

Universidad de Málaga
Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación



TESIS DOCTORAL

Caracterización y Modelado de Redes Eléctricas Interiores
como Medio de Transmisión de Banda Ancha

Autor:

FRANCISCO JAVIER CAÑETE CORRIPIO

Directores:

LUIS DÍEZ DEL RÍO

JOSÉ TOMÁS ENTRAMBASAGUAS MUÑOZ



UNIVERSIDAD DE MÁLAGA

DEPARTAMENTO DE
INGENIERÍA DE COMUNICACIONES

E.T.S. INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN
Campus Universitario de Teatinos, E-29071 Málaga (SPAIN)
Tlf.: +34 952131440 - Fax: +34 952132027

Informe de los Directores

En la Tesis Doctoral de título Caracterización y Modelado de Redes Eléctricas Interiores como Medio de Transmisión de Banda Ancha realizada por Francisco Javier Cañete Corripio bajo nuestra dirección, se han propuesto aportaciones originales al estudio de este canal de transmisión, entre las que cabe destacar: métodos de medidas y análisis de sus características, así como de los aparatos que se conectan a estas redes; modelado del comportamiento del canal a partir de su estructura física y realización de un simulador basado en el modelo; análisis detallado de las variaciones periódicas de los parámetros del canal. Estas aportaciones han dado lugar a varias publicaciones nacionales e internacionales.

Por todo ello, consideramos que esta Tesis es apta para su presentación a trámite de lectura.

Málaga a _____ de _____ de _____

Fdo.: Dr. D. Luis Díez del Río

Fdo.: Dr. D. José Tomás Entrambasaguas Muñoz

UNIVERSIDAD DE MÁLAGA
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

Reunido el tribunal examinador en el día de la fecha, constituido por:

Presidente: Dr. D. _____

Secretario: Dr. D. _____

Vocales: Dr. D. _____

Dr. D. _____

Dr. D. _____

para juzgar la Tesis Doctoral titulada *Caracterización y Modelado de Redes Eléctricas Interiores como Medio de Transmisión de Banda Ancha* realizada por D. Francisco Javier Cañete Corripio y dirigida por Dr. D. Luis Díez del Río y Dr. D. José Tomás Entrambasaguas Muñoz, acordó por

_____ otorgar la calificación de _____ y para que conste, se extiende firmada por los componentes del tribunal la presente diligencia.

Málaga a ____ de _____ del ____

El presidente:

El secretario:

Fdo.: _____

Fdo.: _____

El vocal:

El vocal:

El vocal:

Fdo.: _____

Fdo.: _____

Fdo.: _____

*A mis padres
con cariño y admiración*

Agradecimientos

En el ámbito profesional, he de comenzar dando las gracias a los directores de esta tesis doctoral. Sin ellos este trabajo no existiría, al menos en la forma actual. A Luis Díez, por su ayuda, consejos y discusiones cargadas de lucidez e ingenio. A Tomás, por su soporte siempre impregnado de una asombrosa organización intelectual y criterio.

Igualmente debo agradecer a José Antonio Cortés el haberse convertido en un compañero ideal para este camino por el mundo de la investigación en el que nos hemos encontrado. También por haber arropado nuestro trabajo con su afición hacia el conocimiento en todas sus formas, científico, cultural o humanista.

Es necesario reconocer, asimismo, la colaboración prestada por José Luis Carmona en muchas tareas no siempre gratificantes.

Finalmente, me gustaría tener un recuerdo para todos los compañeros del departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Málaga que hacen que uno se sienta feliz de ir a trabajar. En especial, quiero mencionar por su cercanía y/o contribución a este trabajo a Matías, Miguel, Unai, Eduardo, José Paris, Jesús y M^aCarmen Aguayo. Su apoyo y amistad es un auténtico lujo, su compañía una no poco divertida e ilustrada forma de llenar los días.

En el ámbito personal, quiero darle las gracias a mis padres, por haberme servido como referencia con su comportamiento y por su devoción y sacrificio incansable, y a mis hermanos, por mostrarme su cariño continuamente.

En último lugar, va mi agradecimiento para Virginia por su generosidad, su comprensión, su alegría, sus ojos, que dan color a cada nueva mañana. Esa entrega sin límites no ha sido, y me temo que nunca será, suficientemente correspondida.

Esta tesis es en cierta medida de todos ellos por las horas que les robé.

Este trabajo ha sido subvencionado en parte por la Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología mediante el proyecto CICYT TIC2000-1110.

Índice general

Resumen	v
Abstract	vii
Lista de acrónimos	ix
Lista de símbolos	xiii
Introducción	1
1. La Red Eléctrica como Medio de Transmisión de Información	7
1.1. Introducción	7
1.2. El Medio de Transmisión	8
1.2.1. Estructura de las Redes Eléctricas	8
1.2.2. Propiedades del Cableado	9
1.2.3. Propiedades de los Dispositivos	10
1.2.4. Propiedades del Ruido	11
1.2.5. Interferencia Causada por la Transmisión	13
1.3. Estado de la Investigación sobre el Canal de Transmisión	13
1.4. Estado de la Tecnología de Sistemas de Transmisión sobre Red Eléctrica	15
2. Modelo Lineal Invariante de Canal	17
2.1. Introducción	17
2.2. Modelado Estructural del Canal	18
2.2.1. Elementos de la Red	18
2.3. Modelo General de Comportamiento	22
2.4. Modelado LTI de los Elementos del Canal	23
2.5. Análisis del Comportamiento del Canal	25
2.5.1. Cálculo de la Respuesta del Canal	25
2.5.2. Cálculo del Ruido Recibido	32
2.5.3. Modelo LTI de Canal	34
3. Medidas Asociadas al Modelo LTI	35
3.1. Introducción	35
3.1.1. Procedimiento de Medida	36
3.2. Medidas de Dispositivos	36

3.2.1.	Medidas de Impedancia	36
3.2.2.	Medidas de Ruido	40
3.3.	Medidas de Respuestas de Canal	42
3.4.	Medidas de Ruido Recibido	46
3.5.	Resumen de la parte relativa al Modelo LTI	48
4.	Modelo Lineal Cíclico de Canal	49
4.1.	Introducción	49
4.2.	Modelado de los Dispositivos	49
4.3.	Análisis del Comportamiento del Canal	53
4.3.1.	Modelado del Canal Variante	53
4.3.2.	Modelado del Ruido Cicloestacionario	56
4.3.3.	Modelo Cíclico de Canal	59
4-A.	ANEXO: Análisis del Carácter Cíclico de los Canales sobre Redes Eléctricas	61
4-A.1.	El Canal de Red Eléctrica como Sistema LPTV	61
4-A.2.	Simplificación Práctica: Modelo LPTV de Variación Lenta	66
4-A.3.	Aplicación al Modelo de Comportamiento de los Dispositivos	71
5.	Medidas Asociadas al Modelo Cíclico	73
5.1.	Introducción	73
5.2.	Discretización de un Sistema LPTV de Variación Lenta mediante Filtros LTI	74
5.3.	Medida de la Impedancia de Cargas Variantes	75
5.3.1.	Procedimiento de Medida	75
5.3.2.	Clasificación de los Dispositivos según su Impedancia Variante	75
5.3.3.	Medidas de Dispositivos con Impedancia Continua	76
5.3.4.	Medidas de Dispositivos con Impedancia Conmutada	81
5.4.	Medida del Ruido Cicloestacionario de Dispositivos	84
5.4.1.	Procedimiento de Medida	84
5.4.2.	Medidas de Dispositivos	85
5.5.	Medida de la Respuesta Global del Canal	90
5.5.1.	Procedimiento de Medida	90
5.5.2.	Medidas en una Vivienda Unifamiliar	92
5.5.3.	Medidas en un Apartamento	94
5.5.4.	Medidas en un Laboratorio Universitario	98
5.5.5.	Estudio Estadístico de la Variación Cíclica de la Respuesta	100
5.6.	Medida del Ruido Cicloestacionario Recibido	105
5.6.1.	Procedimiento de Medida	105
5.6.2.	Medidas en una Vivienda Unifamiliar	105
5.6.3.	Medidas en un Apartamento	106
5.6.4.	Medidas en un Laboratorio Universitario	109
5.6.5.	Estudio Estadístico de la Variación Cíclica del Ruido	111
5.7.	Resumen de la parte relativa al Modelo Cíclico	113

6. Realización del Modelo de Canal	115
6.1. Introducción	115
6.2. Esquema General del Simulador	116
6.3. Representación de las Señales	118
6.3.1. Escalas de Tiempo	118
6.3.2. Discretización del Tiempo y la Frecuencia	119
6.4. Descripción del Simulador Estructural	122
6.4.1. Datos de Entrada	122
6.4.2. Generación de Canales Aleatorios	126
6.5. Simulador del Modelo Lineal Invariante	130
6.5.1. Definición de los Elementos de la Estructura	131
6.5.2. Cálculo de Parámetros para el Sistema LTI	131
6.5.3. Validación del Modelo de Canal LTI	133
6.5.4. Resultados Ilustrativos del Simulador LTI	136
6.5.5. Simulador de Comportamiento de Canal LTI	144
6.6. Simulador del Modelo Lineal Cíclico	146
6.6.1. Definición de los Elementos de la Estructura	146
6.6.2. Cálculo de Parámetros para el Sistema Cíclico	147
6.6.3. Resultados Ilustrativos del Simulador Cíclico	150
6.6.4. Simulador de Comportamiento de Canal Cíclico	155
6.7. Incorporación del Ruido Impulsivo al Simulador	160
7. Conclusiones y Líneas de Continuación	163
7.1. Conclusiones Generales	163
7.2. Implicaciones en la Realización de Sistemas de Transmisión	166
7.3. Líneas de Continuación	168
A. Señales y Sistemas Cíclicos	171
A.1. Introducción	171
A.2. Señales Aleatorias Cicloestacionarias	172
A.3. Sistemas Lineales Variantes Periódicamente	182
B. Sistema de Medidas	193
B.1. Equipamiento	193
B.1.1. Circuito Acoplador	193
B.1.2. Circuito Aislador	198
B.1.3. Instrumentación Estándar	199
B.1.4. Medidas de Impedancia de Transmisor y Receptor	200
B.2. Sistema de Medida de Dispositivos	201
B.2.1. Medidas de Impedancia	201
B.2.2. Medidas de Ruido	202
B.2.3. Medida de Dispositivos Variantes	203
B.3. Sistema de Medida de Canales	205
B.4. Sistema de Medida de Ruido	206

C. Medida de Parámetros de Transmisión de Cables Eléctricos	209
C.1. Introducción	209
C.2. Medidas de los Cables	209
C.3. Estimación de los Parámetros	212
Referencias	215

Resumen

Las redes de distribución de energía eléctrica han sido utilizadas desde hace mucho tiempo por las compañías distribuidoras como medio de transmisión de datos a baja velocidad. Sin embargo, en la segunda mitad de los años 90 experimentó un notable impulso la investigación en sistemas de transmisión de banda ancha sobre redes eléctricas. Uno de los motivos fue la paulatina desaparición de los monopolios europeos de operadoras de telecomunicación, que fomentó la búsqueda de tecnologías para la parte de acceso a las redes de datos que compitieran con el bucle de abonado. De manera natural, también surgió entonces el interés por desarrollar sistemas de transmisión en interiores que sirvan como base para redes de datos de área local, tanto complementarias al acceso como autónomas.

