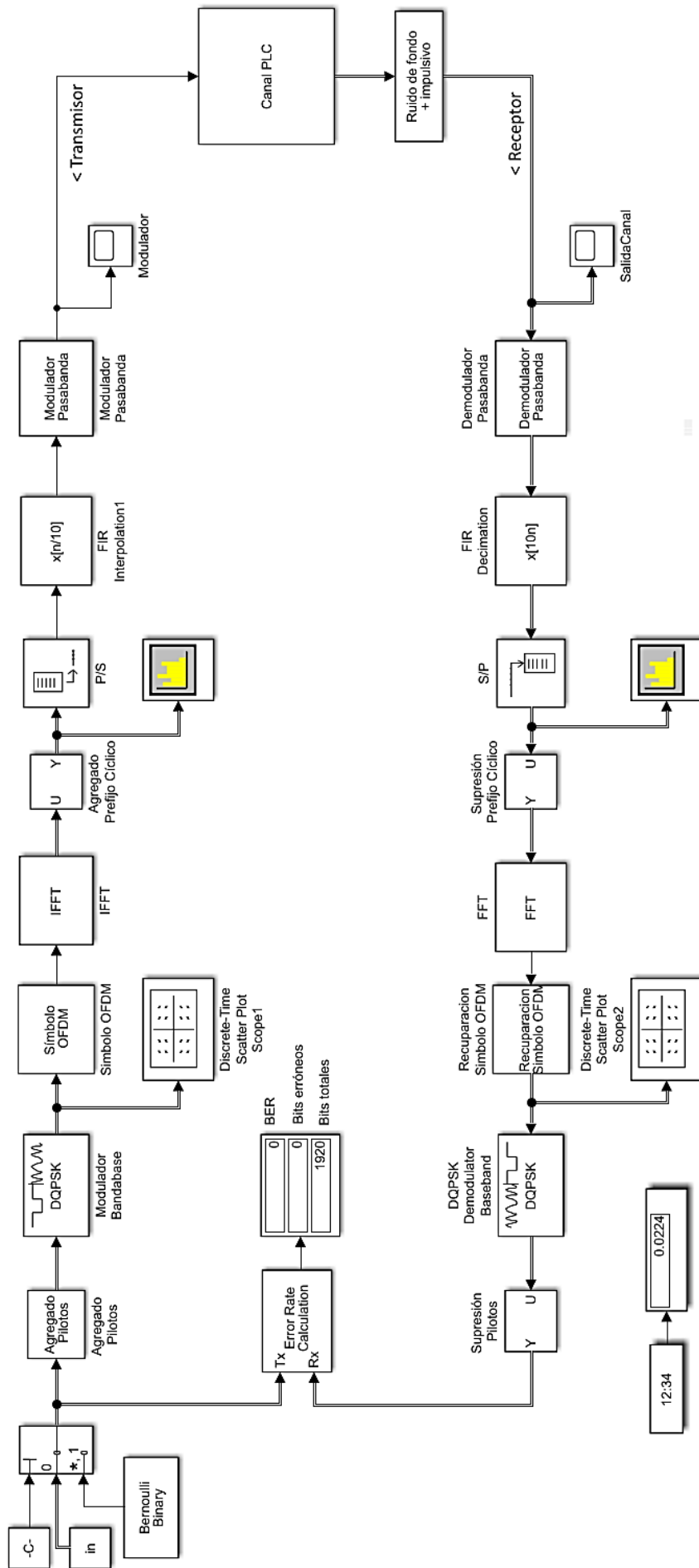


Figura 3.25 Modelo del transmisor / receptor

### 3.6 Resultados

El modelo propuesto fue simulado inyectando una sucesión de símbolos aleatorios en el canal presentado en el capítulo 2, con condiciones de ruido de fondo e impulsivo cercanas a cero. En esas condiciones se verificó en las que el modelo recupera en el receptor sin errores la información transmitida, es decir, con BER = 0.

Las Figuras 3.26 y 3.27 muestran los gráficos de densidad espectral de potencia (PSD) de las señales obtenidas a la salida del bloque IFFT en el transmisor y a la entrada del FFT en el receptor, respectivamente, para la secuencia de símbolos anterior.

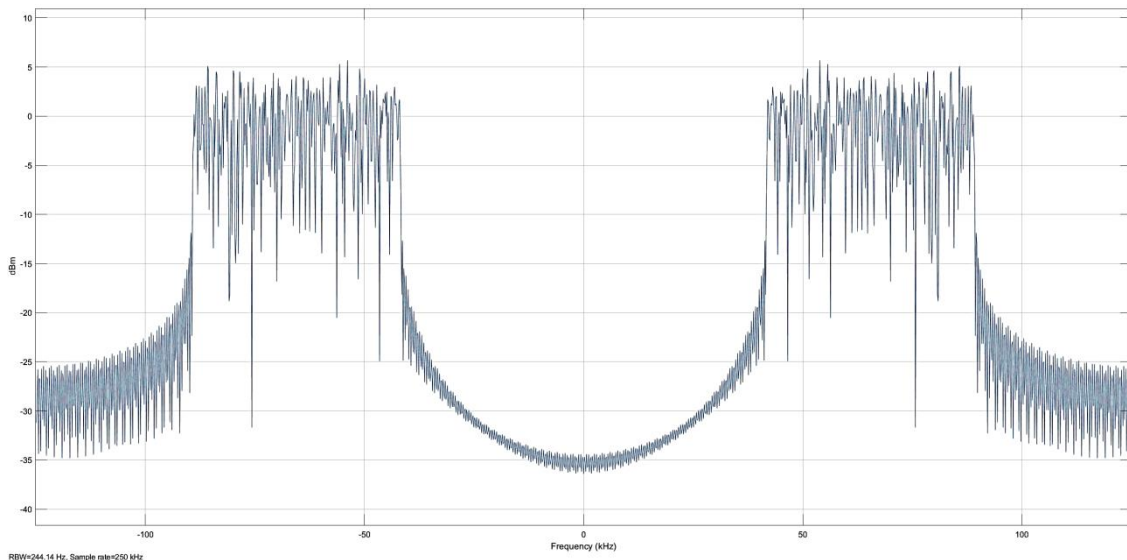


Figura 3.26 PSD de la señal a la salida del bloque IFFT

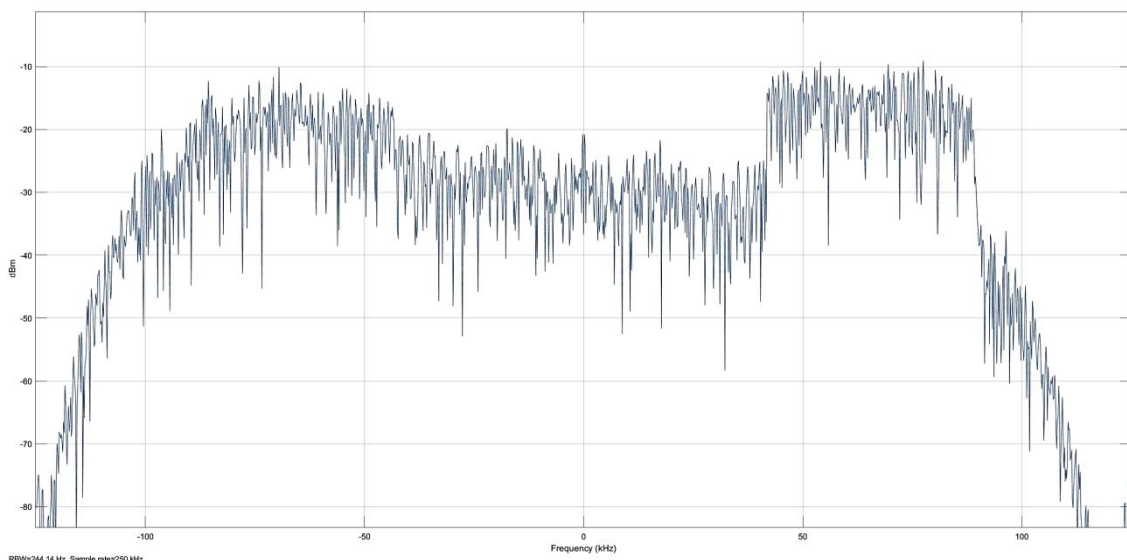


Figura 3.27 PSD de la señal a la entrada del bloque FFT para condiciones de canal sin ruido.

### 3.7 Comentarios y discusiones

El modelo obtenido implementa un transceptor basado en la especificación PRIME, en cuanto a sus frecuencias de operación, configuración espectral, longitud de trama y cantidad de subportadoras. Utiliza una modulación diferencial, por lo cual, como se explicó, solo puede ser procesado mediante la transformada discreta de Fourier. Sin

embargo, el modulador puede ser cambiado por uno no diferencial, lo que permitiría con pocos cambios ensayar un procesamiento mediante DWT.

En la entrada y en la salida del transceptor presentado es posible implementar esquemas de codificación/decodificación, que provean robustez frente al ruido introducido en el canal.

El contenido de este capítulo fue publicado en la *European Scientific Journal*, Setiembre 2018, edición Vol.14, No.27 ISSN: 1857 – 7881 (Print) e - ISSN 1857- 7431, con el título “Desarrollo Y Simulación De Un Modelo De Transceptor Basado En Prime Para Simulación Sobre Canal PLC” (Veglia et al, 2018). Asimismo, el resumen de este capítulo y el anterior fueron presentados en el *XX Workshop de Investigadores en Ciencias de la Computación*, 26 y 27 de abril de 2018 - Corrientes – Argentina, con el título: “Sistemas de comunicación robustos para infraestructuras avanzadas de medición de energía implementadas sobre PLC (Power Line Communications)”. (Ambos incluidos en el Anexo 2).

## Capítulo 4. Sistemas robustos en PLC

### 4.1 Introducción

Como se explicó en el capítulo anterior, los esquemas de modulación utilizados en los transceptores de los principales estándares en NB-PLC hacen uso de una modulación OFDM FFT, con diferentes números de subportadoras y longitudes de prefijo cíclico. En términos generales, el uso de modulaciones diferenciales les permite afrontar exitosamente las características de atenuación y multitrayecto del canal PLC, con relativa simplicidad circuital y bajo costo.

Sin embargo, y como se describió y modeló en el capítulo 2, el canal PLC presenta características de ruido que no pueden ser afrontadas satisfactoriamente por la modulación, salvo que se trabaje a velocidades extremadamente bajas, del orden de los pocos cientos de Hz (ver 2.3). Como éste no es el caso de las crecientes exigencias de las redes AMI, esquemas circuitales simples como el presentado en el capítulo anterior resultan insuficientes. En consecuencia, resulta imprescindible proveer mecanismos que permitan minimizar o corregir los errores introducidos en la señal de información transmitida, algo que todos los estándares hacen mediante la inclusión de un conjunto de herramientas comunes. Sin embargo, el problema es un campo de investigación abierto, y existen numerosas propuestas originadas en el campo de la investigación para su afrontamiento, algunas de las cuales se resumen en el punto siguiente.

La utilización de las herramientas mencionadas provee robustez a las comunicaciones en PLC, permitiendo obtener comunicaciones confiables en la mayoría de entornos, al menos teóricamente. Sin embargo, el costo de tal beneficio es una reducción, a veces muy significativa, del rendimiento. Un ejemplo ilustrativo es el que resulta de la comparación de los dos principales estándares mencionados en el capítulo anterior: G3-PLC, que hace uso de varias de las herramientas que se explicarán más adelante, resulta más robusto en ambientes de ruido impulsivo que PRIME, pero al costo de una tasa de transmisión hasta siete veces menor (Matanza, 2013).

En este contexto, las líneas de investigación mencionadas apuntan a la dirección de proveer nuevas herramientas que permitan mantener la robustez de la comunicación en contextos de canal adversos, pero sin sacrificar significativamente el rendimiento. El presente trabajo apunta en esa dirección, al proponer un esquema de codificación adaptativo a las condiciones del canal. Este capítulo se estructura de manera de repasar los principales mecanismos utilizados y propuestos para enfrentar el ruido en el canal; a continuación, se analiza en detalle uno de ellos, la codificación, para finalmente, presentar el modelo propuesto, basado en un esquema de codificación FEC-ARQ híbrido o HARQ, utilizado en comunicaciones inalámbricas. Se incluye el diseño en Matlab/Simulink y se muestran los principales resultados de la simulación. Finalmente, se vuelcan los comentarios y discusiones más significativos.

### 4.2 Propuestas y técnicas para la robustez en PLC: Atenuación del ruido

En el capítulo 2 se presentaron los tipos de ruido presentes en un canal PLC, indicándose que, en la práctica, el ruido de fondo no es incidente dado su bajo nivel; en contraposición, el ruido impulsivo resulta el más influyente en la introducción de errores en la comunicación.

Cómo se analiza en (Matanza, 2013), el efecto de un pulso no depende de su duración sino de su potencia, ya que debido al mecanismo DFT su energía se extiende en todas las frecuencias del espectro. Esto implica que un pulso con una amplia densidad espectral de potencia afectará a una gran cantidad de subportadoras (o a todas) en un símbolo OFDM, pudiendo introducir un gran número de errores en los símbolos codificados.

Basado en este hecho, un primer grupo de técnicas propuestas para el abordaje del problema procuran la mitigación del ruido. Dependiendo de lugar del transceptor en el que se aplique, esta atenuación se realiza en el dominio del tiempo o de la frecuencia. La mitigación del dominio del tiempo tiene lugar antes de la demodulación OFDM, mientras que la que se realiza en el dominio de la frecuencia está después de la demodulación OFDM, como se muestra en la Figura 4.1.

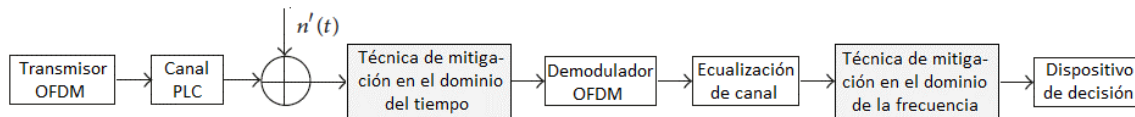


Figura 4.1 Configuración de las técnicas de mitigación en el dominio del tiempo y de la frecuencia (adaptado de (Peter et al., 2014))

#### 4.2.1 Técnicas en el dominio del tiempo

Las técnicas de dominio del tiempo se aplican en el paso previo a la demodulación OFDM en el receptor, como se ve en la Figura 4.1. Este tipo de procesos se aplican ampliamente en ambientes de ruido impulsivo, tanto en PLC como cualquier otro canal que sufra estos efectos, como el inalámbrico (Matanza, 2013). La razón principal de su popularidad radica en su simplicidad y eficiencia, y se basan en la suposición que las amplitudes del ruido impulsivo son notoriamente mayores que la amplitud de la señal OFDM. Por lo tanto, se asume que las amplitudes de las señales muestreadas superiores a un valor umbral definido están afectadas por el ruido impulsivo.

Las técnicas más comunes son el recorte (*clipping*) y el borrado o supresión (*blanking*), o una combinación de ambas (Peter et al., 2014). El *clipping* cambia la amplitud de una señal según un umbral específico sin cambiar su fase, mientras que el *blanking* anula o ajusta a cero la amplitud de la señal según un umbral específico sin alterar su fase. La idea principal es reducir el efecto de los valores de gran amplitud en la entrada del demodulador. En algunos casos, como cuando se utiliza el *blanking*, se pierde el valor de muestra afectado por el ruido impulsivo. Sin embargo, esto evita que la energía del ruido corrompa a todas las subportadoras del espectro (Matanza, 2013).

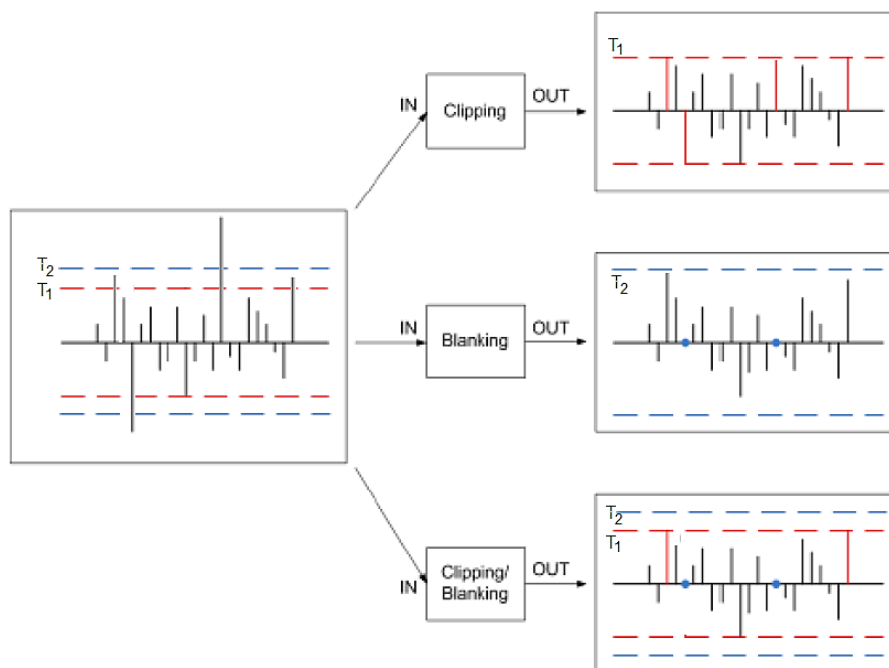


Figura 4.2 Técnicas en el dominio del tiempo (adaptado de (Peter et al., 2014))

La Figura 4.2 ilustra los diferentes modos de las técnicas de dominio del tiempo, donde  $T_1$  es el umbral de recorte y  $T_2$  es el umbral de supresión. En *clipping*, cualquier muestra que tenga una amplitud menor que el umbral se considera que es OFDM y se pasa sin cambios, mientras que las que están por encima del umbral se recortan a  $T_1$ . En *blanking*, cada señal muestreada que tiene amplitudes inferiores o iguales al valor umbral,  $T_2$ , se pasa y las que están encima se borran (se reemplazan por cero). En el método de *clipping / blanking* combinados, se elige un  $T_1$  menor que  $T_2$ , por lo que se pasan muestras con amplitudes inferiores al umbral  $T_1$ , mientras que las muestras cuyas amplitudes están por debajo del umbral de supresión,  $T_2$ , pero por encima del umbral de recorte se recortan a  $T_1$ , y las muestras que tienen magnitudes superiores a  $T_2$  se borran. Matemáticamente,

$$r_m(n)' = \begin{cases} r_m(n), & |r_m(n)| \leq T_1 \\ T_1 e^{j \arg(r_m(n))}, & |r_m(n)| > T_1 \end{cases} \quad \text{a) Clipping}$$

$$r_m(n)' = \begin{cases} r_m(n), & |r_m(n)| \leq T_2 \\ 0, & |r_m(n)| > T_2 \end{cases} \quad \text{b) Blanking}$$

$$r_m(n)' = \begin{cases} r_m(n), & |r_m(n)| \leq T_1 \\ T_1 e^{j \arg(r_m(n))}, & T_1 < |r_m(n)| \leq T_2 \\ 0, & |r_m(n)| > T_2 \end{cases} \quad \text{c) Clipping/Blanking}$$

$r_m(n)$  y  $r_m(n)'$  son la señal recibida y la procesada con la técnica indicada, respectivamente. La elección de los valores óptimos de los umbrales  $T_1$  y  $T_2$  se determinan en función de las curvas de BER (Korki et al., 2011), (Matanza, 2013),

#### 4.2.2 Técnicas en el dominio de la frecuencia

Otro grupo de técnicas procuran reducir los efectos impulsivos procesando la señal recibida en el dominio de la frecuencia, es decir, después de que se ha realizado la demodulación OFDM.

Un esquema típico es usar un ciclo iterativo para estimar y cancelar los impulsos en función de la información recibida, tal como se propone en (Häring y Han Vinck, 2003), que describe un proceso iterativo para la cancelación de la señal de ruido impulsivo. El diagrama de bloques del receptor descrito se muestra en la Figura 4.3 a). Después de la transmisión sobre el canal con ruido impulsivo, se aplica una detección de máxima verosimilitud (ML) sobre el vector transformado recibido  $\mathbf{R}^{(l)} = \mathbf{W}\mathbf{r}$ , donde  $\mathbf{W}$  es la matriz DFT. El detector mapea los primeros elementos  $K$  de  $\mathbf{R}^{(l)}$  en un punto de señal en la constelación QAM, y los últimos elementos  $N - K$  se ponen a cero. El vector de entrada estimado  $\mathbf{S}^{(l)}$ ,  $l \geq 0$ , representa el resultado de la  $l$ -ésima iteración en el algoritmo iterativo.  $\mathbf{S}^{(l)}$  se convierte de nuevo en el dominio del tiempo y se resta del vector recibido  $\mathbf{r}$ . El resultado,  $\mathbf{n}^{(l)} = \mathbf{r} - \mathbf{s}^{(l)}$ , es procesado por el detector de umbral para estimar las amplitudes complejas en las posiciones del ruido impulsivo, es decir,

$$\tilde{n}_k^{(l)} = \begin{cases} 0 & \text{para } |n_k^{(l)}| \leq T \\ n_k^{(l)} & \text{para } |n_k^{(l)}| > T \end{cases}$$

donde  $T$  representa el umbral calculado. El proceso iterativo continúa restando el vector en  $\tilde{\mathbf{n}}^{(l)}$  de  $\mathbf{r}$ . Cuando  $\mathbf{S}^{(l+1)} = \mathbf{S}^{(l)}$  la iteración se detiene.



Para  $N \leq 256$ , la energía de impulso después de la DFT no se extiende uniformemente sobre todos los símbolos de información, y en consecuencia, la fiabilidad de la primera estimación de ruido  $\mathbf{n}^{(l)}$  es baja. En este caso, el comportamiento de convergencia del algoritmo también es pobre (Mengi y Han Vinck, 2010).

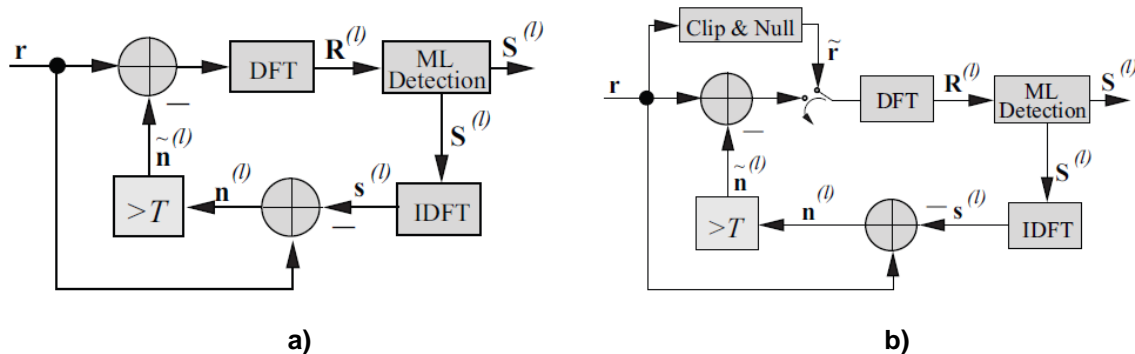


Figura 4.3 a) Dominio de frecuencia; b) Tiempo / frecuencia (tomado de (Mengi y Han Vinck., 2010))

Ambos dominios (tiempo / frecuencia) pueden combinarse tal como se presenta en la Figura 4.3.b). El agregado del bloque *clipping / blanking* mejora significativamente el rendimiento del receptor OFDM. En (Mengi y Han Vinck, 2010) se aplica esta mejora junto con un nuevo decodificador de síndrome de baja complejidad que utiliza la redundancia que se transmite para sincronización u otros fines, logrando una convergencia rápida para  $N > 64$  y mejorando el rendimiento de la tasa de error para  $N \leq 64$ .

#### 4.2.3 Detección comprimida (*compressed sensing*) para cancelación de ruido impulsivo

Además de las técnicas anteriores, un mecanismo adicional que se ha propuesto recientemente para evitar los efectos del ruido impulsivo en los sistemas basados en OFDM es la compresión comprimida (*compressed sensing, CS*) (Matanza, 2013), (Zhang et al., 2017). En (Matanza, 2013) se propone esta técnica para mejorar la robustez del estándar PRIME. La idea básica es explotar portadores nulos presentes en el espectro transmitido para estimar el ruido existente en el canal; usando esta estimación, el vector de ruido impulsivo se puede reconstruir en base a la suposición de que tiene una representación dispersa. Una ventaja en comparación con las técnicas anteriores basadas en frecuencia es que no se basa en la demodulación de los símbolos entrantes para calcular la aproximación de ruido.

### 4.3 Técnicas utilizadas en los estándares: corrección de errores

Las técnicas propuestas en el punto anterior apuntan a la mitigación del ruido superpuesto a la señal que se recibe en el receptor, anulando o limitando la amplitud de los impulsos. De esta manera, se evita que su energía se transmita a los símbolos que contienen información, alterándolos. Por lo tanto, esto debe realizarse inmediatamente luego de que la señal ingresa al receptor, de manera que la información que ingresa al proceso de decodificación de los símbolos contenga la menor cantidad posible de errores.

Otro grupo de técnicas, que de hecho forman parte de todos los estándares en NB-PLC, consiste en el tratamiento de los errores producidos en el receptor de la señal recibida luego del proceso de decodificación de los símbolos OFDM. La naturaleza de este tratamiento define dos tipos de métodos para la corrección de los errores.

### 4.3.1 ARQ (*Automatic Repeat reQuest*)

En primer lugar, la forma más simple desde el punto de vista de la capa física, es simplemente detectar que se han producido errores en la transmisión, y entonces solicitar al transmisor una retransmisión del o los paquetes de datos que los contienen. La detección se realiza mediante un relativamente simple código de redundancia cíclica (CRC) añadido al mensaje en el transmisor, y verificado en el receptor. Este método recibe el nombre de Solicitud de Repetición Automática o ARQ (*Automatic Repeat reQuest*), y consiste en enviar al transmisor un paquete ACK (*acknowledge*) o NACK de acuerdo a que la información haya sido recibido sin errores o con ellos; y en este último caso, esperar la retrasmisión. De acuerdo a como se procese la información, existen los protocolos *Stop-and-wait* ARQ, *Go-Back-N* ARQ y *Selective Repeat* ARQ; que pertenecen a la capa de enlace y/o de transporte.

Naturalmente, la necesidad de enviar paquetes de reconocimiento y las eventuales retrasmisiones insumen tiempo adicional que aumenta la latencia del sistema. Es sencillo razonar que ARQ es útil para duraciones relativamente cortas de las perturbaciones, que afecten a pocas unidades de datos. En canales fuertemente perturbados el mecanismo ARQ repetirá constantemente los datos, haciendo que la transmisión sea ineficiente.

Los estándares analizados en NB-PLC contemplan la posibilidad de utilizar este mecanismo, implementado como una especificación de la subcapa de control de acceso al medio (MAC) (PRIME, 2013), (Recommendation ITU-T G.9902, 2012), (Recommendation ITU-T G.9903, 2017).

### 4.3.2 FEC (*Forward Error Correction*)

El segundo tipo de mecanismos para el tratamiento de los errores recibidos en el receptor es la Corrección hacia Adelante o FEC (*Forward Error Correction*). El concepto de “hacia adelante” en la corrección de errores significa que el contenido de la información transmitida permitirá al receptor corregir los eventuales errores a partir de la misma trama recibida. Esto se logra agregando una cierta cantidad de redundancia a la información a transmitir, que puede ser utilizada por el receptor para corregir los errores de transmisión debido a la distorsión del canal y el ruido. Por lo tanto, en la literatura, la codificación FEC se describe principalmente como codificación de canal (Hrasnica et al., 2004). Los códigos de corrección de errores se pueden dividir en dos familias principales: códigos de bloque y códigos convolucionales, como se ilustra en la Figura 4.4. Los códigos de bloque añaden un número constante de bits de paridad a un bloque de bits de información cuya longitud es constante, mientras que los códigos convolucionales generan un flujo de bits de salida modificado con una tasa mayor que el flujo de entrada.

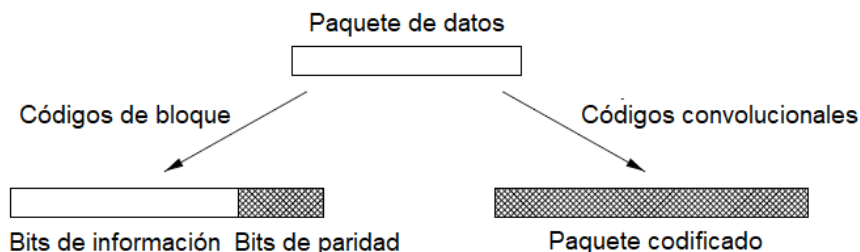


Figura 4.4 Códigos FEC de bloque y convolucionales (adaptado de (Hrasnica et al., 2004))

Todos los estándares en NB-PLC utilizan un codificador convolucional de tasa  $\frac{1}{2}$  (dos bits codificados por cada bit de información), de longitud  $k = 7$ , y polinomios generadores  $g1 = [1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1]$  y  $g2 = [1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1]$  (Figura 4.5).

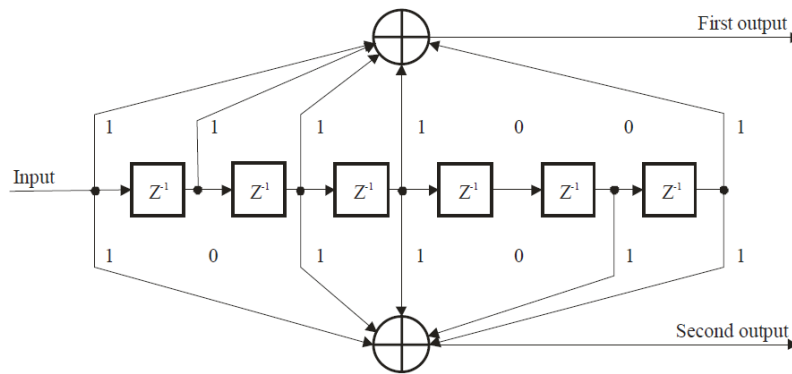


Figura 4.5. Codificador convolucional (tomado de (PRIME, 2013))

### 4.3.3 Intercalado

Además de los mecanismos FEC propiamente dichos, una técnica utilizada para mejorar la eficiencia de éstas es el intercalado (*interleaving*). Debido a características del canal que provocan atenuaciones selectivas en frecuencias, o por la presencia de ruido impulsivo de tipo ráfaga (*burst*), es común que los errores introducidos por estos desvanecimientos o pulsos afecten a un conjunto de sub portadoras OFDM adyacentes. Esta técnica consiste en reordenar datos de manera no contigua, de modo que ante la ocurrencia de una ráfaga de errores, éstos se distribuyan uniformemente a lo largo de toda la información y puedan ser corregidos por el código utilizado. Por lo tanto el objetivo del intercalador es dispersar los errores en diferentes palabras de código, de modo que el número de errores en cada una de ellas esté dentro de la capacidad de corrección del código utilizado.

La estructura de intercalado se puede diseñar de varias maneras. Con respecto a las soluciones NB-PLC presentadas, PRIME utiliza un intercalador de símbolos OFDM (es decir, el intercalado se realiza sobre todos los bits correspondientes al mismo símbolo OFDM). El resto de los estándares utilizan un diseño de intercalador más largo; así, G3-PLC e IEEE P1901.2 realizan esta operación sobre todos los bits del paquete y G.hnem puede elegir entre dos modos: sobre fragmentos (es decir, grupos de símbolos OFDM) o sobre un ciclo de la frecuencia de red. La elección de un intercalador tiene consecuencias en la calidad de la comunicación. Por un lado, un intercalador más corto tiene la ventaja de que se puede implementar con un hardware más simple. Por otra parte, un intercalador más largo dispersa errores sobre un mayor número de bits, que como resultado están más aislados y las correcciones son más probables. Sin embargo, tener un intercalador largo también aumenta la latencia en el receptor, ya que la trama intercalada completa debe estar presente antes de iniciar el proceso de desintercalado (Matanza, 2013).