En esta tesis se aborda esta última aplicación: la utilización de las redes eléctricas en el interior de viviendas y pequeñas oficinas como medio de transmisión digital de banda ancha. Para tal fin, se lleva a cabo una caracterización de sus propiedades mediante medidas y se discuten modelos de canal que describen adecuadamente el comportamiento observado.

Las líneas eléctricas son canales de transmisión con características fuertemente dependientes de la disposición de la red, con gran selectividad en frecuencia y cambiantes con el tiempo, pero, a pesar de ello, constituyen una buena alternativa a las redes inalámbricas y a otras cableadas. Sus principales ventajas son, en un caso, que no sufren de una saturación y regulación tan restrictiva del espectro radioeléctrico disponible y, en el otro, que no requieren desplegar cableado nuevo.

En este trabajo se presentan medidas realizadas sobre redes reales en distintas localizaciones: laboratorios, entornos de oficinas y viviendas. En las medidas se evalúan parámetros de las redes eléctricas vistas como un sistema de transmisión completo y del comportamiento de muchos de los aparatos que se conectan a ellas. En las primeras se analiza la respuesta de los canales, las características estadísticas del ruido presente y la variación temporal de ambas. Mientras que de los aparatos se estudia la impedancia de carga que presentan hacia la red, el ruido que emiten y la dependencia de estos parámetros con la tensión de red.

Por otra parte, se propone un modelo para representar las propiedades de estas redes como canales de comunicación. Con el propósito de reflejar la naturaleza física del problema, se ha modelado la estructura del canal, que contempla aspectos como: la topología de la red eléctrica, los tipos de cable usados, las cargas conectadas a ellos y la ubicación del transmisor y el receptor. A partir de las características de esos elementos se deduce un modelo matemático para el comportamiento externo del canal. Con este modelado no se pretenden describir fielmente las propiedades de una determinada red real, pues son muy diversas, sino representar

configuraciones de redes eléctricas esperables en la práctica.

El modelo de comportamiento del canal que resulta está compuesto por un sistema lineal periódicamente variante en el tiempo (LPTV) y ruido aditivo con una componente cicloestacionaria y otra de tipo impulsivo. Las variaciones periódicas de la respuesta del canal y de los parámetros estadísticos del ruido están sincronizadas con el ciclo de 50Hz de la tensión de red. La causa de la variación es el funcionamiento de los dispositivos conectados, pues muchos de ellos exhiben cambios de sus propiedades en alta frecuencia según el valor instantáneo de la tensión de red.

Este modelo de canal admite dos simplificaciones (manteniendo al margen el modelo de ruido impulsivo). La primera se ha denominado aproximación LPTV de variación lenta y permite descomponer la periodicidad como una sucesión de estados del canal, cada uno de los cuáles es representable como un sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI) con ruido estacionario. Estos estados se repiten de forma periódica y sincronizada con el ciclo de red. La segunda se ha denominado aproximación de canal LTI y consiste en un sistema LTI más ruido estacionario. En este caso, la respuesta del canal equivale a un promedio temporal de la respuesta LPTV y el ruido estacionario presenta una densidad espectral de potencia que es igual a la del ruido cicloestacionario.

Además de las variaciones a corto plazo, el modelado realizado también contempla que los dispositivos eléctricos van siendo encendidos y apagados a lo largo del tiempo y en cada estado de conexión sus propiedades de alta frecuencia cambian. De esta forma, se puede evaluar la evolución dinámica del canal a largo plazo.

Finalmente, se ha construido un simulador de canal que genera los parámetros de comportamiento a partir de datos sobre los elementos físicos que componen una red eléctrica. El simulador tiene dos modos de funcionamiento, de acuerdo con las dos aproximaciones de modelo de canal propuestas, y su validez se ha comprobado con medidas en escenarios reales. Los resultados del simulador permiten estudiar las prestaciones esperables en este tipo de canales y sus variaciones a lo largo del tiempo. Además, es una herramienta útil para probar técnicas de transmisión y recepción que saquen partido a las posibilidades del medio.

Abstract

Utility companies have been using power lines as a transmission medium for low data rates since long time ago. However, it was at the end of nineties, when researching activities in broadband power line communication systems come into focus. To a great extent, it was motivated by the fallen of the PTT monopolies in Europe, which promoted the search for new access networks technologies able to compete with subscriber lines. In a natural way, a remarkable concern also arouse in developing transmission systems to support indoors local area networks, either to complement the access service or as autonomous ones.

This thesis deals with the last application: the use of low voltage distribution lines inside homes and small offices as a transmission medium for high bit-rate communications. To this end, the medium properties have been characterised by means of measurements and channel models according to the observed behaviour have been discussed.

Power lines are channels whose characteristics strongly depend on the wiring layout, with an important frequency selectivity and time variations, but regardless, they still constitute a good alternative to wireless networks and other wired ones. Its main advantages are that they do not have to face severe saturation and regulatory spectrum restrictions, on one side, and that they do not require the deployment of new wires, on the other side.

In this work, results of measurements performed in different locations, laboratories, offices and homes, are presented. Measurements include parameters of low voltage network as a whole system and characteristics of appliances that are typically connected to the mains. In the firsts, channel frequency response, statistical properties of existing noise and their time-variation, are analysed. Regarding the electrical devices, impedance towards mains and generated noise, including their dependence on mains voltage, is studied.

Besides, a model to represent the properties of these networks as a communication channel is proposed. In order to reflect the physical nature of the problem, the channel structure has been modelled reflecting aspects like: power grid layout, kind of wires installed, devices connected to them and points where transmitter and receiver are placed. From these elements characteristics, a mathematical model for the channel external behaviour is derived. In this modelling procedure it is not intended to precisely describe the features of a certain actual network, because they are quite diverse, but to represent expected configurations of power lines.

The resultant model for the channel behaviour is formed by a linear periodically time-varying (LPTV) system and additive noise with a cyclostationary component and another impulsive one.

Periodical variations of both channel response and noise statistical parameters are synchronous with the 50Hz cycle of mains signal. This variations are caused by the working principle of electrical devices, since high frequency properties in many of them are strongly influenced by the instantaneous amplitude of mains voltage.

This channel model admits two different simpler descriptions (keeping aside impulsive noise model). The first one has been named slow variation LPTV approach and is based in a decomposition of the periodical variation as a series of channel states, each represented by a linear time-invariant (LTI) system with stationary noise. These states are replied periodically and synchronously with the mains cycle. The second, called LTI channel approach, consists in a LTI system with stationary noise. In this case, the channel response corresponds to a time average of the LPTV response and the stationary noise has a power spectral density equals to the one of the cyclostationary noise component.

In addition to the short-term variations, the modelling procedure also contemplates the fact that electrical appliances are turned on and off along time and, from one connection status to another, their high frequency properties changes. Hence, the long-term dynamic evolution of the channel can also be evaluated.

Finally, a channel simulator have been constructed, which generates channel behaviour parameters from data of power network elements. The simulator have two operation modes, for the two proposed channel model approaches, and its validity has been tested with measurements in actual networks. Simulator results can be used to study the expected performance of these channels and their variations in time. Moreover, it is a helpful tool to assess transmission and reception techniques that make profit from the medium possibilities.

Lista de Acrónimos

ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
ARMA	<i>AutoRegressive Moving Average</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
CE	CicloEstacionario/a
CEBus	<i>Consumer Electronic Bus</i>
CSMA/CA	<i>Carrier-Sense Multiple Access / Collision Avoidance</i>
DBP	Dispositivo Bajo Prueba
DEP	Densidad Espectral de Potencia
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DM	retardo medio
DMT	<i>Discrete MultiTone</i>
DS	dispersión del retardo (<i>Delay Spread</i>)
DS2	<i>Design of Systems on Silicon</i>
DSO	<i>Digital Storage Oscilloscope</i>
EHS	<i>European Home System</i>
EIA	<i>Electronic Industries Alliance</i>
EMC	<i>ElectroMagnetic Compatibility</i>

FEQ	<i>Frequency Equalizer</i>
FFT	<i>Fast discrete Fourier Transform</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
HDSL	<i>High bit-rate Digital Subscriber Line</i>
ICI	<i>InterCarrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete-time Fourier Transform</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
ISI	<i>InterSymbol Interference</i>
ISPLC	<i>International Symposium on Power-Line Communications and its applications</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
LPTV	<i>Linear Periodically Time-Varying</i>
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i>
LTV	<i>Linear Time-Varying</i>
MA	<i>Moving Average</i>
MENH	Máxima Excursión Normalizada de la respuesta en frecuencia
MER	Máxima Excursión de la DEP instantánea de Ruido
MSK	<i>Minimum Shift Keying</i>
MVNH	Máxima Variación Normalizada de la respuesta en frecuencia
MVR	Máxima Variación de la DEP instantánea de Ruido
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OOK	<i>On/Off Keying</i>

PCI	<i>Peripheral Component Interconnect</i>
PLC	<i>Power Line Communications</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
SF	Serie/s de Fourier
SNL	Sistema No Lineal
TAD	Tarjeta de Adquisición de Datos
TEM	Transversales Eléctricos y Magnéticos
TEP	Tiempo Entre Pulsos
TF	Transformación de Fourier
WAN	<i>Wide Area Network</i>

Lista de Símbolos

A, B, C, D	parámetros para caracterizar un bipuerto como una matriz
B_c	ancho de banda de coherencia
C	capacidad incremental por unidad de longitud de una línea de transmisión
C	número de ciclos de red capturados en una medida
D	duración de la respuesta al impulso de un sistema
f	variable que representa frecuencia continua
f_s	frecuencia de muestreo
f_{max}	máxima frecuencia de la banda de interés
$f_X(x)$	función densidad de probabilidad de una variable aleatoria X
G	conductancia incremental por unidad de longitud de una línea de transmisión
$h(t)$	respuesta al impulso de un sistema LTI en tiempo continuo
$h(t, u)$	respuesta al impulso de un sistema LPTV en tiempo continuo
$h^\alpha(u)$	respuesta al impulso cíclica, coeficiente de orden α de la SF de $h(t, u)$
$h(n)$	respuesta al impulso de un sistema LTI en tiempo discreto
$h(n, m)$	respuesta al impulso de un sistema LPTV en tiempo discreto
$h_\ell(n)$	respuesta al impulso del equivalente LTI de un sistema LPTV de variación lenta en tiempo discreto
$H(f)$	respuesta en frecuencia de un sistema LTI en tiempo continuo

$H(k)$	respuesta en frecuencia de un sistema LTI en tiempo discreto
$H(t, f)$	respuesta en frecuencia de un sistema LPTV en tiempo continuo
$H^\alpha(f)$	respuesta en frecuencia cíclica, coeficiente de orden α de la SF de $H(t, f)$
$H_\ell(k)$	respuesta en frecuencia del equivalente LTI de un sistema LPTV de variación lenta en frecuencia discreta
k	variable que representa índice de frecuencia discreta
K	factor de forma de una línea bifilar
ℓ, p, q	variables que representan índices de tiempo discreto de intervalos de invarianza
L	inductancia incremental por unidad de longitud de una línea de transmisión
L	número de intervalos de invarianza en un ciclo de red
$m_x, E[X]$	valor esperado medio o media estadística de X
M	número de períodos de muestreo en un intervalo de invarianza
n, m	variables que representan índices de tiempo discreto de períodos de muestreo
N	número de muestras en frecuencia dentro del ancho de banda de interés
R	resistencia incremental por unidad de longitud de una línea de transmisión
$R_X(u), R_X(t, t + u)$	autocorrelación de $X(t)$
$R_X^\alpha(u)$	autocorrelación cíclica, coeficiente de orden α de la SF de $R_X(t, t + u)$
$S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$	parámetros para caracterizar un bipuerto como una matriz
$S_X(f)$	densidad espectral de potencia en tiempo continuo de la señal estacionaria $X(t)$
$S_X(t, f)$	densidad espectral de potencia instantánea en tiempo continuo de la señal cicloestacionaria $X(t)$
$S_X^\alpha(f)$	espectro cíclico, coeficiente de orden α de la SF de $S_X(t, f)$
$S_X(k)$	densidad espectral de potencia en tiempo discreto de la señal estacionaria $X(t)$
$S_X(\ell, k)$	densidad espectral de potencia instantánea en tiempo discreto de la señal cicloestacionaria $X(t)$

t, u, τ	variables que representan tiempo continuo
t_0	retardo inicial de la respuesta al impulso
T_ℓ	intervalo de invarianza
T_s	período de muestreo
T_0	período de ciclo de red
$x_\sigma(t)$	señal de corta duración en un entorno $t \approx \sigma$
$Z(t, f)$	impedancia variante periódicamente en tiempo continuo
$Z(\ell, k)$	impedancia variante periódicamente en tiempo discreto
Z_0	impedancia característica de una línea de transmisión
$\alpha, \beta, \gamma, \delta$	índices que representan órdenes de coeficientes de desarrollos en Serie de Fourier
γ	constante de propagación de una línea de transmisión
δ	profundidad de penetración de un medio
$\delta(t)$	función impulso de Dirac
Δf	resolución espectral
ϵ	permitividad de un medio
λ	índice discreto de expansión de intervalo de invarianza a período de muestreo
λ_{on}	tasa media de transiciones de estado <i>on</i> a <i>off</i>
μ	permeabilidad magnética de un medio
μ_{on}	tiempo medio de permanencia en el estado <i>on</i>
σ	conductividad de un medio
σ	instante de tiempo continuo en torno al cual se ubica una señal de corta duración
σ_x	desviación típica de X
τ_g	retardo de grupo de un sistema

$\langle X(t) \rangle$	promedio temporal de $X(t)$
$T[x(t)]$	transformación sobre la señal $x(t)$
$ H(f) $	amplitud de la respuesta en frecuencia de un sistema
$\angle H(f)$	fase de la respuesta en frecuencia de un sistema
\vec{Z}_0	vector de valores de Z_0 para un conjunto discreto de frecuencias
\hat{x}	estimación del valor de x
$[x]$	parte entera de x
\odot	operación de convolución en el dominio de los coeficientes cíclicos

Introducción

El propósito de esta introducción es justificar la utilidad de la investigación desarrollada en esta tesis, presentar los objetivos marcados y explicar la organización del documento.

En los últimos años se vienen realizando importantes investigaciones en el ámbito de la transmisión de información a través de la red eléctrica, en un intento de mejorar sistemas ya existentes restringidos a transmisiones de baja velocidad. Existen dos aplicaciones principales para la red eléctrica como sistema de comunicaciones. La primera aplicación [Dostert01], supone integrarla como la parte de acceso de redes de telecomunicación de área extensa (WAN, *Wide Area Network*), constituyendo lo que se ha dado en llamar *la última milla*. Esta tecnología supone una gran oportunidad de dar servicios como Internet, televisión por cable o telefonía, para las operadoras surgidas tras la caída de los monopolios de las telecomunicaciones en Europa a mediados de los años 90. La segunda aplicación es servir como red de área local (LAN, *Local Area Network*) dentro de los edificios, tanto en domicilios como en pequeñas oficinas (el llamado entorno SOHO, *Small Office Home Office*). Otros entornos interiores suelen tener ya cableado para redes de datos y, si no es así, posiblemente es más rentable desplegarlo que instalar un sistema de transmisión por red eléctrica.

Este trabajo está enfocado a la última de las alternativas mencionadas, donde la utilización de las líneas de distribución de electricidad presenta la valiosa ventaja, respecto a otros sistemas cableados, de que ya está instalada en cualquier sitio en el que uno desee usar un terminal de comunicaciones. Aunque a primera vista la utilidad comercial de estas redes en las viviendas pueda parecer cuestionable, existe una clara tendencia al uso masivo de ordenadores y otros terminales de datos en tareas domésticas (servicios ofrecidos por Internet, teletrabajo, domótica, etc.), que lleva consigo la necesidad de su interconexión para compartir recursos (periféricos y acceso a Internet) e información multimedia (archivos de vídeo, audio, juegos en red, etc.).

Para dar este servicio existen otras tecnologías en competencia [Dutta99], como las redes inalámbricas via radio o por infrarrojos. El éxito final de una u otra dependerá en buena medida de razones de índole comercial más que técnica. No obstante, se pueden indicar algunas ventajas tecnológicas de las redes eléctricas frente a ellas. La radio se enfrenta a un espectro radioeléctrico bastante saturado, de estricta regulación y con acusados problemas de interferencia entre sistemas. Incluso, últimamente, la necesidad de subir el rango de frecuencias ha hecho crecer entre la opinión pública una cierta inquietud acerca de sus efectos sobre la salud (posiblemente infundados). A su vez las comunicaciones en interiores por infrarrojos no terminan de ganar cuota de mercado, quizá debido a la dificultad de mantener buena fiabilidad en los

sistemas dirigidos, por el ensombrecimiento de la línea de visión directa, o las fuertes pérdidas existentes en los difusos. Por otra parte, la estanqueidad que proporcionan entre salas, que es beneficiosa de cara a minimizar las interferencias entre usuarios próximos, hace que requieran una red alternativa, normalmente cableada, para interconectarlas.

Considerando la necesidad de ancho de banda que demandan las aplicaciones multimedia actuales es preciso situar las señales en el rango de los megahercios, incluso aunque se empleen técnicas de modulación con alta eficiencia espectral. Esto exige que se regulen amplias bandas de frecuencia para los sistemas de transmisión sobre redes eléctricas, algo que parece inminente si, tal como se observa, la tecnología y el mercado lo demandan.

Las redes eléctricas no fueron concebidas para soportar la comunicación de información sino para suministrar energía, que supone el transporte de corriente de alta potencia y muy baja frecuencia, precisamente lo opuesto a las señales de comunicaciones. Por esta razón, las características del medio, pese a las cortas distancias involucradas y la calidad habitual del cableado metálico instalado, son ciertamente adversas. El canal es variante en el tiempo, selectivo en frecuencia y exhibe marcadas diferencias entre distintas ubicaciones, según la topología de la red (normalmente desconocida), el tipo de cables instalados y los dispositivos que tenga conectados (de naturaleza bastante heterogénea). Incluso en una instalación interior específica, las condiciones para la transmisión cambian sobremanera dependiendo del camino seleccionado, es decir, de los enchufes donde se acoplen el transmisor y el receptor del enlace. La influencia de estos factores sobre la respuesta en frecuencia del canal y sobre el ruido que aparece en el receptor están siendo aún objeto de estudio [Philipps98, Zimmer02].

En los canales sobre redes eléctricas interiores, el enlace se establece comúnmente conectando los equipos transmisor y receptor a la red entre una de sus fases y el neutro. Ambos pueden estar situados sobre la misma fase, que es lo habitual en edificios de apartamentos que reciben sólo una de las tres fases, o sobre dos fases distintas, lo que en general incrementa las pérdidas. Sin embargo, en cualquier circunstancia, la atenuación suele ser muy alta aún siendo pequeña la longitud del enlace, debido a la fuerte capilaridad de la red y a la ausencia de adaptación de impedancia en las distintas interconexiones. Esto causa mucha dispersión de la energía conducida y también múltiples ecos por reflexión de la señal transmitida, que dan lugar a un fenómeno de propagación multicamino.

Para realizar sistemas eficientes que saquen provecho de este uso no tradicional de las redes eléctricas, se requieren adecuados modelos de canal que todavía no han sido estandarizados. Las múltiples fuentes de perturbación y de distorsión de la señal que aparecen en este medio han llevado a la definición de algunos modelos de comportamiento paramétricos, ajustados a partir de campañas intensivas de medidas [Philipps99, Zimmer02b]. En esta investigación, sin embargo, se ha adoptado otra alternativa tratando de aprovechar el conocimiento de las características físicas de las redes.