### 4.3.4 Análisis de las soluciones en estándares

En general, los diversos códigos tienen diferentes propiedades con respecto al rendimiento de corrección de errores y la complejidad de decodificación. Sin embargo, los códigos de canal deben cumplir los siguientes requisitos (Hrasnica et al., 2004):

- Tener una tasa alta para maximizar el rendimiento de los datos,
- Tener un buen rendimiento de la tasa de error de bit en la SNR deseada para minimizar la energía necesaria para la transmisión.
- Tener una baja complejidad de codificación / decodificador para limitar el tamaño y el costo del transceptor, y
- Introducir solo demoras mínimas, para introducir el menor aumento posible en la latencia del sistema.

Dado que no es sencillo lograr el cumplimiento de estos requisitos en forma simultánea, la elección de un tipo de codificación no resulta una tarea simple. Esto es particularmente cierto en un ambiente como el canal PLC, por los motivos explicados en el capítulo 2. En el punto 3.4 del capítulo anterior se apuntó la diferencia entre los dos principales estándares en NB-PLC, PRIME y G3-PLC, en cuanto a la duración del prefijo cíclico, lo que refleja la divergencia en la estimación de los parámetros del canal en lo que hace a los retardos introducidos. Esta dificultad de caracterizar con suficiente certeza una red de distribución eléctrica resulta en la necesidad de asumir suposiciones respecto no solo en cuanto a su comportamiento, sino también a su nivel de perturbación, lo que a su vez se refleja en el tipo de codificador utilizado. La diferencia entre los esquemas de codificación utilizados en los dos estándares mencionados ilustra lo expresado, según se muestra en las Figuras 4.6 y 4.7.

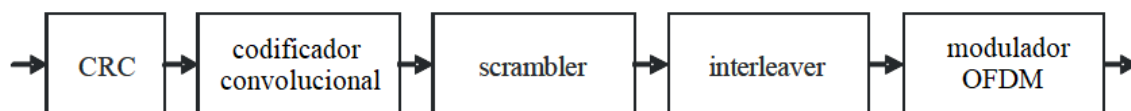


Figura 4.6. Esquema de codificación del transmisor PRIME (adaptado de (PRIME, 2013))

En PRIME (Figura 4.6), un código detector de redundancia cíclica (CRC) es añadido a la cabecera (*header*) (ver Figura 3.11) con el fin de detectar los errores de transmisión en ciertos campos de la misma. A continuación, se realiza la codificación convolucional. El siguiente paso es el *scrambling* o “aleatorizador”, que genera una secuencia pseudo aleatoria para reducir el factor de cresta en la IFFT posterior si se reciben largas cadenas de ceros o unos. A la salida de éste, se realiza el proceso de *interleaving*, y posteriormente los bits pasan a la etapa de modulación.

Un detalle interesante es que PRIME posee dos modos, “FEC ON” y “FEC OFF”, que determinan si la carga útil pasa por el codificador convolucional y el *interleaver* (la cabecera siempre se codifica e intercala, independientemente del modo). Esto significa que, si se suponen condiciones óptimas del canal, la carga útil puede transmitirse sin ningún tipo de codificación; hecho que naturalmente redundante en una mayor tasa de datos.

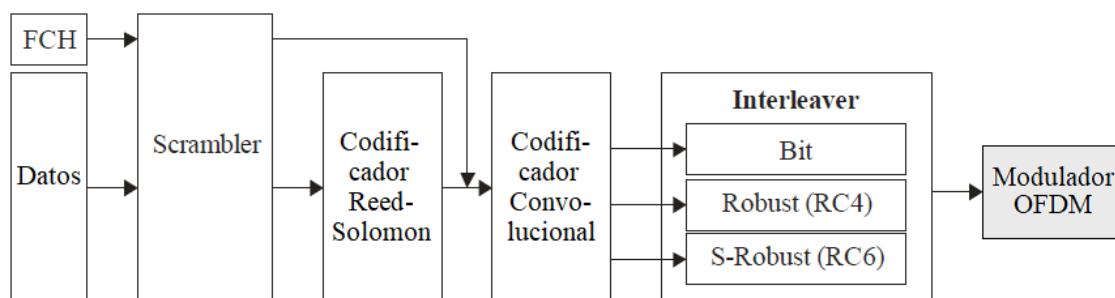


Figura 4.7. Esquema de codificación del transmisor G3-PLC (adaptado de (ITU-T G.9903, 2017))

En G3-PLC (Figura 4.7), el mecanismo FEC consiste en una estructura anidada de un codificador de bloques Reed-Solomon y un codificador convolucional (idéntico al de PRIME, Figura 4.5) junto con un intercalador. Estos tres elementos se usan en el modo de operación normal, mientras que para el modo robusto, un bloque adicional configura un código de repetición adicional insertando tres bits redundantes para cada bit de datos de entrada (o cinco en el modo super robusto). El codificador Reed-Solomon tiene dos configuraciones posibles: RS(255,239) y RS(255,247), (ver 4.5.2). Cada uno de los símbolos tiene un tamaño fijo de 8 bits. Como se mencionó, un intercalador se usa para evitar errores de ráfaga que pueden dañar varios símbolos de constelación en

una fila. Sin embargo, a diferencia de PRIME, el bloque de intercalador utilizado en G3-PLC aplica una combinación aleatoria bidimensional de datos y, adicionalmente, hace esta mezcla entre varios símbolos OFDM. Este diseño de intercalador requiere un transceptor más complejo.

El esquema de codificador de bloques / convolucional recibe el nombre de código concatenado, con un código externo (*outer code*), más “próximo” al codec, y un código interno (*inner code*), más “próximo” al canal. El código externo (Reed-Solomon) codifica símbolos (bloques) de ocho bits con una tasa alta, en tanto que el interno (convolucional) codifica los bits resultantes con una tasa baja (1/2). Este esquema, muy utilizado en comunicaciones inalámbricas, ofrece una gran robustez ante el ruido, aunque naturalmente, con un costo significativo en términos de tasa de datos y complejidad circuital de los codificadores y decodificadores. (En (Tuntoolavest et al., 2017) se propone un esquema *outer/inner* invertido, con el codificador convolucional como externo y el Reed-Solomon como interno, para G3-PLC).

#### 4.4 Codificación ARQ híbrida o HARQ (*Hybrid ARQ*)

Resulta interesante observar que mientras PRIME utiliza un codificador relativamente simple (que incluso puede ser anulado si se prevé un canal sin perturbaciones), G3-PLC (y los dos restantes estándares) se diseñan con un esquema por defecto sumamente robusto, que incluso puede ser incrementado mediante códigos de repetición. Esta diferencia de enfoques se traduce en amplias diferencias de tasas de datos a favor de PRIME, pero con un desempeño significativamente más pobre en entornos de ruido impulsivo, reportados como frecuentes. Este ejemplo ilustra lo abierto a la investigación que está el campo de la comunicación en canales PLC. En algunos trabajos, (Kim, 2003), (Papaioannou et al., 2008) se propone la aplicación de una técnica de codificación empleada ya en estándares inalámbricos (por ejemplo, WiMAX y 3GPP-LTE, (Dias et al., 2010)) que combina ARQ y FEC.

Según lo descrito en el punto anterior, y siguiendo a (Castiñeira Moreira y Farrell, 2006), la diferencia esencial entre ARQ y FEC reside en la posibilidad de tener o no un enlace de retorno para la transmisión de un ACK o NACK y solicitar una retransmisión. Desde el punto de vista operativo los esquemas FEC, que tienen una tasa de codificación constante pero no un enlace de retorno sobre el cual solicitar una retransmisión, deben decodificarse utilizando solo el vector recibido. Dado un código particular con distancia mínima  $d_m$ , el número de errores que es capaz de corregir,  $t = (d_m - 1)/2$  es menor que el número que es capaz de detectar,  $l = d_m - 1$ . Por lo tanto, en canales ruidosos, es necesario utilizar longitudes de bloque relativamente largas para obtener una corrección de errores eficiente y potente, lo que aumenta la complejidad de la operación de decodificación

Por otro lado, los sistemas ARQ tienen una tasa de codificación que varía con las condiciones de ruido del canal. Además, incluso la detección de muy pocos errores conduce a una retransmisión y, por lo tanto, a una pérdida de eficacia. Los sistemas FEC mantienen su tasa de codificación ya que corrigen pequeños números de errores sin necesidad de retransmisiones; sin embargo, existe la posibilidad de una decodificación errónea si el número de errores excede la capacidad de corrección del código. Por lo tanto, la posibilidad de retransmisión puede hacer que los esquemas ARQ sean más confiables.

La conclusión de lo dicho es que, dependiendo del estado del canal, uno u otro de los sistemas será más eficiente. Esto sugiere que, cuando sea posible, una combinación de las dos técnicas podría funcionar de manera más eficiente que cualquiera de ellas individualmente. Esta combinación de esquemas ARQ y FEC se denomina ARQ híbrida, o HARQ. Aquí, FEC se utiliza para corregir pequeños números de errores, que normalmente son los que se producen con mayor frecuencia; dado que se pretende

corregir solo un pequeño número de errores por palabra o paquete, el código correspondiente puede ser relativamente simple. La FEC intenta la corrección de una palabra, y si el síndrome evaluado sobre la palabra corregida indica que es una palabra clave válida, entonces es aceptada. Si el síndrome indica que se detectan errores en la palabra corregida, es muy probable que haya más errores en la palabra recibida que los que la FEC podría corregir, y ARQ se usa para solicitar una retransmisión. Dependiendo de qué se retransmite, esta técnica posee dos variantes, denominadas tipo I o tipo II.

#### 4.4.1 HARQ tipo I

La clase de ARQ híbrido tipo I generalmente se basa en un código de bloque que está diseñado en parte para corregir un pequeño número de errores y en parte para detectar una gran cantidad de errores. Si la decodificación realizada en el receptor no es exitosa, envía un NACK y el transmisor entonces reenvía el mismo paquete. Aquí, caben dos posibilidades en el receptor:

- El paquete original recibido con errores (que no pudo ser corregido por el FEC) se descarta y se reemplaza por el reenviado, decodificándose éste, o
- El nuevo paquete se combina con el anterior, de acuerdo con el principio de combinación de relación máxima (MRC, *Maximum ratio-combining*), que fue propuesto por D. Chase (1985). En este método, conocido como *Chase Combining* (CC), cada bit se combina con el su homólogo de la transmisión anterior. Como cada retransmisión es una copia idéntica de la transmisión original, las retransmisiones se pueden ver como una codificación de repetición adicional. Por lo tanto, como no se transmite ninguna redundancia nueva, la combinación de Chase no proporciona ninguna ganancia de codificación adicional, sino que solo aumenta el  $E_b/N_0$  recibido acumulado para cada retransmisión (Figura 4.8) (Dahlman et al., 2008).

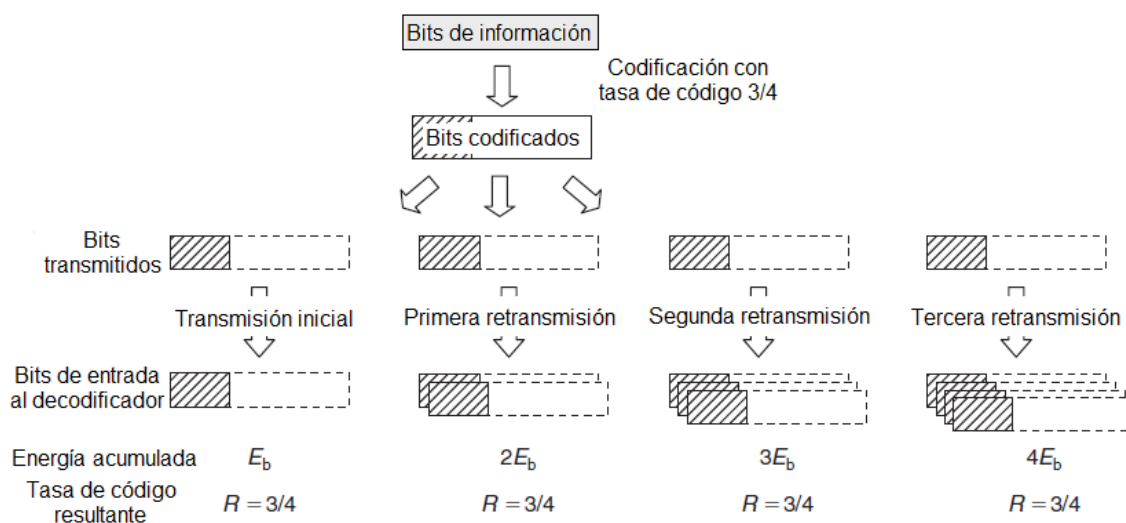


Figura 4.8 Codificación HARQ tipo I (adaptado de (Dahlman et al., 2008))

En general, en comparación con un esquema puramente ARQ (no híbrido), la tasa de código en un esquema híbrido será menor que la de un esquema no híbrido. Esto reduce la eficiencia en probabilidades de bajo error. Sin embargo, con probabilidades de alto error, la eficiencia de un esquema no híbrido disminuye más rápidamente que la de un esquema híbrido a medida que aumenta la tasa de error (Castiñeira Moreira y Farrell, 2006).

#### 4.4.2 HARQ tipo II

Los esquemas híbridos ARQ tipo II generan una mejora en la eficiencia de transmisión al enviar bits de paridad para la corrección de errores solo cuando son necesarios. En la bibliografía existen también dos versiones de este método:

- a) En, (Lin y Costello, 1983), (Pérez Romero, 2001) y (Castiñeira Moreira y Farrell, 2006), se plantea la utilización de dos códigos: uno de alta tasa de codificación (poca redundancia), que se utiliza para la detección de errores, y otro de baja tasa, con capacidad correctora. En este modo, la información se envía en una primera etapa codificada con el código de alta tasa; si el receptor lo decodifica con errores, solicita la retransmisión. Aquí, el transmisor reenvía solo la redundancia generada con el código de baja tasa, según se ilustra en la Figura 4.9 (se asume que al menos el segundo es un código de bloque, y por lo tanto, sistemático, es decir, los bits de redundancia están separados de los de información).

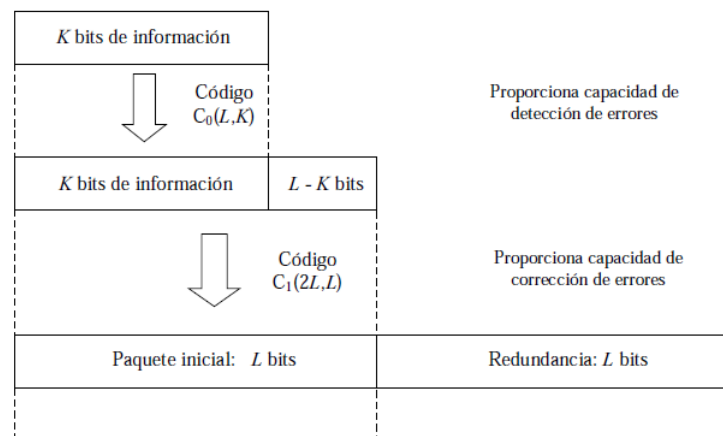


Figura 4.9 Proceso HARQ tipo II (tomado de (Pérez Romero, 2001))

En el caso de que luego del envío de la redundancia del segundo código la decodificación no resulte exitosa, la siguiente retransmisión será de la información original, que se combinará con la redundancia recibida en la transmisión anterior; de no decodificarse exitosamente se reenviará nuevamente la redundancia producida por el segundo código, iterándose el proceso hasta lograr una decodificación exitosa (Pérez Romero, 2001).

- b) Una segunda opción, aplicada en trabajos más recientes ((Dahlman et al., 2008), (Kim, 2003)), hace uso del concepto de redundancia incremental (IR, *Incremental Redundancy*). Aquí, cada retransmisión no tiene que ser idéntica a la transmisión original. En cambio, se generan múltiples conjuntos de bits codificados, cada uno de los cuales representa el mismo conjunto de bits de información. Siempre que se requiera una retransmisión, se usa un conjunto diferente de bits codificados que el utilizado en la transmisión anterior, el que no tiene que consistir necesariamente en el mismo número de bits codificados que el original. El receptor combina la retransmisión con intentos de transmisión previos del mismo paquete. Como la retransmisión contiene bits de paridad adicionales, no incluidos en los intentos de transmisión anteriores, la tasa de codificación resultante generalmente se reduce mediante una retransmisión, que agrupa y combina los distintos bits recibidos. Los paquetes que no pudieron decodificarse correctamente no se descartan, sino que se almacenan y se combinan con redundancia adicional. Por lo tanto, se obtiene un nuevo paquete único con un código más fuerte, que mejora las condiciones para una decodificación exitosa.