La actualidad de la tesis que se presenta viene realizada por la reciente puesta en el mercado de módems de alta velocidad, fabricados por empresas españolas como DS2 (*Design of Systems on Silicon*) y Telvent, la creación de estándares para sistemas de transmisión como el estadounidense Homeplug [Lee03] y la aparición de números dedicados al tema en revistas internacionales

de indudable relevancia [ComMag03, ComMag03b, JCS03, JSAC06].

El **propósito fundamental** de esta tesis es estudiar la viabilidad del uso de las instalaciones eléctricas interiores para transmitir datos a alta velocidad que sirvan para realizar LANs en viviendas y pequeñas oficinas sin necesidad de instalar nuevo cableado. Para ello se modelará su comportamiento como canal o sistema procesador de señales de comunicaciones.

Este propósito se puede concretar en los siguientes **objetivos**:

1. **Caracterización del medio.** Es necesario disponer de una serie de medidas sobre escenarios reales en diferentes localizaciones. Se desean explorar sus características como medio de transmisión de banda ancha, ya que la literatura existente al respecto no es satisfactoria, por no abordar todas las propiedades del canal en alta frecuencia.

Las instalaciones eléctricas están compuestas básicamente por: cableado, dispositivos de seguridad y distribución (contadores, interruptores automáticos y diferenciales, limitadores de potencia, etc.) y aparatos eléctricos conectados. Las medidas se han extendido al comportamiento de todos estos elementos por separado y en conjunto: respuesta de la estructura del cableado, características de dispositivos típicos y del ruido. Igualmente se ha evaluado la dinámica de variación de tales parámetros.

Para lograr este objetivo se han diseñado al efecto métodos de medida que permiten la obtención y procesado de datos, bien en tiempo real o en tiempo diferido, sobre este tipo de redes.

2. **Modelado del canal.** Se ha desarrollado un modelo para representar la estructura física de las redes eléctricas reales, del que se pueda derivar un modelo de comportamiento del sistema. Esta estrategia permite generar comportamientos esperables de canal en función de los parámetros de los elementos de la estructura, que pueden ser estimados de manera más sencilla.

Se han propuesto dos enfoques alternativos para modelar el comportamiento del canal. El primero, constituye la aproximación más común y consiste en ver la red como un sistema lineal e invariante en el tiempo que presenta un ruido aditivo con componentes estacionarias e impulsivas. El segundo, contiene un sistema lineal pero variante en el tiempo periódicamente y un ruido cuyos parámetros estadísticos también son periódicos. El modelo en este caso se puede entender como el resultado de la observación más detallada del problema y se traduce en una aproximación más ajustada a la realidad. En la adopción de un modelo u otro es determinante la forma de representar el comportamiento de los dispositivos, en una doble faceta: como cargas y como generadores de ruido.

La caracterización del medio se ha llevado a cabo teniendo en cuenta ambos modelos y, por lo tanto, éstos representan comportamientos medidos. De manera que los objetivos 1 y 2 están relacionados entre sí, es decir, las medidas constituyen un fin en sí mismas, pues permiten conocer el canal, pero también son un instrumento para confrontar los modelos.

3. **Simulación del canal.** Tomando como referencia los modelos de canal propuestos se ha realizado un simulador de canal. En él, se ha contemplado el modelo físico de la estructura

de las redes eléctricas con datos extraídos de planos de ubicación y medidas de cableado y dispositivos y, a partir de ellos, se ha construido un procedimiento de obtención de la respuesta del sistema y del ruido recibido. Los resultados generados por el simulador de canal han sido validados con medidas reales para una red particular, lo que ha permitido extrapolar su utilidad para representar otras redes.

El cumplimiento de estos objetivos está orientado a satisfacer dos necesidades técnicas. De una parte, abordar la investigación de la capacidad de transmisión de información de estos nuevos canales de comunicación. Dada la amplia diversidad de localizaciones, topologías de red y dispositivos, ese análisis debe orientarse hacia la consecución de valores estadísticos que representen configuraciones esperables de redes eléctricas interiores.

De otra parte, también los modelos y el simulador de canal servirán para probar técnicas de transmisión digital diseñadas para intentar alcanzar la capacidad del canal.

Para terminar esta introducción, se presenta la **organización** de la tesis, que se muestra gráficamente en la fig.1.

El primer capítulo sirve de introducción al estudio de las redes eléctricas usadas como medio de comunicación, describiendo sus características más generales y presentando la situación actual de la tecnología en este campo.

El segundo y tercer capítulo, por una parte, y el cuarto y quinto, por otra, conforman unidades temáticas y están especialmente vinculados entre sí. El capítulo dos comienza presentando un modelo de estructura física adecuado para las redes eléctricas, describiendo los diversos elementos (cables, dispositivos, etc.) que las componen. En función de las características atribuidas a estos elementos caben dos modelos de comportamiento del sistema: el modelo de canal lineal e invariante y el modelo de canal cíclico, que se proponen respectivamente, en este capítulo dos y en el cuatro. En los capítulos tres y cinco, se incluyen resultados de medidas para investigar el comportamiento de canales reales y de dispositivos típicos y que han sido realizadas con procedimientos adaptados a cada modelo.

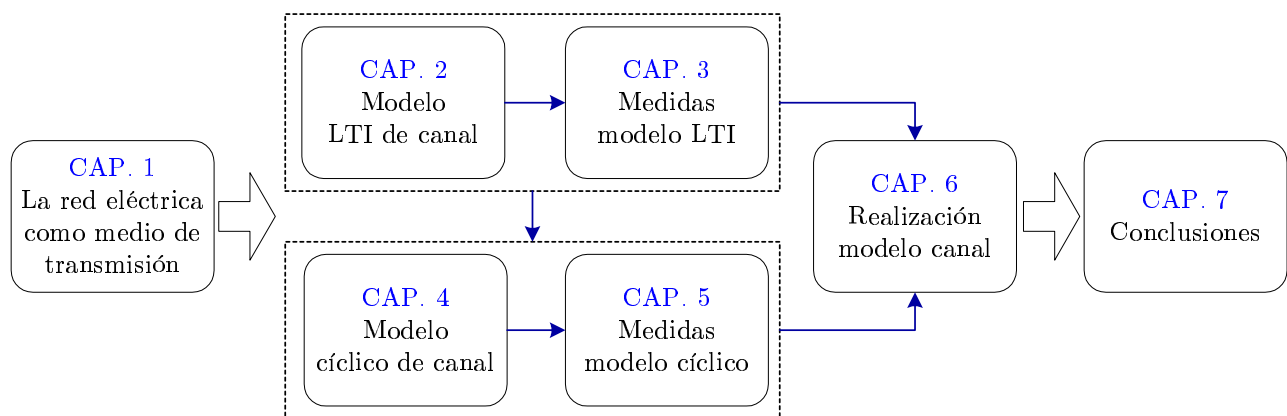


Figura 1: Organización de la Tesis

En el sexto capítulo, se describe un simulador de canal diseñado según el modelado previo. Se explica la realización de las dos variantes posibles para el comportamiento del canal y se discuten algunos resultados ilustrativos del simulador.

Finalmente, en el último capítulo se exponen las conclusiones finales y se proponen algunas líneas de continuación. En esta parte se evalúan las posibilidades de los canales sobre red eléctrica y se valoran algunos esquemas de transmisión y recepción que se adaptan a su naturaleza.

Con el ánimo de agilizar la lectura del documento se han incluido varios apéndices y anexos a los capítulos principales, con aspectos que enriquecen la investigación pero a los que se les otorga autonomía de la discusión central. Los hay de carácter procedimental o experimental, como los apéndices B y C, y de índole más teórica, como el apéndice A y el anexo 4-A. Después de todo, *no hay mejor práctica que una buena teoría* como dijo James Clerck Maxwell.

Capítulo 1

La Red Eléctrica como Medio de Transmisión de Información

1.1. Introducción

En nuestros días, el interés por el estudio de las redes de distribución de energía eléctrica como canal de comunicación está creciendo a un ritmo considerable. El motivo más inmediato reside en la ventaja económica que supone la ubicuidad de estas redes, ya instaladas en todo el mundo desarrollado. A pesar de lo que pudiera pensarse en un primer momento, los orígenes de la utilización de la red eléctrica como soporte de transmisión de información se remontan al inicio del siglo XX. Además, se han empleado desde el principio mayoritariamente sistemas de transmisión digital. En calidad de sistema pionero se puede mencionar el descrito en una patente de César René Loubery presentada ante el *Kaiserlichen Patenamts*, en Berlín el 15 de marzo de 1901, y titulada: *Einrichtung zur elektrischen Zeichengebung an die Teilnehmer eines Starkstromnetzes (Patent Nr. 118717)* (que se podría traducir como 'dispositivo de señalización para los abonados de redes de distribución de energía eléctrica') [Rundste-]. Consistía en un sistema de los llamados de *ripple-control*, cuyo fin es la transmisión de datos a baja velocidad (menos de 100b/s) mediante el envío de tonos multifrecuencia, en el rango de audio, superpuestos a la señal de 50Hz. La información a enviar son comandos simples para la gestión de la carga de la red eléctrica y para tarificación. Hoy día todavía siguen usándose versiones más evolucionadas de este tipo de sistemas [Dostert01].

No obstante, el uso de las líneas eléctricas internas de los edificios como potencial medio de transmisión ha sido tradicionalmente desestimado por considerarse ruidoso y de características impredecibles. A pesar de esas adversidades, nada induce a pensar que las comunicaciones por la red eléctrica en entorno residencial tengan mayor complejidad que otros sistemas que a priori se suponían problemáticos y han sido implantados finalmente, como por ejemplo la gestión de los canales para telefonía móvil en entornos urbanos.

Los últimos avances en sistemas de comunicaciones y especialmente el desarrollo de técnicas de transmisión cada vez más sofisticadas y de mejores prestaciones, han hecho retomar el estudio de

estos canales. Parece evidente, en cualquier caso, que el empleo de los esquemas de transmisión tradicionales exige una cierta adaptación a este nuevo medio. Además, la amplitud del mercado potencial hace creer que soluciones que en principio puedan resultar complicadas y costosas, acaben siendo viables al aplicar economías de escala.

La estructura de este capítulo comprende tres partes: la primera está dedicada a presentar las propiedades generales del medio de transmisión, la segunda es una revisión de la literatura científica que hay en este campo y la tercera es un breve recorrido por el estado actual de la tecnología.

1.2. El Medio de Transmisión

Hasta finales de los años 90 no se había avanzado demasiado en el uso de la red eléctrica como canal de transmisión de datos de alta velocidad, fundamentalmente por el desconocimiento de las prestaciones del medio en alta frecuencia ¹. Cuando se comienza a abordar el problema en mayor profundidad [Dostert97, Sutter98], se constata la dificultad que entraña la caracterización de este canal, por aspectos como:

- La intrincada topología de la red, muy ramificada, con líneas no terminadas o con cargas desadaptadas. A veces es incluso desconocida pues no suele haber planos del trazado y éste suele sufrir múltiples manipulaciones tras su instalación.
- Dispositivos que presentan una carga heterogénea y variable en el tiempo, según se sucede la conexión y desconexión de los aparatos eléctricos.
- Perturbaciones de la señal importantes y de origen muy diverso.

En esta sección se pretende dar una panorámica general de las características del medio físico y su utilización para transmitir información.

1.2.1. Estructura de las Redes Eléctricas

Las redes de distribución de energía eléctrica presentan características bastante diferentes en distintas zonas del mundo. Estas diferencias son el resultado de la evolución de sistemas de distribución que nacieron a finales del siglo XIX y principios del XX, por ejemplo, el de Westinghouse en Estados Unidos y el de AEG en Alemania, que después han sido exportados al resto de países.

En cualquier caso, la parte de baja tensión suele estar constituida por tramos de cable con estructuras de tres o cuatro conductores de cobre recubiertos de material aislante (un hilo de

¹El término *alta frecuencia* va a ser utilizado en este trabajo para designar la banda aproximadamente entre 1 y 30MHz, que suelen denominarse como *frecuencias medias*. Se trata de hacer una contraposición a las frecuencias del rango de kHz o más aún los 50Hz de la red.

fase, uno neutro y uno de protección o tierra, o tres hilos para cada una de las tres fases más el de protección). A modo de resumen, se puede señalar que en América del Norte es habitual encontrarse con un sistema trifásico que en baja tensión es distribuido en grupos de dos fases a una frecuencia de 60Hz, con 110V de tensión entre cada fase y el neutro. Las cargas suelen conectarse a una sola fase, aunque ciertas cargas de gran consumo se conectan directamente entre las dos fases (con una caída de tensión de 220V). En Japón, también se reparten dos fases, entre las cuales hay 200V (las cargas suelen conectarse a una de ellas, por tanto, a 100V), y con una frecuencia de 50 o 60Hz dependiendo de la región del país [Hooijen98].

En la región europea, el sistema trifásico a 50Hz es el más extendido en las líneas de alta y media tensión y en algunos tramos de la red de baja tensión. Entre cada una de las tres fases hay unos 400V y un desfase relativo de 120° (las cargas, conectadas entre una de ellas y el neutro, soportan 230V). Los 230V son el resultado de una homogeneización de los valores nominales que existían anteriormente: 220V en la parte continental y 240V en el Reino Unido. Lo habitual es que a las viviendas dispuestas en edificios les llegue sólo una de las fases, que son repartidas de forma más o menos homogénea desde el transformador de distribución (de media a baja tensión), que suele dar servicio a unos 400 usuarios en las ciudades. Sin embargo, las viviendas unifamiliares suelen recibir las tres fases, que se reparten entre los distintos puntos de la instalación interior y entre las cuales solo se enchufan directamente dispositivos de carga elevada (equipos de aire acondicionado, de mantenimiento de piscinas, etc.). En estos casos, los transformadores de distribución suministran energía a un menor número de viviendas (algunas decenas a lo sumo).

En España, las denominadas instalaciones eléctricas interiores (según [MOPU88]) abarcan desde la acometida propia de cada usuario a las tomas de electricidad y comprenden el contador, la caja de distribución, con los interruptores automáticos y diferenciales, y los distintos circuitos eléctricos. De éstos últimos, en los apartamentos suele haber al menos cuatro, mientras que en viviendas unifamiliares se instalan un mayor número, en función de su superficie. Un circuito eléctrico es una serie de tramos de tres cables unifilares insertados en un tubo corrugado y con múltiples derivaciones que acaban en los enchufes y tomas de alumbrado.

En la fig.1.1 se refleja el aspecto típico de una red doméstica con la habitual topología en forma de árbol.

1.2.2. Propiedades del Cableado

Muchos de los inconvenientes para transmitir por este medio están derivados de que se trata de redes no diseñadas en principio para la transmisión de señales de comunicación de alta frecuencia. La necesidad de ancho de banda de transmisión, si se desean transmitir regímenes binarios del orden de Mb/s, hace preciso situar las señales en la banda de frecuencias medias. El límite marcado en las regulaciones internacionales para las emisiones electromagnéticas conducidas está en los 30MHz [CEN94] y con esas frecuencias de funcionamiento es necesario considerar los fenómenos de propagación de ondas. A las frecuencias de 3 a 30MHz les corresponde una longitud de onda λ entre 100 y 10m, respectivamente, y los efectos de propagación se consi-

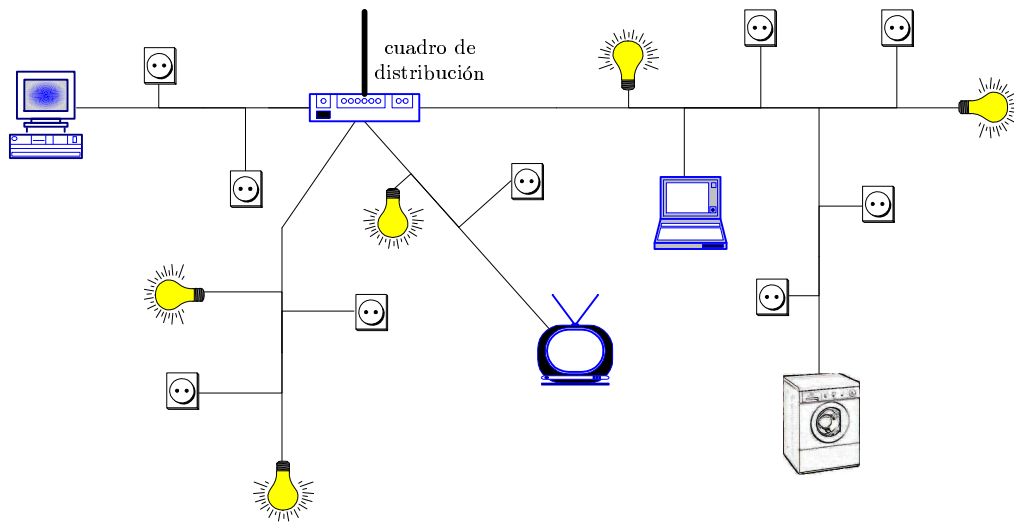


Figura 1.1: Dibujo de la configuración de una red eléctrica simplificada

deran apreciables si la distancia excede $\lambda/8$, que es fácilmente superable en estos sistemas. Al mismo tiempo, la naturaleza arborescente de la red eléctrica residencial, con tramos de línea sin terminación (en circuito abierto) o con cargas no necesariamente adaptadas a la impedancia de la línea, provoca múltiples reflexiones de la señal dando lugar a desvanecimientos por interferencia destructiva. Estos fenómenos de transmisión multicamino ya han sido estudiados en otros contextos de la telecomunicación como los canales de radiocomunicación [Proakis95].

1.2.3. Propiedades de los Dispositivos

Se ha comprobado que los dispositivos tienen un doble comportamiento de cara a la red: como cargas y como generadores de ruido. Se ha comprobado que algunos de los dispositivos conectados habitualmente a las redes interiores exhiben un comportamiento en alta frecuencia que está ligado al valor instantáneo de la tensión de red, lo que va a condicionar su modelado. Según el aparato en cuestión, su carga puede ser lineal, y entonces se describe mediante una impedancia, o no lineal, en cuyo caso se demostrará que puede ser representada como una impedancia variante con el tiempo. Por otra parte, según su forma de funcionamiento se ha observado que los dispositivos inyectan a la red fundamentalmente dos tipos de ruido: estacionario o cicloestacionario.

El comportamiento de los dispositivos es determinante en el comportamiento del canal como sistema completo. Si se observa a una escala temporal del orden de la duración del ciclo de la señal de red, se puede apreciar una evolución periódica, sincronizada con los 50Hz, de la respuesta del sistema y de los parámetros del ruido.

También la variación temporal a largo plazo de las características del medio vendrá motivada por la eventual conexión y desconexión de los equipos eléctricos que se alimentan de la línea. Éstos se pueden ver como elementos que van cambiando aleatoriamente y que provocarán

alteraciones en la respuesta del canal y del ruido recibido. No obstante, se trata de variaciones bruscas esporádicas, pues su tasa de ocurrencia es muy inferior a la velocidad de transmisión de la señal de información, por lo que puede considerarse que el canal es aproximadamente estacionario en los intervalos entre estos eventos.

1.2.4. Propiedades del Ruido

² La caracterización de las perturbaciones que aparecen en los canales sobre red eléctrica, se ha venido realizando con campañas de medidas de campo extensivas [Hooijen98, Philipps02]. Se podría establecer la siguiente clasificación general para las diferentes categorías de ruido, tomada de [Zimmer02]:

1. **Ruido impulsivo.** Se considera como tal una perturbación eventual de poca duración (inferior a $100\mu\text{s}$, normalmente). A su vez, se distinguen tres categorías de ruido impulsivo, a saber:
 - a) **ruido impulsivo periódico síncrono con la red**, originado en buena medida por dispositivos no lineales que suelen integrar algunos circuitos de alimentación y de control de motores (por ejemplo tiristores y diodos). Se trata en realidad de un ruido cicloestacionario sincronizado con la señal de 50Hz.
 - b) **ruido impulsivo periódico asíncrono con la red**, causado mayoritariamente por las fuentes de alimentación conmutadas (típicas en equipos electrónicos). Suelen presentar tasas de repetición de entre 50 y 200kHz. En realidad, la denominación de este tipo de ruido no es muy afortunada pues, además de esa temporización más rápida, también suelen presentar periodicidades con el ciclo base de los 50Hz (probablemente debidas al circuito inicial de rectificación) y, por tanto, tendría carácter cicloestacionario.
 - c) **ruido impulsivo asíncrono**, de ocurrencia aleatoria y achacable a transitorios en la red que suelen estar provocados por la conexión y desconexión de aparatos. Su naturaleza esporádica lo hace claramente no estacionario.
2. **Interferencias de banda estrecha**, que se acoplan a los cables de la red eléctrica por radiación. En el rango de frecuencias hasta 30MHz, son atribuibles a señales provenientes de emisiones de radiodifusión: radionavegación, radio móvil privada, espurios de equipos domésticos transmisores o receptores, etc. Por ejemplo, es típica la frecuencia intermedia a 10.7MHz usada en circuitos de televisores, teléfonos sin hilos o receptores de radio. En general, es una perturbación aproximadamente estacionaria, aunque en el caso de los espurios de equipos domésticos cambian sus características dependiendo de la utilización de los aparatos.
3. **Ruido de fondo**, coloreado y de banda ancha, representa el resto de ruido de fuentes no localizadas. Puede tener su origen en la red eléctrica general y suele considerarse

²Este apartado tiene un tratamiento más detallado porque se van a presentar clasificaciones del ruido que después serán utilizadas en el resto de la tesis.

estacionario. Manifiesta un decaimiento con la frecuencia y una variación según la hora del día, disminuyendo, en general, cuando baja el nivel de actividad de los usuarios de la red.