Normalmente, la redundancia incremental se basa en un código de baja tasa y las diferentes versiones de redundancia se generan mediante el "pinchado" (*puncturing*)

en la salida del codificador<sup>6</sup>. En la primera transmisión, solo se transmite un número limitado de bits codificados, lo que conduce a un código de alta velocidad. En las retransmisiones, se transmiten bits codificados adicionales. En el ejemplo de la Figura 4.10, a partir de un código convolucional básico de tasa 1/4. En la primera transmisión, solo se transmite cada tercer bit codificado, dando efectivamente un código de tasa  $\frac{3}{4}$ . En caso de un error de decodificación, se transmiten bits adicionales, que conducen efectivamente a un código de tasa  $\frac{3}{8}$ . Después de una segunda retransmisión, la tasa de codificación es 1/4. En caso de más de dos retransmisiones, se repetirán los bits codificados transmitidos. Además de una ganancia en  $E_b/N_0$  recibida acumulada, la redundancia incremental también da como resultado una ganancia de codificación para cada retransmisión.

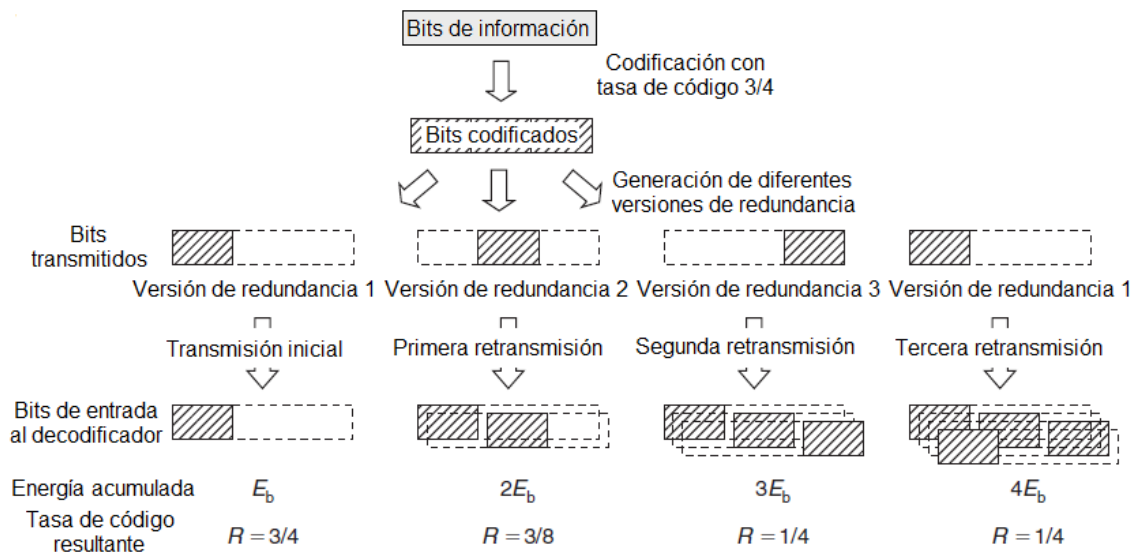


Figura 4.10 (adaptado de (Dahlman et al., 2008))

La ventaja de HARQ tipo II, en comparación con el tipo I, es la flexibilidad. En el esquema de tipo I, la palabra de código completa se transmite en cada transmisión, así como en la retransmisión, independientemente de la condición real del canal. Es decir, el receptor siempre obtiene toda la redundancia disponible, aunque en presencia de una alta relación señal/ruido (SNR) probablemente solo sea necesario transmitir una parte menor de la redundancia total. La transmisión de redundancia inútil resulta no solo un desperdicio de ancho de banda sino también en un rendimiento más bajo. El esquema HARQ tipo II está diseñado para evitar estos aspectos negativos, transmitiendo la redundancia pieza por pieza en el caso de una retransmisión, ahorrando recursos y ganando en rendimiento.

Además de las anteriores, existe una tercera variante denominada HARQ tipo III. Aquí, los paquetes transmitidos individualmente son auto decodificables y cada paquete difiere en bits codificados de la transmisión anterior. Los paquetes solo se combinan después de intentar la decodificación en el paquete individual (Oteng-Amoako et al., 2003). En términos generales, pueden ser considerada una variación del tipo II, a la que se añade la propiedad de auto decodificación de cada paquete adicional (Wissem et al., 2004).

<sup>6</sup> El "pinchado" es el proceso de eliminar algunos de los bits de paridad después de la codificación. Esto tiene el mismo efecto que la codificación con un código de corrección de errores con una tasa más alta o menos redundancia. Sin embargo, con la punción se puede usar el mismo decodificador independientemente de cuántos bits se hayan perforado, por lo que se aumenta considerablemente la flexibilidad del sistema sin aumentar significativamente su complejidad.



## 4.5 Método propuesto

La ARQ híbrida, tanto de tipo I o II, conduce a una reducción implícita de la tasa de datos por medio de retransmisiones y, por lo tanto, puede verse como una adaptación de enlace implícita (Dahlman et al., 2008). A diferencia de las adaptaciones de enlace basadas en estimaciones explícitas en capa física de las condiciones del canal, el ARQ híbrido ajusta implícitamente la tasa de código en función del resultado de la decodificación. En términos de rendimiento general, este tipo de adaptación de enlace implícita puede ser superior a la adaptación de enlace explícita, ya que la redundancia adicional solo se agrega cuando es necesario, es decir, cuando no resulta posible decodificar correctamente las transmisiones anteriores de mayor velocidad.

En determinadas aplicaciones, una razón importante para tener una adaptación de enlace explícita es reducir las demoras. Aunque la adaptación de enlace implícita sea suficiente desde el punto de vista del rendimiento del sistema, la calidad del servicio para el usuario final puede no ser aceptable desde una perspectiva del tiempo de retraso. Sin embargo, en las condiciones de la comunicación NB-PLC, con relativamente bajas velocidades, reducidos volúmenes de información, y aplicaciones orientadas a la transmisión de datos, este último problema no debería resultar un inconveniente. En cambio, sí resulta importante disponer un sistema capaz de afrontar condiciones del canal cambiantes (cuando no impredecibles), al tiempo que permita mantener o mejorar el rendimiento del sistema.

Como se destacó en 4.3.3, existe una notable diferencia en cuanto a los sistemas de codificación entre el estándar PRIME y los tres restantes presentados, lo que se traduce en una importante diferencia en cuanto al rendimiento en canales con una importante afectación de ruido impulsivo, y una diferencia de tasas de datos muy significativa. Este hecho, como se expresó, solo puede explicarse en muy diferentes suposiciones sobre las condiciones del canal. Por consiguiente, y dado ambos estándares se aplican a soluciones comerciales existentes, debería concluirse que pueden esperarse condiciones de ruido en el canal muy variadas.

Por lo tanto, en razón de lo expresado hasta aquí, se propone un esquema de codificación que, basado en la filosofía del ARQ híbrida, provea un mecanismo lo más simple posible, a la vez que adaptativo a condiciones de canal cambiantes o variables entre una amplia gama de valores y tipos de ruido. Esta solución se aplica sobre el transceptor desarrollado en el capítulo 3, basado en el esquema PRIME, y se simula sobre distintas condiciones de ruido en el canal presentado en el capítulo 2.

### 4.5.1 Descripción general del sistema

Como se dijo, el modelo HARQ propuesto se implementa sobre el transceptor desarrollado en Simulink y mostrado en la Figura 3.25. Para simplificar el esquema, las secciones del transmisor y del receptor se agrupan cada una en un sub sistema con ese nombre, Figura 4.11. El resto de los elementos de esta Figura se explican a continuación.

Para realizar la FEC, se utiliza un codificador/decodificador Reed-Solomon (RS), según se detalla en el punto siguiente. A los fines de la descripción general del sistema, interesa destacar que el RS es un codificador de símbolos, es decir, bits agrupados. Por esta razón, la información generada y la redundancia agregada se agrupan en símbolos de  $m$  bits (para el caso,  $m = 8$ ). La información ingresa y egresa del transceptor con este formato, para lo cual se agregan los bloques correspondientes (*Integer to Bit Converter* y *Bit to Integer Converter*, respectivamente, Figura 4.11). La codificación y decodificación RS se realiza en Matlab, e ingresa y egresa del modelo Simulink a través de los bloques *bytes\_tx* y *bytes\_rx*, respectivamente. (Dado que los símbolos RS constan de 8 bits, se los denomina “bytes” en el modelo).

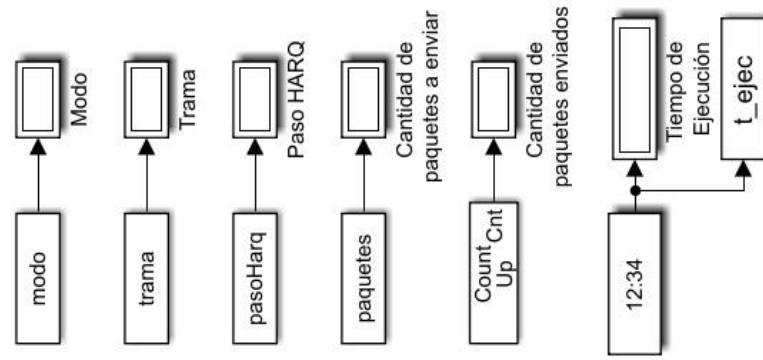
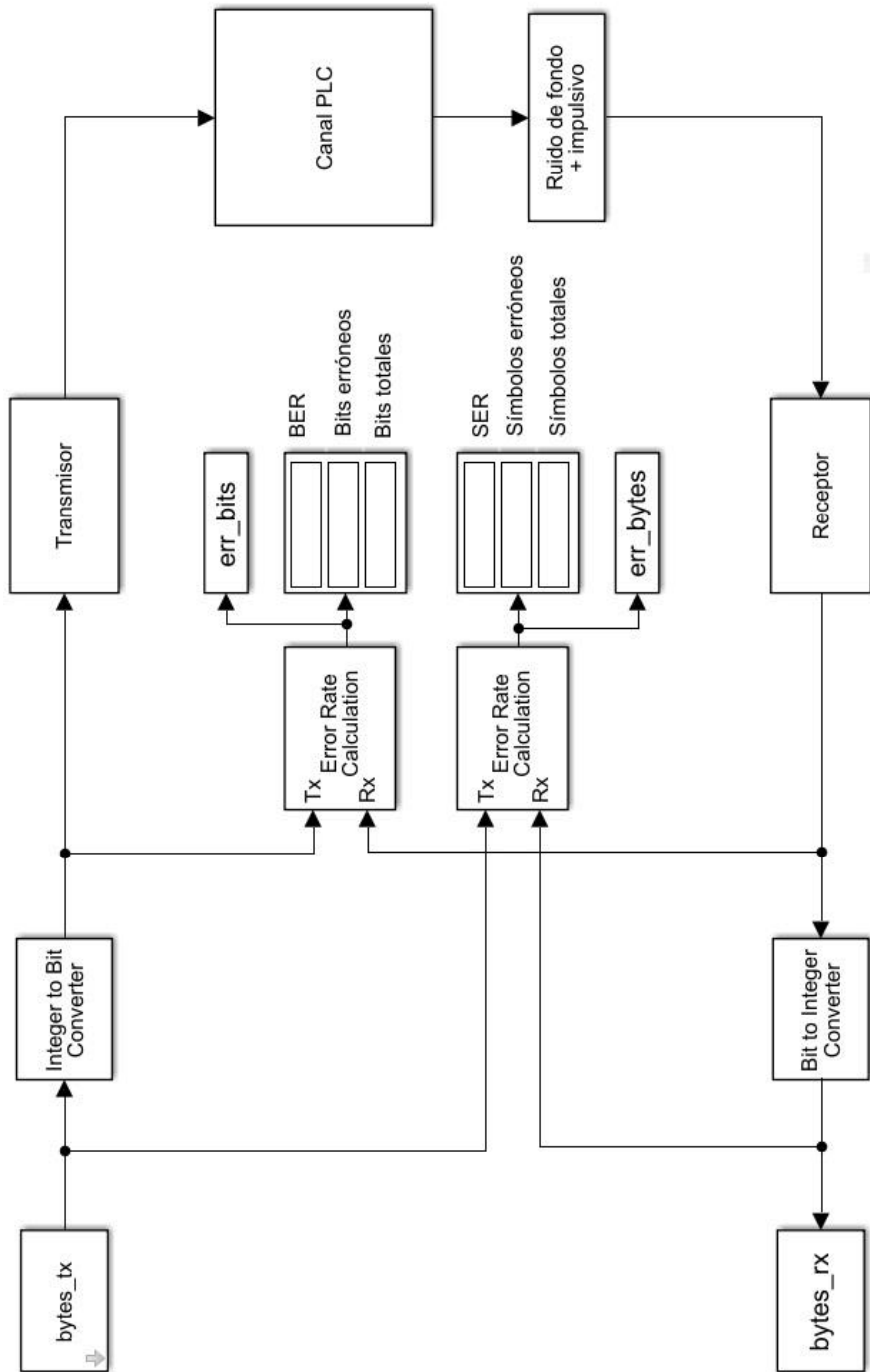


Figura 4.11 Modelo del transmisor / receptor

El esquema de la Figura 4.11 se completa con una serie de visualizadores que representan distintos parámetros del proceso, según se indicará más adelante. En particular, se agrega un bloque adicional de cálculo y visualización del error producido entre los símbolos RS enviados y recibidos (antes y después de ser convertidos a bits, respectivamente). Esto se debe a que el RS es un código corrector de símbolos, es decir, que corrige todos los bits erróneos dentro de éste. De esta manera, es posible visualizar la tasa de error a nivel de bits (BER, *Bit Error Rate*), y la tasa de error a nivel de símbolos (SER, *Symbol Error Rate*).

#### 4.5.2 Codificador / decodificador Reed-Solomon (R-S)

Los códigos R-S son códigos de bloque lineales cíclicos no binarios. Por ser códigos de bloque (Figura 4.4), son sistemáticos, es decir que las palabras codificadas contienen los símbolos del mensaje sin alteración, y la palabra de código se forma agregando los símbolos de paridad a los del mensaje. En el codificador se aplica una función matemática reversible para generar los símbolos de redundancia o paridad. Su otra característica es que son no binarios, esto es, operan sobre símbolos consistentes de varios bits, y operan corrigiendo errores de símbolo, independientemente de cuantos bits errados existan en cada uno de ellos. Esto los hace especialmente interesantes en el caso de la ocurrencia de errores en ráfagas (*burst*), que afectan a varios bits consecutivos. Esta característica los hace una alternativa interesante a los circuitos convolucionales, que resultan menos robustos ante este tipo de ruido, razón por la cual necesitan un intercalado (*interleaving*) como se explicó en 4.3.3. Por otra parte, la decodificación de este tipo de códigos es más simple que el decodificador Viterbi utilizado en los convolucionales (Han Vinck et al., 2015).

Un código Reed Solomon es especificado como  $RS(n,k)$  con  $m$  bits de símbolos pertenecientes a un campo de Galois  $GF(2^m)$ . Esto significa que el codificador toma  $k$  símbolos de datos de  $m$  bits cada uno, los codifica mediante un polinomio generador agregando  $(n-k)$  símbolos de paridad y forma una palabra codificada de longitud  $n$  símbolos. Así, un código RS se caracteriza por los siguientes parámetros (Lin y Costello, 1983):

- Longitud del bloque  $n = 2^m - 1$ ;
- Número de símbolos de verificación de paridad  $n - k = 2t$
- Distancia mínima  $d_m = 2t + 1$

Donde  $t$  es la capacidad de corrección del código, que resultará  $t = (n - k) / 2$ ; esto es, en una palabra de código de  $n$  símbolos, el decodificador RS podrá corregir  $t$  símbolos erróneos. La tasa de código resultará  $n / k$ .