En virtud del modelado que se va a seguir en esta tesis es más conveniente clasificar el ruido de otra forma más homogénea. Se pueden establecer categorías en función bien de su origen o bien de sus características estadísticas. Según la primera organización, atendiendo a la fuente del ruido³, se puede hablar de:

1. ruido asociado a dispositivos eléctricos internos, causado por los aparatos eléctricos conectados a la red propia. Este grupo reúne componentes cicloestacionarias, debidas a *ruidos impulsivos periódicos*⁴, y otras sólo estacionarias.
2. ruido de origen externo, debido a fuentes ruidosas externas a la red eléctrica propia, es decir, que puede provenir de aparatos eléctricos de viviendas, oficinas o edificios cercanos (atenuadas y mezcladas), o de cualquier otro elemento de la red exterior. Alcanzan la red interior conducidas a través de la acometida a la red general.

Alternativamente, si se atiende a las características estadísticas del ruido⁵, se hablaría de tres clases:

1. ruido estacionario. Se podrían incluir en él los tipos de ruido denominados inicialmente como: *ruido de fondo e interferencias de banda estrecha*.
2. ruido cicloestacionario. Cuyos parámetros estadísticos varían con el tiempo de forma periódica y sincronizada con el ciclo de red de 50Hz. Se correspondería con los dos tipos de *ruido impulsivo periódico* mencionados.
3. ruido no estacionario. Consistiría solamente en el *ruido impulsivo asíncrono*.

El ruido estacionario y cicloestacionario exhiben características invariantes durante largos intervalos de tiempo, pero pueden sufrir cambios abruptos en ciertos instantes, por ejemplo, cuando se enchufan y desenchufan aparatos a la red.

A pesar de la diversidad de las perturbaciones existentes, en los canales sobre redes eléctricas interiores existen amplias bandas de frecuencias (en la parte media y alta del espectro a utilizar) en las que los niveles de ruido son moderados y facilitan la transmisión.

³Esta clasificación está orientada hacia el modelo estructural de canal que se estudia en el apartado 2.2.

⁴En rigor el ruido no puede ser periódico, en tanto que no es una señal determinista, sino cicloestacionario. Se utiliza esa expresión por relacionarlo con la clasificación anterior tomada de la bibliografía.

⁵Esta otra clasificación está relacionada con los modelos de comportamiento que se describen en los capítulos 2 y 4.

1.2.5. Interferencia Causada por la Transmisión

Como el cableado usado en la distribución de energía eléctrica no está diseñado para soportar señales de alta frecuencia, en su instalación no se toman medidas para paliar la radiación de energía electromagnética, como el trenzado de los hilos (usual en telefonía y en redes de datos cableadas) o el uso de estructuras de cable apantallado. Además, las longitudes habituales de los tramos hacen que los hilos se comporten como buenas 'antenas' en la banda de frecuencias medias. Por ello, estos nuevos sistemas de transmisión van a causar interferencias espurias en otros sistemas de telecomunicación que tienen atribuidas frecuencias en esa parte del espectro radioeléctrico, como los de comunicaciones aeronáuticas y marítimas, radioaficionados o servicios móviles diversos. El problema de la interferencia con éstos otros sistemas de radiocomunicación ha despertado notables reticencias entre sus usuarios.

Se está desarrollando la regulación internacional para poner en vigor una nueva normativa de emisiones que extienda los límites del espectro disponible actualmente y dar cabida a la transmisión por redes eléctricas de alta velocidad [ETSI00, ETSI03]. Se baraja la posibilidad de atribuir bandas de frecuencia no continuas o con niveles de emisión desiguales, a las que los esquemas de transmisión multiportadora se podrían adaptar de forma natural.

También se están haciendo estudios de compatibilidad electromagnética sobre la influencia que tiene la transmisión de señales por la red eléctrica en los aparatos conectados a ella. Aunque no parece que esto deba ser motivo de preocupación, pues la potencia de las señales de comunicación es muy moderada y los equipos de consumo suelen incorporar circuitos de protección frente a emisiones conducidas.

1.3. Estado de la Investigación sobre el Canal de Transmisión

La literatura existente sobre los canales para comunicaciones por red eléctrica o PLC (*Power Line Communications*) ha crecido en los últimos años. Buena prueba de ello es que desde el año 1997 se ha venido celebrando anualmente una conferencia internacional monográfica que ha servido como foro de discusión de las novedades científicas sobre esta tecnología: el ISPLC, *International Symposium on Power-Line Communications and its applications*.

La primera normativa europea aplicable a este ámbito, regula el uso de la red eléctrica interior como medio de transmisión de señales desde 3kHz a 148.5kHz (denominada banda CENELEC) [CEN91]. En América del Norte, Japón y otras partes del mundo, ese rango está extendido a 500kHz (véase por ejemplo la normativa estadounidense [FCC98]). Esta regulación motivó que la mayoría de las publicaciones inicialmente aparecidas sobre PLC analizaran el comportamiento del medio en baja frecuencia (250kHz a lo sumo), salvo alguna breve referencia al ruido emitido en alta frecuencia interesado en aspectos de interferencia electromagnética [Smith72]. Entre los primeros trabajos se pueden mencionar algunos que estaban enfocados hacia la caracterización del canal: sobre el ruido [Vines84], la impedancia de la red eléctrica [Vines85], la atenuación

[Chang86], o abarcando varios de estos aspectos [O'Neal86]. Otros artículos pioneros en PLC pero en los que se prestaba más atención a los esquemas de transmisión fueron: [VGracht85], sobre un esquema de espectro ensanchado de secuencia directa y [Dostert90], también sobre espectro ensanchado pero de salto de frecuencia.

A finales de la pasada década se empezó a abordar el modelado del canal, en principio en la banda de frecuencia hasta 150kHz [Hooijen98b], orientados a sistemas de transmisión de baja velocidad. Por esas mismas fechas por fin se amplió la caracterización del canal a frecuencias mayores, en [Philipps98, Cañete99, Liu99] se medían sus propiedades en frecuencias medias lo que dio pie a la investigación sobre el modelado del canal en banda ancha.

Todos los trabajos consultados sobre modelado están centrados en modelos estadísticos de canal cuyos parámetros se ajustan, con procedimientos de optimización en muchos casos, a partir de datos obtenidos de medidas. En [Philipps99], se adoptan dos estrategias alternativas para modelar la respuesta al impulso del canal: directamente como la superposición de varios ecos o indirectamente como la respuesta correspondiente a sucesivas etapas en cascada de circuitos resonantes RLC. En [Zimmer02b, Esmail03] se presenta un modelo de sistema compuesto por un número limitado de tramos de líneas de transmisión, se calculan los ecos de su respuesta al impulso y se ajustan los parámetros finales. En cualquier caso, en todas estas aproximaciones se asume que el sistema es lineal e invariante en el tiempo, aunque muy dependiente de la ubicación sobre la que se establezca el enlace.

En lo relativo al modelado del ruido, se puede destacar la propuesta de [Philipps99] en la que se utiliza un modelo de ruido coloreado construido como ruido aditivo blanco y gaussiano (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*) filtrado en la banda hasta 30MHz para el ruido de fondo. El resto de componentes de ruido se modela como AWGN filtrado en múltiples subbandas. A diferencia de la anterior, en la que se asumía que el ruido era estacionario, en la propuesta de [Zimmer02], se le dedica un análisis profundo al ruido impulsivo. Se realiza una caracterización experimental y se presenta un modelado que incluye generadores de ruido basados en complicadas cadenas particionadas de Markov.

Quizá el momento álgido de la investigación sobre la tecnología fue el año 2003 en que aparecieron números especiales dedicados a los sistemas de PLC en el *IEEE Communications Magazine* y el *International Journal on Communications Systems*. En la primera revista publicaron un especial centrado en la problemática de las redes de área local en interiores, bajo el título *Power line local area networking* [ComMag03]; seguido de otro orientado al servicio de acceso, titulado *Broadband is power: internet access through the power line network* [ComMag03b]. En la segunda revista también apareció un número denominado *Powerline Communications and Applications* que recogía investigaciones genéricas sobre el tema [JCS03]. Es especialmente interesante la aportación que supone [Biglieri03], pues es una atinada revisión de las técnicas de modulación y de codificación más adecuadas para ser incorporadas a los sistemas de transmisión PLC.

1.4. Estado de la Tecnología de Sistemas de Transmisión sobre Red Eléctrica

Como se ha mencionado, desde el primer cuarto del siglo XX las compañías suministradoras de energía eléctrica han venido utilizando sus redes de distribución para operaciones de supervisión y mantenimiento, empleando sistemas de transmisión digital con modestos regímenes binarios [Dostert97].

Hasta la fecha, también en el interior de edificios, los sistemas de transmisión sobre red eléctrica se habían limitado a comunicaciones de datos a baja velocidad. La aplicación principal en este ámbito ha sido la domótica: los sistemas de control y monitorización de aparatos electrodomésticos, de automatización de edificios, etc. Existen módems comerciales para este propósito diseñados para la banda CENELEC (que en origen estaba orientada a esta aplicación), que usan modulación FSK [STM95, STM98].

En este contexto, quizá CEBus (*Consumer Electronic Bus*) haya sido una de las apuestas comerciales más serias. Se trata de un estándar norteamericano que apareció en 1992, promovido por la EIA (*Electronic Industries Alliance*), pensado inicialmente para aplicaciones distribuidas de domótica [Radford96]. Bajo su arquitectura de protocolos, en su capa física permite diversas tecnologías de transmisión: líneas eléctricas, pares trenzados, coaxial, radiofrecuencia, fibra óptica e infrarrojos [CEBus95]. Sobre redes eléctricas, utiliza una modulación de espectro ensanchado mediante una especie de salto de frecuencia continuo o *chirping*. Emplea portadoras en el rango de 100kHz a 400kHz que llevan paquetes de datos de longitud variable, alcanzando un régimen binario medio de 7500b/s.

Existen otros estándares comerciales para productos de domótica como el X10, extendido también en Norteamérica, que emplea modulación OOK transmitiendo ráfagas con portadora en 120kHz y usando como referencia para el sincronismo la propia señal de 50Hz [X10-]. Asimismo, hay un estándar europeo, el EHS (*European Home System*) que está basado en una modulación MSK centrada en 132.5kHz con una velocidad de 2400b/s [Sanz01].

Por otra parte, hoy día también están disponibles sistemas de comunicaciones analógicas que usan las redes eléctricas interiores. Entre ellos, por citar sólo algunos, se pueden encontrar intercomunicadores de audio y productos para distribución doméstica de señales musicales y de vídeo.

Retomando el ámbito de las comunicaciones digitales, actualmente ya se han implantado sistemas para las dos aplicaciones principales de la tecnología PLC de banda ancha: para el acceso a WANs y para realizar LANs en edificios y domicilios.

En marzo del año 2000 se creó la *HomePlug Powerline Alliance* promovida por empresas del sector, mayoritariamente estadounidenses [Homeplug-]. El objetivo era fomentar la creación de un estándar abierto para productos de comunicaciones en redes eléctricas domésticas, que cristalizó en diciembre de ese año con su especificación HomePlug 1.0. En ella se define un sistema con modulación OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) a una tasa de 10Mb/s,

usando la banda de 4.5 a 20MHz y con una técnica de acceso al medio que es una variante del protocolo CSMA/CA (*Carrier-Sense Multiple Access / Collision Avoidance*) [Lee03]. Ya existen fabricantes de módems que los diseñan según este estándar [Intellon-, Enikia-]. En la referencia [Lin03] se presenta una comparativa de los sistemas Homeplug con otras tecnologías de acceso, como la proporcionada por el estándar de redes inalámbricas IEEE 802.11a/b .

En otras áreas geográficas también hay empresas que ofrecen productos que permiten la transmisión a través de la red eléctrica a velocidades en el rango de 10Mb/s. En Israel se encuentran Itran y Main.net, la primera fabrica circuitos integrados que implementan el núcleo básico de procesado analógico y digital para módems de sistemas PLC y la segunda ofrece soluciones completas para sistemas de acceso a WANs [Itran-, Mainnet-]. España también está muy implicada en esta tecnología pues dos empresas, Telvent sita en Sevilla y DS2 en Valencia, diseñan circuitos integrados para PLC [Telvent-, DS2-].

Todas estas empresas utilizan esquemas de transmisión OFDM o DMT (*Discrete MultiTone*). Se puede destacar entre ellas a DS2 que ofrece un *chipset* que proporciona, añadiéndole una etapa analógica de *front-end*, un módem pensado para sistemas de acceso y que maneja 27Mb/s en sentido descendente y 18Mb/s en sentido ascendente. La banda de trabajo se extiende de 1 a 38MHz con 1280 portadoras (1024+256), con las que se puede alcanzar una eficiencia espectral de hasta 7.25 b/s/Hz [Abad03].

En Bruselas, a principios de 2000, se creó el *PLCForum* [PLCForum-], una asociación de ámbito mundial para representar los intereses de fabricantes, operadoras e instituciones en el campo de la tecnología PLC tanto para acceso como en interiores ⁶. Entre sus objetivos se incluyen: promover una regulación satisfactoria, fomentar la inter-operación y la estandarización de sistemas, facilitar la comercialización de productos, etc.

El despliegue de la tecnología está aún en fase embrionaria. En España, las tres compañías de distribución de energía eléctrica más importantes a nivel nacional, Endesa, Iberdrola y Unión Fenosa, están comenzado a ofrecer servicios de acceso para competir con ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) tras haber realizado pruebas piloto con resultados muy satisfactorios.

Como conclusión, se puede afirmar que los sistemas PLC constituyen una alternativa tecnológica madura en fase de expansión y cuya penetración en el mercado y éxito final dependerá de aspectos comerciales, puesto que los retos técnicos básicos han sido superados y aún resta margen para una mejora sustancial de las prestaciones.

⁶Son miembros del *PLCForum*: Agilent Technologies, Ascom, DS2, Itran, Main.net, Telvent, Endesa, Iberdrola, EDF -*Electricité de France*-, ETSI, *Dresden University of Technology*, *Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne*, etc.

Capítulo 2

Modelo Lineal Invariante de Canal

2.1. Introducción

Para estudiar las propiedades de cualquier medio físico que se utiliza como un canal de transmisión se pueden seguir dos estrategias: modelar su estructura real (con una serie de elementos y relaciones de interdependencia), o modelar su comportamiento externo. En este capítulo, se van a proponer modelos para canales sobre redes eléctricas interiores según ambas estrategias.

En general, el modelo de comportamiento de un canal suele estar compuesto por un sistema, descrito por una relación entrada-salida que representa su distorsión, y unas perturbaciones, que se añaden a la salida y se caracterizan estadísticamente. En el uso de la red eléctrica como canal, aún no existe un modelo aceptado por la comunidad investigadora como estándar, aunque se han presentado algunas alternativas [Philipps99, Zimmer02b]. Lograr este modelo de referencia no es una tarea sencilla puesto que las redes presentan una gran diversidad entre distintos países, e incluso entre distintas regiones y áreas de población. Las propuestas de modelos en los casos referidos están basadas en medidas realizadas sobre las redes eléctricas de un mismo país (Alemania). Esta diversidad en la estructura física se agranda a la hora de valorar sus propiedades de alta frecuencia, ya que en ésta influyen sobremanera cuestiones de instalación como la disposición relativa de los tramos de cable, un aspecto dependiente de cada red particular.

Uno de los propósitos de este capítulo es presentar un modelo estructural del canal, que a partir de datos sobre los elementos reales de la red: cableado, topología y dispositivos, permita el posterior análisis de su comportamiento como un sistema completo. El funcionamiento de los dispositivos es un aspecto importante en este estudio, ya que sus características de alta frecuencia son susceptibles de variar en tanto que pueden ser encendidos y apagados y, cuando esto ocurre, las propiedades del canal cambian.

Sin embargo, el objetivo principal del capítulo es desarrollar un modelo de comportamiento para el canal. En función de la caracterización que se haga de los dispositivos, el modelo de canal resultante va a ser diferente. Se propone un modelo general de comportamiento que se va a

particularizar asumiendo que las propiedades de alta frecuencia de los dispositivos conectados no se ven influidas por el nivel de la tensión de red. En virtud de este supuesto se llega a un modelo clásico de canal consistente en: un filtro lineal e invariante en el tiempo y una perturbación aditiva estacionaria (aparte de las componentes de tipo impulsivo, que no se van a tratar aquí). Este planteamiento es de hecho el seguido en la mayoría de las referencias sobre el tema [Philipps99, Zimmer02b, Liu99].

La organización del capítulo sigue un orden que va de lo más concreto, la naturaleza física del canal, a lo más abstracto, la formulación de su modelo de alto nivel. Se comienza explicando la solución elegida para modelar la estructura de la red, describiendo los elementos que la componen y su funcionalidad. Seguidamente, se propone el modelo general de comportamiento. A continuación, se revisa el modelo de la estructura del canal para el caso de dispositivos con características invariantes en el tiempo. En la siguiente sección, se obtiene la respuesta del canal en ausencia de perturbaciones, con la ayuda de la teoría de líneas de transmisión y se modelan las perturbaciones. Finalmente, se enuncia el modelo lineal invariante de canal.

Algunos de los resultados y aspectos parciales del modelo de canal que se discute en este capítulo pueden encontrarse en [Cañete03, Cañete02].

2.2. Modelado Estructural del Canal

El modelo estructural tiene una clara utilidad práctica: permite estudiar la influencia que tienen aspectos dependientes de la naturaleza física del medio en los parámetros de comportamiento como sistema de transmisión. Por ejemplo, se podría evaluar si la dispersión de los trazados y disposiciones relativas de los tramos de cable se traducen en una fuerte dispersión de los valores de capacidad de información del canal. Por otra parte, hacer estimaciones de los valores de parámetros de tipo físico es más sencillo, o cuando menos más intuitivo, que hacerlas de parámetros de modelos de señal.

Otro objetivo es poder cubrir con el modelo estructural configuraciones esperables o realistas que sirvan para evaluar posteriormente las prestaciones de diversas técnicas de transmisión. Se pretende modelar la configuración de redes eléctricas interiores de un modo sólo aproximado, pues representar fielmente el cableado y dispositivos de una cierta localización es difícil. Además, esa estrategia es poco interesante por la gran variabilidad existente entre redes en distintas localizaciones y sólo tiene sentido para realizar una prueba de validez del procedimiento de modelado.