Una característica importante de los códigos RS es que tienen la posibilidad de acortar sus palabras codificadas mediante la "perforación" o "punción" (*puncturing*), que es el proceso de eliminar algunos de los símbolos de paridad después de la codificación. Esto tiene el mismo efecto que la codificación con un código de corrección de errores con una tasa más alta o menos redundancia; sin embargo, con este mecanismo se puede usar el mismo codificador, por lo que se aumenta considerablemente la flexibilidad del sistema sin aumentar significativamente su complejidad. Utilizando un patrón de punción predefinido en el codificador, la operación inversa es implementada por el decodificador específico. Naturalmente, el pinchado reduce la tasa del código, y la cantidad de errores que se pueden corregir.

Matlab permite la construcción de códigos "acortados" (*shortened*) mediante la utilización de un parámetro  $s$ , longitud de mensaje acortado. Así, resulta un código  $RS(n - k + s, s)$ , que tiene la misma capacidad de corrección que el original pero utiliza menos símbolos en el bloque de información.

Para el caso específico del modelo, se utilizaron los siguientes parámetros:

- $m = 8$ ; (bits por símbolo)
- $n = 255$ ; ( $2^m - 1$ )
- $k = 135$ ;
- $s = 120$ ;

De esta manera,  $t = (n - k) / 2 = 60$ , la cantidad de símbolos que pueden ser corregidos en el receptor. El código resultante es RS(255–135+120,120), es decir, RS(240,120).

La codificación se realiza utilizando el objeto codificador:

```
comm.RSEncoder(N,K,gp,S)
```

donde  $gp$  es el polinomio generador (se utiliza el por defecto, coeficientes [1 3 1 2 3]), y  $N, K$  y  $S$  se corresponden a los parámetros  $n, k$  y  $s$  respectivamente. Para la decodificación, por la razón que se explicará en el punto siguiente, se utilizan dos objetos decodificadores:

- `comm.RSDecoder(N,K,gp,S);`
- `comm.RSDecoder(N,K,gp,S,'PuncturePatternSource','Property','PuncturePattern',[ones(24,1);zeros(96,1)])`

El primero realiza la decodificación sobre la palabra codificada completa (240 símbolos), mientras que el segundo decodifica una palabra código acortada por la aplicación de un patrón de pinchado conformado por un vector de 24 unos y 96 ceros, es decir, sin los últimos 96 símbolos de redundancia.

#### 4.5.3 Codificación HARQ

En el esquema de codificación HARQ tipo II explicado en 4.4.2, la información se envía en una primera instancia codificada con un código de tasa alta, que tenga al menos la propiedad de detectar en el receptor si se produjo un error en la transmisión. De este modo se logra aprovechar el ancho de banda enviando toda la información y solo una pequeña cantidad de redundancia. Si se detectó error, se reenvía redundancia adicional, lo que puede hacerse en varios pasos, hasta que se logre la decodificación correcta. Dado que una de las premisas del modelo es mantener la sencillez de la operación tanto como sea posible, el esquema HARQ propuesto la retransmisión, en caso de ser necesaria, envía toda la redundancia no enviada en el la transmisión original en un solo paso. Esto se representa en la Figura 4.12:

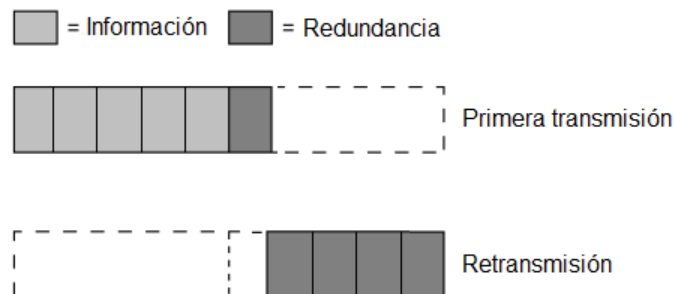


Figura 4.12. Esquema HARQ propuesto

Recordando que en el modelo utilizado, dos bits de información forman un símbolo DQPSK (ver 3.5.1), y 96 símbolos DQPSK se agrupan en un símbolo OFDM (ver 3.5.2), se tiene que este último representa 192 bits. Dado que se adopta  $m = 8$  bits por símbolo

RS, se tiene que un símbolo OFDM estará conformado por  $192 / 8 = 24$  símbolos RS. El mecanismo utilizado resulta entonces:

1. Se toma una trama compuesta por cinco símbolos OFDM (120 símbolos RS), y se los codifica con el codificador RS(240,120). Como resultado se obtienen 120 símbolos RS de redundancia (cinco símbolos OFDM), es decir, una codificación de tasa  $\frac{1}{2}$ .
2. En una primera transmisión, se envían los bits correspondientes a toda la información (cinco símbolos OFDM, 120 símbolos RS) más los de redundancia correspondientes a un símbolo OFDM (24 símbolos OFDM). La trama resultante tiene entonces seis símbolos OFDM, es decir, 144 símbolos RS. Esto representa una codificación de tasa  $\frac{5}{6}$ , y es equivalente a "pinchar" 96 símbolos RS (cuatro símbolos OFDM) de la trama original obtenida a la salida del codificador. Este código tendrá una capacidad de corrección reducida a  $t = (144-120)/2 = 12$  símbolos RS.
3. En el receptor, los datos recibidos son decodificados por el decodificador con el patrón de pinchado  $[ones(24,1); zeros(96,1)]$ , según se especificó en el punto anterior. Si el decodificador puede corregir los errores recibidos, la información se acepta y se solicita un nuevo paquete mediante un ACK; en caso contrario, se envía un NACK.
4. Si el transmisor recibe un NACK, procede a enviar el resto de la redundancia generada en el punto 1, es decir, 96 símbolos RS (cuatro símbolos OFDM).
5. El receptor concatena los símbolos de redundancia adicionales recibidos a la trama anterior que no pudo ser decodificada con el patrón de pinchado, y los pasa al decodificador de tasa  $\frac{1}{2}$ .

El proceso se grafica en la Figura 4.13:

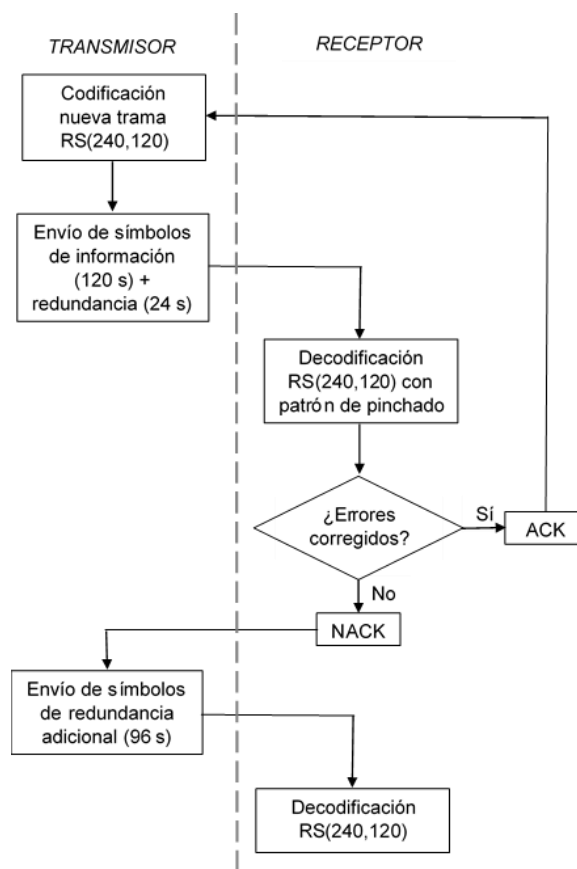


Figura 4.13. Diagrama de flujo del mecanismo HARQ propuesto

## 4.6 Simulaciones y resultados

El método propuesto fue evaluado mediante una simulación del algoritmo programado en Matlab, sobre el modelo Simulink mostrado en la Figura 4.11. La eficiencia del método se probó en distintas condiciones de ruido del canal mediante dos métricas:

1. La capacidad de corrección de errores de los símbolos RS recibidos, comparando las tasas de error de símbolos antes y después del decodificador RS.
2. Los tiempos requeridos para la transmisión de una trama de información.

Las simulaciones consistieron en transmitir diez tramas de cinco símbolos OFDM de información, equivalentes a la capacidad de codificación del codificador RS presentado en 4.5.2, es decir, 120 símbolos OFDM por trama. Se generaron veinte escenarios diferentes de ruido impulsivo, variando el parámetro del índice impulsivo  $A$  del modelo Middleton implementado en 2.4.2. La Figura 4.14 ilustra las diferentes densidades de impulsos para cuatro valores significativos (por la razón que se verá) del índice impulsivo, en un intervalo de 20 milisegundos, el período de un ciclo de la frecuencia de la red eléctrica (50 Hz.)

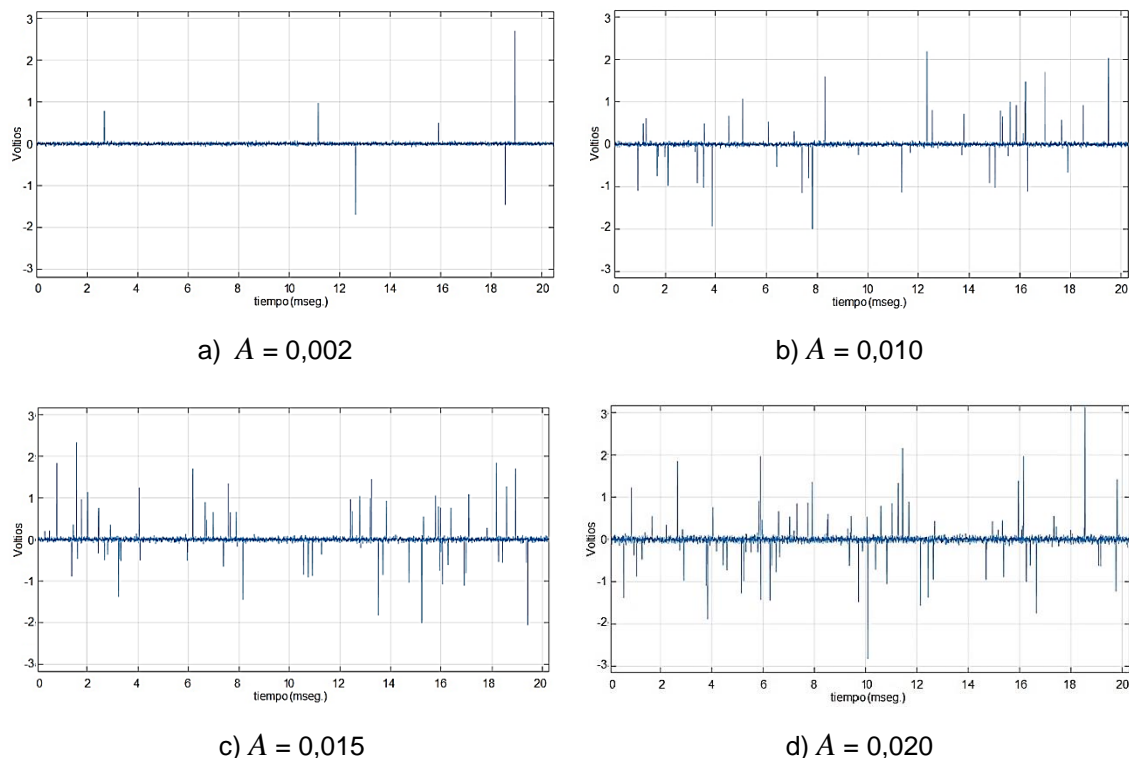


Figura 4.14 Densidades de impulsos para cuatro valores del índice impulsivo  $A$  del modelo de Middleton utilizados en la simulación ( $\Gamma = 0,1$ )

### 4.6.1 Eficiencia de HARQ con respecto a FEC

El primer análisis consistió en la comparación de las métricas descritas obtenidas por el HARQ propuesto con las obtenidas con dos modos de codificación FEC. Para ello, para cada escenario de ruido determinado por el valor de  $A$ , se transmitió la información con tres modos de codificación:

- El método HARQ descripto,

- Una FEC con código de alta tasa (5/6, la utilizada en la primera transmisión del HARQ, generada mediante el codificador RS(240,120) y el “pinchado” de los cuatro últimos símbolos OFDM de redundancia), identificada como “RS(144,120)”. Equivale a la “Primera transmisión” del HARQ propuesto (ver Figura 4.12).
- Una FEC con tasa baja (1/2, equivalente a transmitir toda la palabra completa de código), identificada como “RS(240,120)”.

Se midieron las tasas de errores de símbolos (SER) antes y después de la codificación, y los tiempos de transmisión totales. Por simplicidad, se supuso que los ACKs y NACKs consisten en un solo paquete, y que son recibidos en el transmisor sin errores, con lo cual no se incluyeron en la simulación en el modelo; sin embargo, fueron computados en el cálculo de los tiempos de transmisión de las tramas.

Los resultados obtenidos se ilustran en la Tabla 4.1 y se grafican en las Figuras 4.15 a 4.17:

A x 10 <sup>-4</sup>	SER pre decodificación RS			Símbolos corregidos/No corregidos			SER post decodificación RS			Tiempo total		
	RS (144,120)	RS (240,120)	HARQ	RS (144,120)	RS (240,120)	HARQ	RS (144,120)	RS (240,120)	HARQ	RS (144,120)	RS (240,120)	HARQ
0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0,1568	0,2464	0,1568
1	0,0229	0,0242	0,0229	1	1	1	0	0	0	0,1568	0,2464	0,1568
2	0,0333	0,0308	0,0333	1	1	1	0	0	0	0,1568	0,2464	0,1568
3	0,05	0,0413	0,041	0,8194	1	1	0,009	0	0	0,1568	0,2464	0,168
4	0,0507	0,0542	0,054	0,7945	1	1	0,0104	0	0	0,1568	0,2464	0,168
5	0,0632	0,0583	0,0694	0,7033	1	1	0,0188	0	0	0,1568	0,2464	0,1904
6	0,0681	0,0829	0,0723	0,6735	1	1	0,0222	0	0	0,1568	0,2464	0,1904
7	0,0819	0,095	0,0844	0,5424	1	1	0,0375	0	0	0,1568	0,2464	0,2016
8	0,1014	0,0917	0,0958	0,274	1	1	0,0736	0	0	0,1568	0,2464	0,2128
9	0,1014	0,1083	0,1127	0,1712	1	1	0,084	0	0	0,1568	0,2464	0,2352
10	0,1118	0,1158	0,1164	0,1056	1	1	0,1	0	0	0,1568	0,2464	0,2464
11	0,1382	0,1392	0,1315	0,0704	1	1	0,1285	0	0	0,1568	0,2464	0,2576
12	0,1438	0,1483	0,1475	0,0628	1	1	0,1347	0	0	0,1568	0,2464	0,2688
13	0,1771	0,1717	0,17	0,0392	1	1	0,1701	0	0	0,1568	0,2464	0,2688
14	0,1958	0,1779	0,1775	0	1	1	0,1958	0	0	0,1568	0,2464	0,2688
15	0,2028	0,2079	0,2063	0	1	1	0,2028	0	0	0,1568	0,2464	0,2688
16	0,2139	0,2138	0,2142	0	0,8811	0,8813	0,2139	0,0254	0,0254	0,1568	0,2464	0,2688
17	0,2556	0,25	0,2438	0	0,4617	0,5538	0,2556	0,1346	0,1088	0,1568	0,2464	0,2688
18	0,2653	0,2592	0,2558	0	0,3762	0,3779	0,2653	0,1617	0,1592	0,1568	0,2464	0,2688
19	0,284	0,2779	0,2796	0	0,3478	0,2548	0,284	0,1813	0,2083	0,1568	0,2464	0,2688
20	0,3049	0,2913	0,2954	0	0,2275	0,2285	0,3049	0,225	0,2279	0,1568	0,2464	0,2688

Tabla 4.1 Resultados obtenidos de la simulación de los métodos de codificación analizados

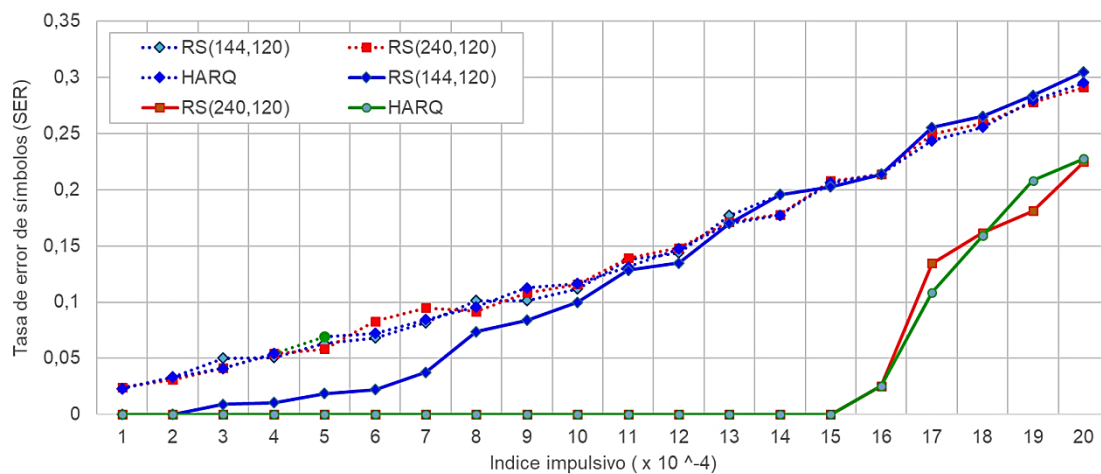


Figura 4.15 Comparación de las tasas de error de símbolos (SER) antes (línea de puntos) y después de la codificación (línea continua)

La Figura 4.15 puede interpretarse como el potencial de corrección del código utilizado ante los errores introducidos por el canal. La tasa de error de símbolos de los datos recibidos antes de la decodificación, representada en líneas punteadas, es esencialmente la misma para los tres modos (no interviene el decodificador), y tiene un crecimiento casi lineal con el incremento del índice impulsivo del modelo de ruido. Sin embargo, la capacidad de corrección marca rápidas diferencias entre el código de tasa alta y los otros dos, ya que solo puede corregir todos los errores hasta un valor de  $A = 0,002$  (Figura 4.14 a), mientras que a partir de allí empieza la SER empieza a incrementarse hasta que para  $A = 0,014$  se superpone a la de antes de la decodificación, esto es, es incapaz de proveer corrección a los símbolos recibidos con error.

Como contrapartida, los otros dos modos proveen una corrección completa de los errores hasta una densidad de impulsos tan alta como  $A = 0,015$  (Figura 4.14 c), valor a partir del cual empiezan a existir símbolos que no pueden ser corregidos. Sin embargo, la SER obtenida es siempre mejor que en el caso de no existir codificación, al menos en el intervalo simulado, hasta  $A = 0,020$  (Figura 4.14 d).

Desde el punto de vista de la capacidad de corrección, el comportamiento del método HARQ es esencialmente el mismo que el del código de tasa  $\frac{1}{2}$ , lo que es fácilmente entendible por el hecho que el HARQ tipo II planteado termina siendo un código de tasa  $\frac{1}{2}$  cuando no puede corregir los errores con la tasa más alta. La Figura 4.16 puede considerarse una forma alternativa de representar el desempeño de los códigos utilizados, representando la relación de la cantidad de símbolos corregidos por el decodificador en relación con la cantidad de símbolos recibidos con error.

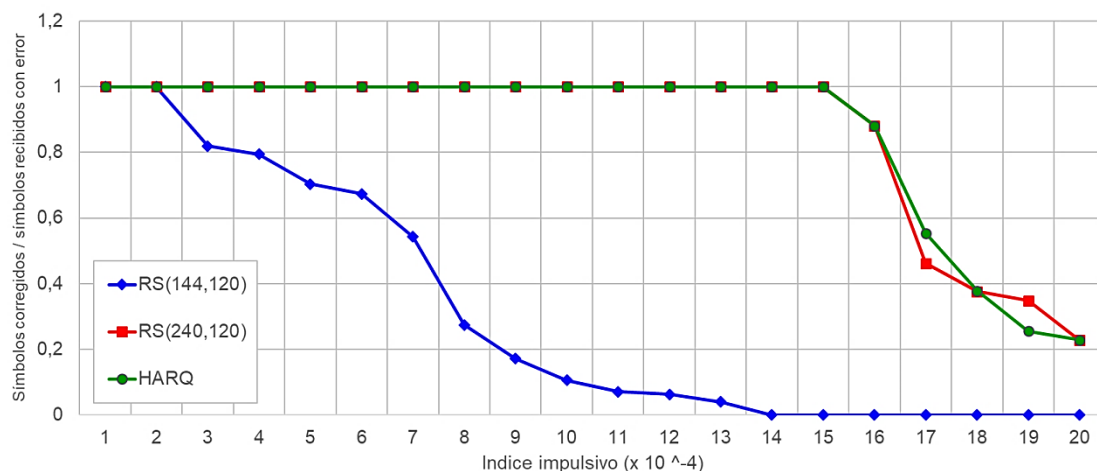


Figura 4.16 Comparación de las proporciones de símbolos corregidos y símbolos recibidos con error

La Figura 4.17 representa los tiempos insumidos por cada método para completar la transmisión de las tramas consideradas. Como es lógico, siendo la tasa de codificación constante en los casos de tasas  $\frac{5}{6}$  y  $\frac{1}{2}$ , los tiempos son iguales, independientemente de las condiciones de ruido en el canal. En el caso de HARQ utiliza el mismo tiempo que el código más rápido en el intervalo en que este puede corregir los errores, y a partir de allí se incrementa como consecuencia de las retransmisiones. Sin embargo, es interesante que, comparándolo con el código de tasa  $\frac{1}{2}$ , utiliza menos tiempo que éste para valores hasta de  $A = 0,010$  (Figura 4.14 b), punto en el cual se igualan y a partir del cual utiliza más tiempo, como consecuencia de los paquetes NACK adicionales para solicitar las retransmisiones.



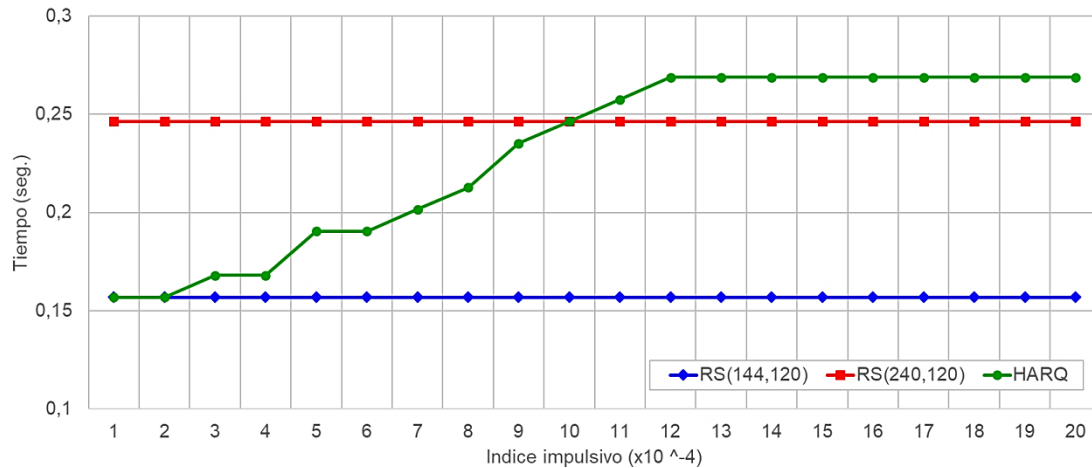


Figura 4.17 Tiempos totales de transmisión para diez tramas

El análisis conjunto de las Figuras 4.16 y 4.17 permite concluir que el HARQ propuesto puede ofrecer una opción más eficiente que los otros dos métodos considerados en ambientes de ruido variable, ya que por un lado provee una corrección de errores más potente que un código de alta velocidad a partir de un valor determinado de ruido impulsivo (para el caso,  $A = 0,002$ ), y a la vez resulta más rápido que un código de tasa baja pero idéntica capacidad de corrección, al menos hasta otro determinado valor de ruido impulsivo ( $A = 0,010$ , para la simulación realizada).

#### 4.6.2 Capacidad de corrección del método en función de los parámetros de la red

El segundo análisis consistió en examinar el comportamiento del método cuando varía la ubicación del receptor en la red, esto es, cuando se modifican los parámetros de la señal transmitida como consecuencia de la variación de los parámetros de la red (atenuación y retardos).

La simulación consistió en obtener las mismas métricas que en el caso anterior para distintos valores del parámetro  $A$ , variando la distancia  $L1$  entre el transmisor y el receptor (ver Figura 2.8) entre cuatro valores: 30, 60, 90 y 120 metros<sup>7</sup>. Los resultados se vuelcan en la Tabla 4.2 y se grafican en las Figuras 4.18 a 4.20.

A x 10 <sup>-4</sup>	SER pre decodificación RS				Símbolos corregidos /No corregidos				SER post decodificación RS				Tiempo total			
	30m	60m	90m	120m	30m	60m	90m	120m	30m	60m	90m	120m	30m	60m	90m	120m
0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0,1568	0,1568	0,1568	0,1568
2	0,0333	0,0285	0,059	0,3846	1	1	1	0	0	0	0	0,3846	0,1568	0,1568	0,1904	0,2688
4	0,0456	0,0423	0,0998	0,4958	1	1	1	0	0	0	0	0,4958	0,168	0,168	0,2016	0,2688
6	0,0792	0,0781	0,1313	0,5929	1	1	1	0	0	0	0	0,5929	0,2128	0,2128	0,2464	0,2688
8	0,1071	0,0923	0,1936	0,7154	1	1	0,8408	0	0	0	0,0308	0,7154	0,224	0,224	0,2576	0,2688
10	0,1277	0,1241	0,2108	0,7838	1	1	0,81	0	0	0	0,0296	0,7838	0,2464	0,2464	0,2688	0,2688
12	0,1549	0,1458	0,2579	0,7971	1	1	0,3603	0	0	0	0,165	0,7971	0,2576	0,2576	0,2688	0,2688
14	0,2038	0,1929	0,3204	0,8317	1	1	0	0	0	0	0,3204	0,8317	0,2688	0,2688	0,2688	0,2688
16	0,2338	0,2208	0,3492	0,8654	0,8877	0,8811	0	0	0,0263	0,0263	0,3492	0,8654	0,2688	0,2688	0,2688	0,2688
18	0,2679	0,2592	0,3942	0,8921	0,3173	0,3087	0	0	0,1829	0,1792	0,3942	0,8921	0,2688	0,2688	0,2688	0,2688
20	0,3204	0,3063	0,4479	0,8942	0,0533	0,0558	0	0	0,3033	0,2892	0,4479	0,8942	0,2688	0,2688	0,2688	0,2688

Tabla 4.2 Resultados obtenidos de la simulación del método para cuatro distancias diferentes entre transmisor y receptor

<sup>7</sup> Esta variación de distancias podría darse en el caso de medidores más alejados del concentrador en una distribución urbana, o en redes en entornos sub urbanos o rurales, en los que las distancias entre un transformador y un punto de suministro son en general mayores que en una configuración urbana.

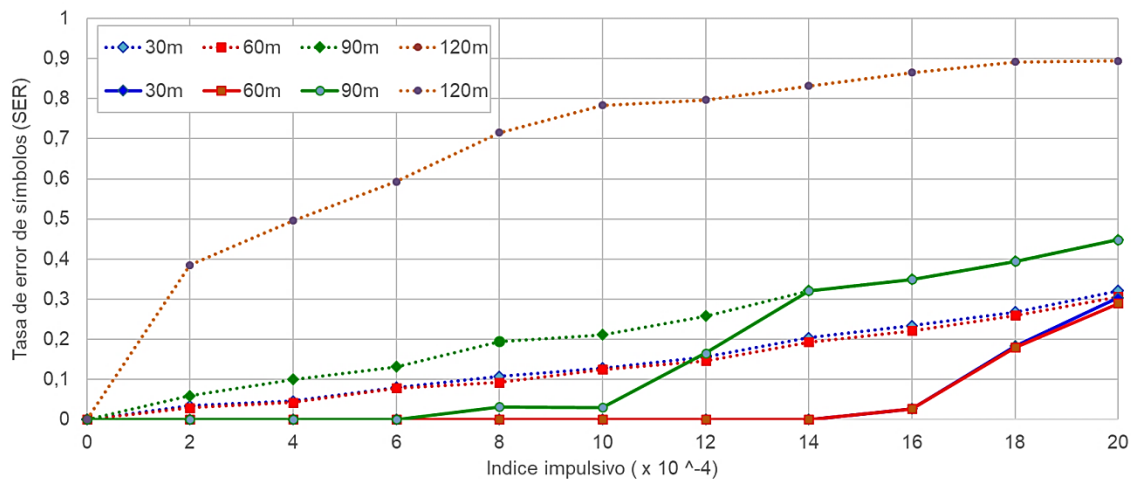


Figura 4.18 Comparación de las tasas de error de símbolos (SER) antes (línea de puntos) y después de la codificación (línea continua)

La Figura 4.18 muestra que la tasa de error de símbolos recibidos (líneas punteadas) es esencialmente la misma para distancias de 30 y 60 m. para las condiciones del canal simulado. Para estos casos, el decodificador RS provee una corrección completa hasta valores de ruido tan altos como  $A = 14$  (líneas continuas). Para 90 m., la SER antes del codificador comienza a mostrar valores más altos que en los casos anteriores, y la capacidad correctora del decodificador empieza a ser deficiente a partir de  $A = 6$ , mientras que para  $A = 14$  deja de proveer corrección. Finalmente, para 120 m., los valores de SER son sensiblemente más altos que en caso anterior para todos los escenarios de ruido, y el decodificador RS es incapaz de proveer corrección en ningún caso. En forma análoga al análisis anterior, la Figura 4.19 puede considerarse una forma alternativa de representar el desempeño del método para cada distancia transmisor-receptor en la configuración de red simulada, representando la relación de la cantidad de símbolos corregidos por el decodificador en relación con la cantidad de símbolos recibidos con error.

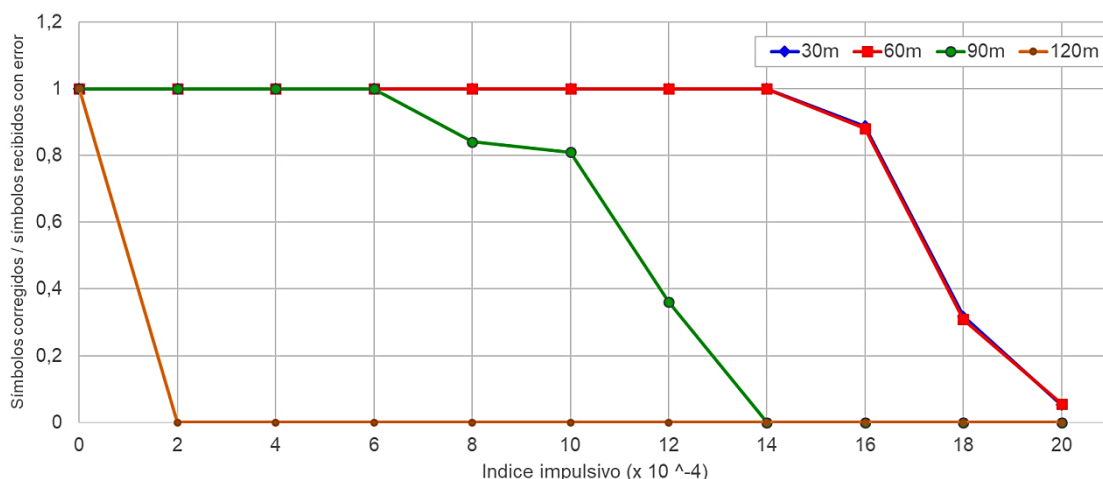


Figura 4.19 Comparación de las proporciones de símbolos corregidos y símbolos recibidos con error

La Figura 4.20 representa los tiempos insumidos por el método para completar la transmisión de las tramas consideradas en cada distancia. Es destacable que, aun para

los casos en que el método provee una corrección completa del error (especialmente en 30 y 60 m.), el tiempo necesario para completar una decodificación exitosa crece cuando la densidad de los impulsos de ruido aumenta, como consecuencia de la necesidad de enviar más paquetes de redundancia en cada caso.

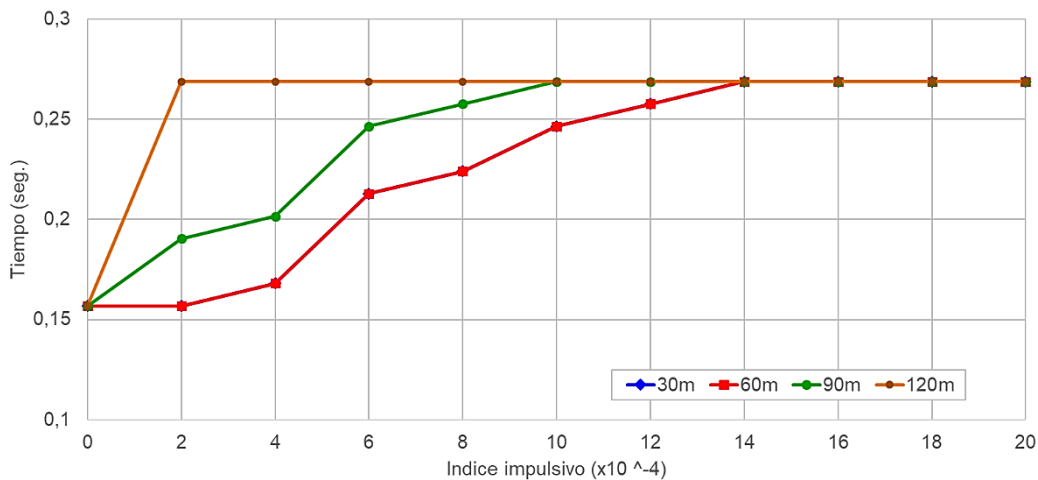


Figura 4.20 Tiempos totales de transmisión para diez tramas (las curvas de 30 y 60 m. coinciden)

El análisis conjunto de las dos últimas figuras permite concluir que, al menos para un conjunto de distancias entre transmisor y receptor, el método HARQ propuesto permite obtener una corrección completa de los errores introducidos por las características del canal y del ruido introducido, con el costo de un incremento progresivo de la latencia en escenarios más exigentes.

#### 4.7 Comentarios y discusiones

En el abordaje del problema de reparar los errores producidos en los canales con ruido impulsivo mediante su detección o corrección en el receptor, es inevitable esperar una cierta pérdida de rendimiento. Esto es así porque es necesario solicitar retransmisiones o añadir redundancias que reducen la tasa efectiva de datos. La minimización de esta reducción, al tiempo que se mantiene la robustez alcanzada por el método de corrección, es el objetivo planteado en esta sección.

En este sentido, el análisis comparativo del método HARQ propuesto con técnicas FEC presentó un buen rendimiento en cuanto a capacidad de corrección y retardos introducidos. Al ser esencialmente un código de baja tasa, posee un alto potencial de corrección de errores; no obstante, la latencia introducida resulta ser función de las condiciones de ruido presente, resultando sensiblemente menor que un código de igual tasa, pero fija, para condiciones favorables en el canal. Para condiciones de alto ruido, sin embargo, es inevitable una penalización representada por la sobrecarga de paquetes NACKs que deben enviarse para solicitar las transmisiones.

Desde el punto de vista de la topología de la red, el método permite una corrección de errores hasta una determinada distancia transmisor-receptor. A partir de allí las limitaciones introducidas por la atenuación y los retardos del canal condicionan las posibilidades de corrección del código. Sin embargo, mientras tal corrección es factible, mantiene la latencia tan baja como sea posible, por el hecho de utilizarse retransmisiones solo cuando es necesario.

## Capítulo 5. Conclusiones y líneas de trabajo futuras

En atención a los objetivos de la tesis presentados en 1.5, y los análisis realizados en los capítulos precedentes, se pueden resumir las siguientes conclusiones:

- Se obtuvo un modelo simple y práctico para el canal PLC en el rango de frecuencias NB-PLC, desarrollado con una aplicación de amplia difusión. Resulta fácilmente configurable a partir de una topología particular y los datos obtenidos de las especificaciones o mediciones de los parámetros de la red eléctrica, así como de la medición y caracterización de sus cargas. Para los efectos de la simulación del canal PLC, el nivel de complejidad del modelo puede determinarse de manera experimental a partir del análisis de los resultados de la misma simulación.

De la misma manera, la versatilidad de la aplicación permite que el modelo de ruido utilizado pueda modificarse con relativa sencillez para replicar y modelar datos obtenidos de mediciones en campo u otros modelos teóricos que se consideren más apropiados para el caso.

- Con la misma herramienta, se desarrolló un modelo de transceptor NB-PLC que implementa la comunicación en la capa física. Como en el caso del canal, puede modificarse con relativa facilidad para incluir otros tipos de modulación de señal (por ejemplo, no diferenciales) o de procesamiento de ésta, como DWT.
- Se propuso y evaluó una herramienta de corrección de errores que se aplicó sobre el modelo obtenido de los dos puntos anteriores. Con el objetivo de proveer de robustez a las comunicaciones en entornos de ruido impulsivo, al tiempo de mantener o mejorar las condiciones de latencia de la red, el método HARQ propuesto mostró un buen desempeño en comparación con técnicas FEC de tasa fija, en cuanto a capacidad de corrección y retardos introducidos. Solo es observable un aumento en la latencia en condiciones muy desfavorables de ruido en el canal (que deberían tener baja probabilidad de ocurrencia).

Al mismo tiempo, desde el punto de vista de la topología de la red, se determinó que el método permite una corrección de errores hasta una distancia transmisor-receptor determinada por las limitaciones introducidas por la atenuación y los retardos del canal y las máximas posibilidades de corrección del código en tales condiciones. No obstante, ofrece la ventaja de resultar un esquema adaptativo que mantiene la latencia reducida si las condiciones de ruido del canal son buenas, y la aumenta solo si éstas empeoran.

De las conclusiones planteadas pueden derivarse un abanico de futuras líneas de trabajo:

- Los modelos de canal y de ruido utilizados, si bien basados respectivamente en configuraciones típicas de la red eléctrica y en una propuesta muy utilizada en la bibliografía, no dejan de ser un esquema teórico. Una línea de trabajo interesante es ajustarlos a alguna configuración concreta de red, y modelar el esquema de ruido de acuerdo a campañas de medición y registro del mismo en ella. Esto permitiría ajustar los modelos de manera que el método pueda ser evaluado en entornos urbanos, sub urbanos y rurales.
- Como quedó dicho en el capítulo 3, el estándar PRIME utilizado como base para el diseño del transceptor utiliza un esquema de modulación diferencial (también G3-PLC) que impide, según se analizó, un procesamiento DWT. Sin embargo, estándares recientes como P1901.2 y G.hnem tienen la opción de una modulación

no diferencial, por lo que el procesamiento wavelet de la señal codificada sería viable. Dadas las ventajas que se analizaron en ese capítulo, resultaría factible modificar el transceptor propuesto para analizar el método propuesto con tal tipo de procesamiento.

- Finalmente, resultaría de interés la aplicación del método HARQ analizado a una configuración real de una LAN AMI concreta. Si bien debería plantearse otra herramienta de análisis, sería muy interesante la evaluación del rendimiento del método y la latencia global de la red en situaciones en las que se planteen no solo las retransmisiones propias del mismo, sino también las introducidas por los casos en los que la topología y las distancias obliguen a los medidores de la red a actuar como repetidores.

## Bibliografía

1. Agusti, R., Bernardo, F., Casadevall, F., Ferrús, R., Pérez-Romero, J., Sallent, O., (2010). *Nuevas Tendencias en Comunicaciones Móviles*, Fundación Vodafone España, ISBN: 84-934740-4-5.
2. Anatory, J., Theethayi, N., Thottappillil, R., (2009). Power-Line Communication Channel Model for Interconnected Networks Part I: Two-Conductor System, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 1.
3. Anatory, J., Theethayi, N., Thottappillil, R., (2009). Power-Line Communication Channel Model for Interconnected Networks Part II: Multiconductor System, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.24, no. 1.
4. Baig, S., Yazdani, J., (2011). Performance Analysis of Discrete Wavelet Multitone Transceiver for Narrowband PLC in Smart Grid, 2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies, DOI: 10.1109/ISGTEurope.2011.6162767.
5. Banwell, T., Galli, S., (2005). A Novel Approach to the Modeling of the Indoor Power Line Channel Part I: Circuit analysis and Companion Model, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20 no. 2.
6. Bausch, J., Kistner, T., Babic, M., Dostert, K., (2006). Characteristics of indoor power line channels in the frequency range 50-500 KHz, en *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*.
7. Brophy, A., Jamasb, T., Pollit, M., (2009). *Smart Metering and Electricity Demand: Technology, Economics and International Experience*, EPRG Working Paper EPRG0903, Electricity Policy Research Group and Faculty of Economics, University of Cambridge, UK.
8. Cañete, F., Cortés, J., Dlez, L., Entrambasaguas, J., (2011). A channel model proposal for indoor Power Line Communications, *IEEE Communications Magazine*
9. Castiñeira Moreira, J., Farrell, P., (2006). *Essentials of Error-Control Coding*, John Wiley & Sons Ltd, Chichester, West Sussex, Inglaterra, 2006.
10. Cervigni, G., Larouche, P., (2014). *Regulated Smart Metering in Europe: Technological, Economical and Legal Challenges*, Report CERRE (Centre of Regulation in Europe), recuperado de [http://www.cerre.eu/sites/cerre/files/140331\\_CERRE\\_SmartMetering\\_Final\\_0.pdf](http://www.cerre.eu/sites/cerre/files/140331_CERRE_SmartMetering_Final_0.pdf).
11. Chase, D., (1985). Code Combining – A Maximum-likelihood Decoding Approach for Combining an Arbitrary Number of Noisy Packets, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 33, pp. 385 – 393.
12. Cortés, J., Sanz, A., Estopiñán, P., García, J., (2015). Analysis of narrowband power line communication channels for advanced metering infrastructure, *EURASIP Journal Advances in Signal Processing* 2015:27, DOI 10.1186/s13634-015-0211-4.
13. Dahlman, E., Parkvall, S., Sköld, J., Beming, P., (2008). *3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband* 2nd edition, Academic Press - Elsevier, Oxford, UK, ISBN: 978-0-12-374538-5.

14. Dias, R., Leite, J., Amorim, R., Barreto, A., De, Carvalho, P., Vieira, R., (2010). Performance Analysis of HARQ in WiMAX Networks Considering Imperfect Channel Estimation, The 7th International Telecommunications Symposium (ITS 2010).
15. Edison Electric Institute (EEI), (2011). Smart Meters and Smart Meter Systems: A Metering Industry Perspective, White Paper, recuperado de [www.eei.org](http://www.eei.org).
16. Galli, S., (2008). Advanced signal processing for PLCs: Wavelet-OFDM, Conference Paper. DOI: 10.1109/ISPLC.2008.4510421, IEEE Xplore, recuperado de <https://www.researchgate.net/publication/4330667>.
17. Galli, S., Banwell, T., (2005). A novel approach to the modeling of the indoor power line channel part II: Transfer function and its properties, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20 no. 3.
18. Gao, J., Xiao, Y., Liu, J., Liang, W., Chen, C., (2012). A survey of communication/networking in smart grids, Future Generation Computer Systems, 28(2), 391–404. <https://doi.org/10.1016/j.future.2011.04.014>.
19. Giordano, V., Bossart, S., (2012). Assessing Smart Grid Benefits and Impacts: EU and U.S. Initiatives, Joint Report European Commission Joint Research Centre (JRC) – US Department of Energy - DOE, recuperado de [https://ses.jrc.ec.europa.eu/sites/ses.jrc.ec.europa.eu/files/documents/eu-us\\_smart\\_grid\\_assessment\\_-\\_final\\_report\\_-\\_online\\_version.pdf](https://ses.jrc.ec.europa.eu/sites/ses.jrc.ec.europa.eu/files/documents/eu-us_smart_grid_assessment_-_final_report_-_online_version.pdf), 2012.
20. Gotz, M., Rapp, M., Dostert, K., (2004). Power line channel characteristics and their effect on communication system design, IEEE Communications Magazine, vol. 42, no. 4, pp. 78–86.
21. Guido, L., Carrizo, S., (2016). Innovaciones tecnológicas en 'redes eléctricas inteligentes': políticas públicas y experiencias locales en Argentina. l'Institut Pluridisciplinaire pour les Etudes sur les Amériques à Toulouse; Revue Orda; 221; 1-2016; 1-24 recuperado de [http://ri.conicet.gov.ar/bitstream/handle/11336/18209/CONICET\\_Digital\\_Nro.11343158.pdf](http://ri.conicet.gov.ar/bitstream/handle/11336/18209/CONICET_Digital_Nro.11343158.pdf).
22. Gulati, K., Nassar, M., Chopra, A., Ben, Okafor, N., DeYoung, M., Aghasadeghi, N., (2015). UT Austin Interference Modeling and Mitigation Toolbox, Embedded Signal Processing Laboratory, Department of Electrical and Computer Engineering, The University of Texas at Austin, Austin, Texas USA, recuperado de <http://users.ece.utexas.edu/~bevans/projects/rfi/software/>, 2015.
23. Han Vinck, A., Rouissi, F., Shongwe, T., Colen, G., Oliveira, L., (2015). Impulse Noise and Narrowband PLC, Ninth Workshop on Power Line Communications, Klagenfurt, Austria, 2015.
24. Han, B., (2016). Characterization and Emulation of Low-Voltage Power Line Channels for Narrowband and Broadband Communication, Karlsruher Institut für Technologie (KIT) Scientific Publishing, ISBN 978-3-7315-0654-6, DOI 10.5445/KSP/1000068355, 2016.
25. Häring, J., Han, Vinck, A., (2003). Iterative Decoding of Codes Over Complex Numbers for Impulsive Noise Channels, IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, Vol. 49, No. 5, p. 1251-1260.

26. Harney, H., (2009). Smart Metering Technology Promotes Energy Efficiency for a Greener World, Analog Dialogue 43-01, recuperado de [http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/43-01/smart\\_metering.pdf](http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/43-01/smart_metering.pdf)
27. Hoch, M., (2010). Comparison of ConvOFDM and Wavelet-OFDM for Narrow-Band Powerline Communications, en Proceedings of 15th International OFDM Workshop, Hamburg, Germany, pp. 190-194.
28. Hosseinpournajarkolaei, A., (2015). Investigation of Orthogonal Frequency Division Multiplexing based Power Line Communication Systems, Tesis Doctoral, University of East London, recuperado de [roar.uel.ac.uk/4420/1/Ali%20Hosseinpour.pdf](http://roar.uel.ac.uk/4420/1/Ali%20Hosseinpour.pdf).
29. Hrasnica, H., Hadine, A., Lehnert, R., (2004). Broadband Powerline Communication Network Design, John Wiley & Sons, Ltd., Chichester, UK.
30. Kim, J., (2003). Turbo ARQ Scheme for Packet Data Transmission in Power Line Communication Systems, School of Electronics Engineering Kwangwoon University, Seoul, Corea, recuperado de <https://pdfs.semanticscholar.org/98e6/67378142cdaf87670d1e5ff74f76c738fb6d.pdf>.
31. Koga, H., Kodama, N., Konishi, T., (2003). High-speed Power Line Communication System based on Wavelet OFDM, 7th International Symposium of Power-Line Communications and Its Applications, Kyoto, Japan, 26-28, Session B5: OFDM.
32. Korki, M., Hosseinzadeh, N., Moazzeni, T., (2011). Performance Evaluation of a Narrowband Power Line Communication for Smart Grid with Noise Reduction Technique, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 57, No. 4.
33. Lin, S., Costello, D., (1983). Error Control Coding, Prentice-Hall, New Jersey, USA, 1983.
34. Masood, B., Baig, S., (2016). Standardization and deployment scenario of next generation NB-PLC technologies, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 65, pp. 1033-1047.
35. Masood, B., Ellahi, M., Khan, W., Akram, W., Usman, M., Gul, M., (2018). Characterization and Field Measurements of NB-PLC for LV Network, Journal of Electric Engineering & Technology; 13(1): 521-531; <http://doi.org/10.5370/JEET.2018.13.1.521>.
36. Masood, B., Haider, A., Baig, S., (2017). Modeling and Characterization of Low Voltage Access Network for Narrowband Powerline Communications, en Journal of Electric Engineering Technologies; 12(1): 443-450.
37. Matanza, J., (2013). Improvements in the PLC Systems for Smart Grids Environments, Tesis Doctoral. Universidad Pontificia Comillas.
38. Medina, O., (2013). Redes Inteligentes: ¿Realidad, Utopía o Futuro?, en [http://www.energia.gov.ar/contenidos/archivos/Reorganizacion/contenidos\\_didacticos/publicaciones/redes\\_inteligentes.pdf](http://www.energia.gov.ar/contenidos/archivos/Reorganizacion/contenidos_didacticos/publicaciones/redes_inteligentes.pdf).
39. Medina, O., (2014). Redes eléctricas inteligentes. Estrategias para su inserción en la Argentina. Proyectos Secretaría de Energía, Ministerio de Planificación Federal, Inversión Pública y Servicios, recuperado de <https://docplayer.es/75237650-Redes-electricas-inteligentes-estrategias-para-su-insercion-en-la-argentina-proyectos.html>.



40. Mengi, A., J, A., Vinck, H., (2010). Successive impulsive noise suppression in OFDM, International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, (ISPLC 2010), pp. 33-37, Brazil, 2010.
41. Middleton, D., (1977). Statistical-physical models of electromagnetic interference, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-19, no. 3, pp. 106-127.
42. Nielsen, J., Corrales, Madueño, G., Pratas, N., Sørensen, R., Stefanovic, C., Popovski, P., (2015). What can wireless cellular technologies do about the upcoming smart metering traffic? IEEE Communications Magazine, vol. abs/1502.01188. [Online]. recuperado de <http://arxiv.org/abs/1502.01188>.
43. Oteng-Amoako, K., Yuan, J., Nooshabadi, S., (2003). Selective Hybrid-ARQ turbo schemes with various combining methods in Fading Channels, Proc. IEEE of Wireless Optimization in Mobile and Ad-Hoc Networks (WiOpt'03), Sophia-Antipolis, France, pp. 290–294.
44. Papaioannou, A., Papadopoulos, G., Pavlidou, F., (2008). Hybrid ARQ Combined with Distributed Packet Space-Time Block Coding for Multicast Power-Line Communications, IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, Vol. 23, No. 4, p. 1911-1917.
45. Pérez Romero, J., (2001). Contribución al Estudio de Técnicas de Acceso Aleatorio y Análisis de la Calidad de Servicio en Sistemas de Transmisión por Paquetes en Sistemas de Comunicaciones Móviles basadas en CDMA, Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, 2001.
46. Peter, A., Ng, C., Noordin, N., (2014). Power Line Communication (PLC) Impulsive Noise Mitigation: A Review, Journal of Information Engineering and Applications, ISSN 2224-5782 (print) ISSN 2225-0506 (online), Vol.4, No.10.
47. Philipps, H., (1999). Modelling of powerline communication channels. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 1999.
48. PRIME Alliance Technical Working Group., (2013). Draft Specification for PowerLine Intelligent Metering Evolution, v.1.3.6, recuperado de [https://www.prime-alliance.org/wp-content/uploads/2013/04/PRIME-Spec\\_v1.3.6.pdf](https://www.prime-alliance.org/wp-content/uploads/2013/04/PRIME-Spec_v1.3.6.pdf).
49. Recommendation ITU-T G.9903, (2012). Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for ITU-T G.hnem networks, recuperado de [https://www.itu.int/rec/dologin\\_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.9902-201210-!!!PDF-E&type=items](https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.9902-201210-!!!PDF-E&type=items), 2012.
50. Recommendation ITU-T G.9903, (2017). Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for G3-PLC networks, recuperado de <http://handle.itu.int/11.1002/1000/13333-en>.
51. Scappini, R., (2010). Estudio del Tráfico Autosimilar Orientado a la Simulación Mediante la Utilización de Wavelets u Onditas, Tesis Magistral, Universidad Nacional de La Plata.
52. Sendin, A., Peña, I., Angueira, P., (2014). Strategies for Power Line Communications Smart Metering Network Deployment, Energies 2014, 7, 2377–2420, doi:10.3390/en7042377, recuperado de <http://www.mdpi.com/1996-1073/7/4/2377>.

53. Temaneh-Nyah, C., Chifamba, P., (2015). An Investigation of the Effects of Impulsive Noise and channel distortion in Narrow Band Power Line Communication, IEEE Proceedings of the Third International Conference on Digital Information, Networking, and Wireless Communications, Moscow, Russia 2015.
54. Tonello, A., Versolatto, F., (2009). New Results on Top-down and Bottom-up Statistical PLC Channel Modeling, en Third Workshop on Power Line Communications.
55. Tonello, A., Versolatto, F., (2010). Bottom-Up Statistical PLC Channel Modeling Part II: Inferring the Statistics, IEEE transactions on Power Delivery, vol. 25, no. 4, pp. 2356-2363.
56. Tonello, A., Versolatto, F., (2011). Bottom-Up Statistical PLC Channel Modeling Part I: Random Topology Model and Efficient Transfer Function Computation, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, no. 2.
57. Tuntoolavest, U., Sakunnithimetha, N., Limchaikit, K., (2017). Reed Solomon inner-convolutional outer concatenated code with error-erasure decoding for narrowband and broadband power line communications, Songklanakarin J. Sci. Technol. 602 39 (5), 601-608, recuperado de <http://www.sjst.psu.ac.th>.
58. Veglia, J., La Red Martinez, D., Scappini, R. (2018). Desarrollo y Simulación de un Modelo de Transceptor basado en PRIME para Simulación sobre Canal PLC. European Scientific Journal, Setiembre 2018, edición Vol.14, No.27 ISSN: 1857 – 7881 (Print) e - ISSN 1857- 7431.
59. Veglia, J., La Red Martinez, D., Scappini, (2018) R. Simulación de un Canal PLC para AMI para Empresas Distribuidoras de Energía Eléctrica con Fines Didácticos y de Investigación. International Journal of Information Systems and Software Engineering for Big Companies (IJISEBC), Vol 5, Num 2. (en prensa, a publicar en diciembre de 2018).
60. Wissem, E., M., Boujemâa, H., Siala, M., (2004). Performance comparison of type I, II and III hybrid ARQ schemes over AWGN channels, IEEE International Conference of Industrial Technology (ICIT), p. 1417-1421.
61. Zhang, Y., Liang, K., He, Y., Wu, Y., Hu, X., Sun, L., (2017). The Channel Compressive Sensing Estimation for Power Line Based on OMP Algorithm, Journal of Electrical and Computer Engineering Volume 2017, Article ID 2483586, <https://doi.org/10.1155/2017/2483586>.
62. Zhu, W., (2014). Power Line Communications over Time-Varying Frequency-Selective Power Line Channels for Smart Home Applications, Tesis magistral, University of Liverpool, [https://livrepository.liverpool.ac.uk/2003886/1/ZhuWen\\_July2014.pdf](https://livrepository.liverpool.ac.uk/2003886/1/ZhuWen_July2014.pdf).
63. Zimmermann, M., Dostert, K., (2000). An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Powerline Networks, Proceedings of the Fourth International Symposium on Power-Line Communications and its Applications (ISPLC'2000), Limerick, Ireland, pp. 131-138.
64. Zimmermann, M., Dostert, K., (2002). A Multipath Model for the Powerline Channel, IEEE Transactions on Communications, vol. 50 No. 4.

## Anexo 1

### Las Redes Inteligentes y las AMI en el mundo y en la Argentina

No obstante ser una tendencia global, el grado de despliegue de las redes inteligentes y las AMI a nivel mundial guarda una estrecha relación con el nivel socio económico general y de desarrollo tecnológico. Así, prácticamente todos los países europeos, norte américa (EE.UU. y Canadá) y Japón registran muy elevados índices de despliegue. En (Cervigni y Larouche, 2014), (Brophy et al., 2009) y (Giordano y Bossart, 2012) se reportan tales tendencias, analizando índices tales como porcentajes de inserción de medidores inteligentes en el total de usuarios y sus proyecciones, así como las políticas y tecnologías utilizadas. A modo ilustrativo, la Figura A1.1 a) muestra el nivel de inversión financiera por país en Europa por tipo de red inteligente, y en 1.6 b), la distribución geográfica en EE.UU., también por tipo de red.

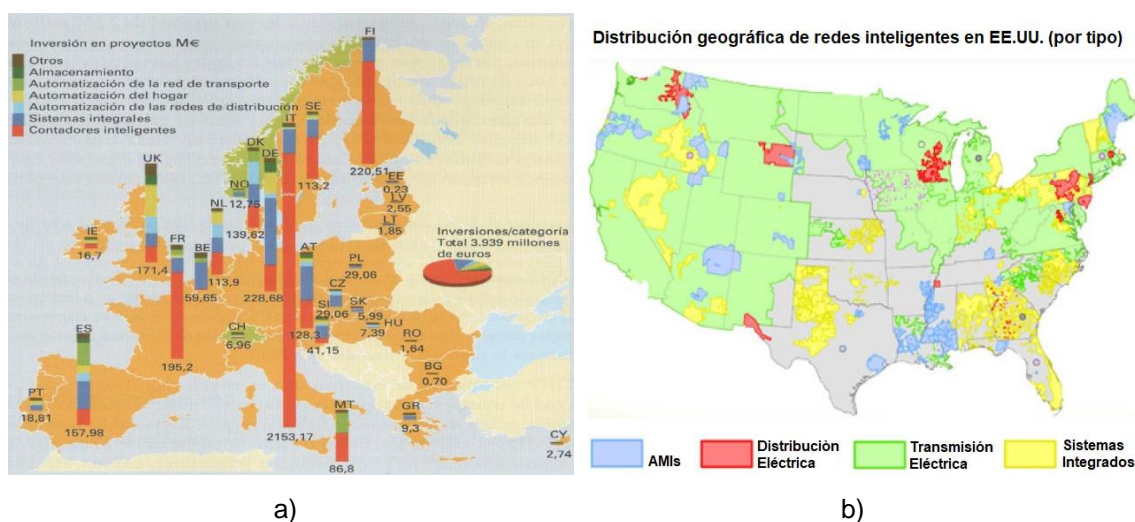


Figura A1.1 a) Inversión por tipo de red inteligente en Europa; b) Distribución geográfica por tipo de red en EE.UU. (adaptados de (Giordano y Bossart, 2012))

En el resto del mundo, (Brophy et al., 2009) reporta experiencias de implementación en Ontario (Canadá), Victoria (Australia), Nueva Delhi y Andhra Pradesh (India), Nueva Zelanda y Líbano.

En América Latina existen experiencias incipientes en Brasil, México, Colombia y Chile.

En Argentina, la evolución hacia las redes inteligentes se está introduciendo a través de muchos proyectos piloto independientes en varios puntos de su geografía, que se pueden resumir en (Guido y Carrizo, 2016), (Medina, 2014):

- Armstrong (Santa Fe): en esta pequeña ciudad de aproximadamente 15.000 habitantes se encuentra el primer proyecto piloto integral de redes inteligentes del país, que comenzó a fines de 2012. Apoyado por la Secretaría de Energía de la Nación, la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT) y el Banco Interamericano de Desarrollo (BID), el proyecto incluye un despliegue de 1.000 medidores inteligentes, la generación de 500 KW a partir de fuentes renovables (paneles fotovoltaicos y pequeños generadores eólicos) y los sistemas SCADA para la automatización y monitoreo de las subestaciones de media tensión. La implementación de los medidores inteligentes se dividió entre cuatro proveedores diferentes y combina esquemas de comunicación diferentes (redes celulares, RF y PLC)

- Salta: se realiza un despliegue de 1.800 medidores inteligentes en una zona de la ciudad con el apoyo financiero de la ANPCyT, y la colaboración de la Universidad Católica de Salta (UCASAL) y la Secretaría de Energía de la provincia.
- General San Martín (Mendoza): en esta ciudad de aproximadamente 50.000 habitantes, se han instalado 4.500 medidores inteligentes en el contexto de un proyecto financiado por la Universidad Tecnológica Nacional (UTN), ANPCyT y las empresas ICSA, Edeste S.A. y EMESA.
- Centenario (Neuquén): El distribuidor de energía eléctrica de la provincia, EPEN, ha instalado 5.240 medidores inteligentes en la ciudad, de aproximadamente 35.000 habitantes y proporcionará equipos fotovoltaicos a diferentes edificios y hogares en el área central, como un paso hacia un esquema de generación distribuida extendido. Aunque la implementación de medidores inteligentes comenzó en Centenario, continuará en las ciudades de San Martín de los Andes y Aluminé, hasta un total de 14.300 medidores inteligentes entre las tres ciudades.
- Trenque Lauquen (provincia de Buenos Aires): esta ciudad fue elegida por el grupo de trabajo compuesto por la Secretaría de Energía de la Nación, la Asociación de Empresas Distribuidoras de Argentina (ADEERA), el Instituto Nacional de Tecnología Industrial (INTI) y la Compañía Administradora del Mercado Mayorista Eléctrico (CAMMESA) para llevar a cabo un proyecto piloto de redes inteligentes. El objetivo es comparar diferentes tecnologías en el procesamiento de la información, las comunicaciones y la gestión de la demanda, así como varios tipos de fuentes de generación distribuidas de baja potencia: eólica, solar, etc.
- Buenos Aires (CABA y Gran Buenos Aires): la distribuidora EDESUR anunció que está implementando un proyecto piloto de 5.000 medidores inteligentes, como primer paso hacia un despliegue masivo que alcanzará a todos los usuarios en su área de cobertura (más de 2,5 millones). Este despliegue masivo es parte de un plan de inversión de cinco años que, cuando se complete, sería el plan de instalación más importante de toda América Latina.
- Cooperativas Eléctricas en la Provincia de Córdoba: según informes de diferentes fuentes, hay más de 30.000 medidores inteligentes instalados en pequeñas localidades de la Provincia de Córdoba, como Vicuña Mackenna, Las Varillas, Justiniano Posse, y Freyre. En todos estos casos, los medidores inteligentes se instalaron por primera vez en entornos rurales, con el objetivo de reducir los tiempos de lectura y los costos para estos clientes, y debido al éxito obtenido, la instalación continuó en el área central y los vecindarios circundantes.

En resumen, el escenario actual en Argentina es la existencia de muchos proyectos piloto de alcance limitado, sin una coordinación global entre ellos. Sin embargo, si bien existen numerosos factores que hacen que la implementación de AMIs sea objeto de una cuidadosa evaluación y planificación (por caso, el costo de un medidor con funcionalidades AMI es entre siete y ocho veces mayor que el de un medidor convencional), las tendencias actuales (como la promulgación de la ley 27.191, Régimen de Fomento a la Generación Distribuida de Energía Renovable Integrada a la Red Eléctrica Pública) impulsarán el desarrollo de las redes inteligentes y las infraestructuras avanzadas de medición.

## Anexo 2

### Contenidos en soporte electrónico

#### 1. Publicaciones.

- 1.1. Libro de Actas (versión electrónica) del *XX Workshop de Investigadores en Ciencias de la Computación*, 26 y 27 de abril de 2018 - Corrientes – Argentina, Facultad de Ciencias Exactas, Naturales y Agrimensura UNNE – Red de Universidades con Carreras de Informática (RedUNCI), con la presentación: “Sistemas de comunicación robustos para infraestructuras avanzadas de medición de energía implementadas sobre PLC (Power Line Communications)”, J. Veglia, D. La Red Martínez, R. Scappini.
- 1.2. “Simulación de un Canal PLC para AMI para Empresas Distribuidoras de Energía Eléctrica con Fines Didácticos y de Investigación”, J. Veglia, D. La Red Martínez, R. Scappini, aceptado para su publicación en el *International Journal of Information Systems and Software Engineering for Big Companies (IJISEBC)*, Vol 5, Num 2 (diciembre / 2018
- 1.3. “Desarrollo Y Simulación De Un Modelo De Transceptor Basado En Prime Para Simulación Sobre Canal PLC”, J. Veglia, D. La Red Martínez, R. Scappini, publicado en la *European Scientific Journal*, Septiembre 2018, edición Vol.14, No.27 ISSN: 1857 – 7881 (Print) e - ISSN 1857- 7431.

#### 2. Códigos fuente en Matlab y modelo de simulación en Simulink

Ficheros:

- *Inic\_Canal.m*
- *Vector\_Ruido\_Impulsivo.m*
- *RFI\_MakeDataClassA.m*
- *Run\_HARQ.m*
- *Ejec\_Sim.m*
- *TransceptorOFDM\_RS.mdl*