2.2.1. Elementos de la Red

Las redes eléctricas interiores están compuestas básicamente de un cableado y de ciertos dispositivos conectados. El cableado lo constituyen los diversos circuitos que penden del cuadro de distribución, con la habitual topología arborescente, y se despliegan hasta las tomas. Además de los dispositivos eléctricos, para establecer el enlace se conectan al cableado los equipos de

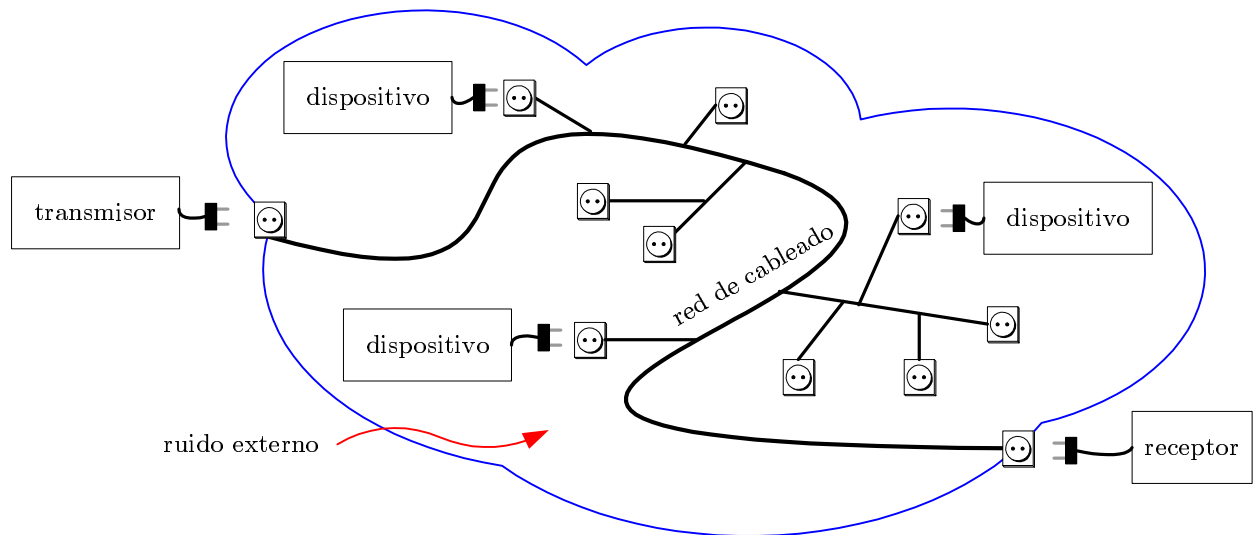


Figura 2.1: Elementos principales que integran una red eléctrica

transmisión y de recepción de señal. También representaría una carga el resto de la red de distribución de baja tensión (vista desde el cuadro propio a través de la acometida).

Atendiendo a una clasificación funcional se pueden distinguir cinco elementos de la red, que se muestran gráficamente en la fig.2.1 y son,

Red de cableado. Estaría compuesta por todo el conjunto de cables metálicos de los circuitos, con las derivaciones y hasta los extremos terminales, que serían los puntos de conexión (enchufes y tomas de alumbrado). Se usa una transmisión a dos hilos pues, en cada punto, la conexión se hace entre los cables eléctricos llamados de *fase* y *neutro*. El primero porta una de las tres posibles señales que distribuyen energía en trifásica, con 230V eficaces a 50Hz, y el segundo tiene 0V.

Dispositivos. Son los aparatos eléctricos, cada uno de los cuales está integrado en la red a través de un punto de conexión.

Transmisor. Es el equipo o subsistema de transmisión, también conectado a algún punto de conexión que sirve como nodo de acceso al medio.

Receptor. Es el equipo o subsistema de recepción, igualmente conectado a algún nodo de acceso.

Ruido externo. Como tal se entenderá cualquier perturbación que llega al receptor y está causada por elementos externos a la red de cableado propia y sus dispositivos. La perturbación puede ser una interferencia radio (por ejemplo originada por emisiones de radiofrecuencia dentro de la banda de trabajo) o bien ser conducida, procedente de dispositivos del resto de la red eléctrica general. En este último caso suele contener ruido impulsivo y ruido de fondo.

Descripción Funcional de los Elementos

A continuación se propone una descripción de la funcionalidad asignada a cada uno de los elementos de la red y de los parámetros que sirven para caracterizarlos.

Red de cableado. La base sobre la que se asienta el modelo estructural es la consideración de la red de baja tensión interna de los edificios como una sucesión de múltiples líneas de transmisión interconectadas y que están terminadas por cargas diversas. La red se caracteriza por una determinada topología que implica la disposición relativa y longitud de los distintos tramos de cable. A partir de ella se puede obtener un modelo circuital como un bipuerto al que calcular su función de transferencia, para relacionar la señal en el puerto de salida con la del puerto de entrada.

Gracias a este procedimiento de modelado se tiene una gran flexibilidad en la estructura de la red, pues se pueden añadir o eliminar líneas de transmisión o modificar parámetros de las mismas. También permite amplia movilidad de las cargas entre cualquier enchufe o nodo de acceso, y del generador y receptor de señal, en consonancia con los sistemas reales.

Transmisor y Receptor. El transmisor se incorpora al modelo como un bipolo que consiste en el equivalente de Thèvenin de un generador de señal, la excitación $x(t)$, con una carga lineal constante Z_G . Este equipo se conecta al medio igual que el receptor y todos los dispositivos, entre el cable de fase y el neutro. El receptor se modela como un bipolo pasivo representado por una carga lineal constante Z_L . El transmisor y el receptor, además de actuar como origen y destino de la señal, contribuyen también a la distorsión en la medida en que la adaptación al medio no es perfecta.

Dispositivos. Se caracterizarán como bipolos activos formados en este caso por un generador de tensión de ruido $n(t)$ y una carga (ver fig.2.2). El ruido, modelable como una señal aleatoria, queda descrito por sus parámetros estadísticos. Mientras que la carga se describe mediante una relación constitutiva que liga la tensión con la corriente aplicada mediante una función de impedancia genérica: $v(t) = f_Z[i(t)]$, que puede ser no lineal en muchos casos.

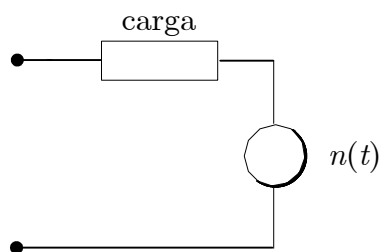


Figura 2.2: Modelo de dispositivo como bipolo activo

Un aspecto importante de los dispositivos es su **dinámica de variación**, pues los parámetros del bipolo van a cambiar con el tiempo, en función de que en un momento dado el

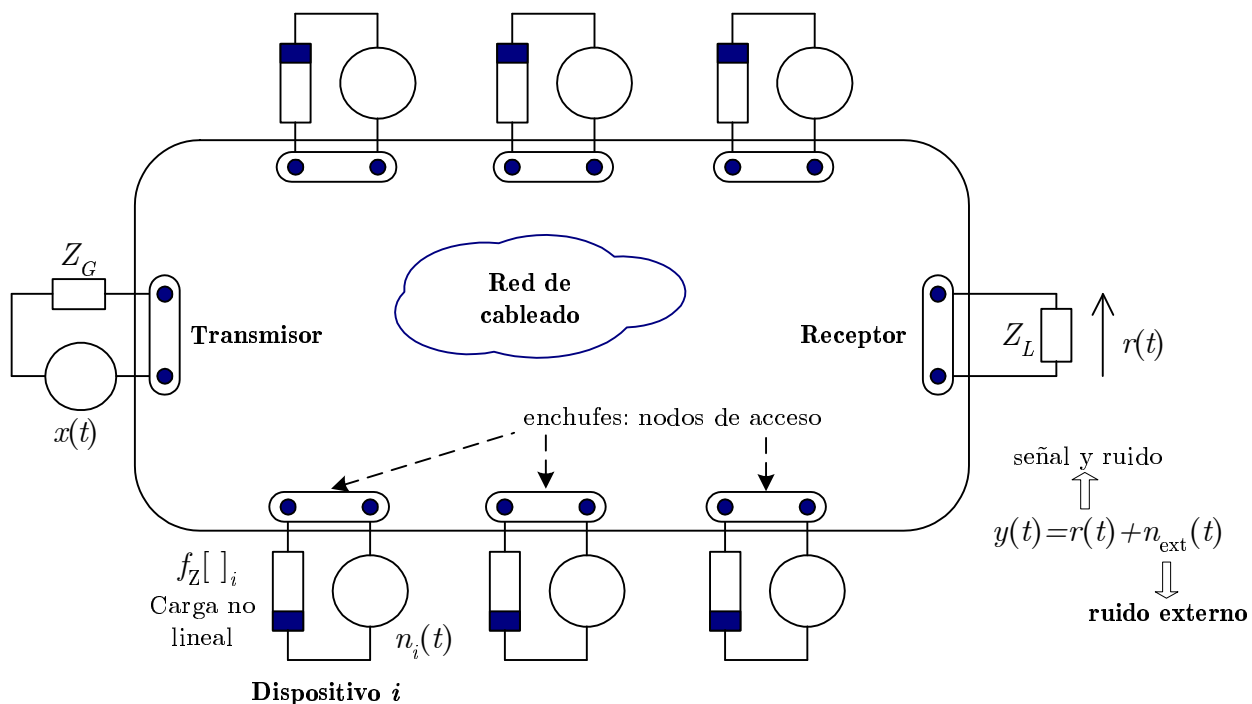


Figura 2.3: Diagrama funcional del modelado estructural de canal

dispositivo esté funcionando o no. Se pueden establecer tres estados posibles de funcionamiento con carácter general: activo, inactivo (pero enchufado) y desenchufado. Los cambios de estado, como van asociados a cambios de las impedancias y el ruido en la red, darán lugar a variaciones en la respuesta completa del canal.

En este trabajo, los instantes de transición entre estados de conexión de los dispositivos se van a modelar como secuencias aleatorias, cuyos estadísticos dependen del tipo de dispositivo.

Ruido externo . Se va a representar como un ruido $n_{ext}(t)$, que se superpone a la señal de entrada en el receptor.

La propuesta del modelo estructural se puede sintetizar gráficamente mediante el esquema que aparece en la fig.2.3.

El modelado de canal basado en el análisis de un conjunto de líneas de transmisión se ha utilizado, por ejemplo, en el ámbito de los sistemas HDSL (*High bit-rate Digital Subscriber Line*) [Werner91, López01]. Asimismo, en el campo de las comunicaciones sobre red eléctrica existen modelos basados en esta aproximación [Zimmer02b], pero como se mencionó en 1.3, en ellos se utiliza un número muy reducido de líneas de transmisión cuyos parámetros son ajustados mediante optimización para reproducir respuestas de canales medidos. En este trabajo, no se pretende ese ajuste matemático a posteriori del modelo, sino que se parte de un ajuste aproximado a priori, más físico, de la topología real de las redes eléctricas.

2.3. Modelo General de Comportamiento

Formalmente, el modelo de comportamiento del sistema desde el punto de vista de transmisión de señales responde al diagrama de la fig.2.4, es decir, la señal de salida es el resultado de una transformación genérica de la señal de entrada más un término de ruido superpuesto.

El ruido a su vez tiene dos componentes: una resulta de la transformación del ruido generado por los dispositivos $n_d(t) = T_n[n_1(t), n_2(t), \dots, n_i(t)]$, y la otra representa el ruido externo, $n_{ext}(t)$. La transformación $T_x[\cdot]$ será referida como la respuesta del canal y $n(t)$ como el ruido recibido.

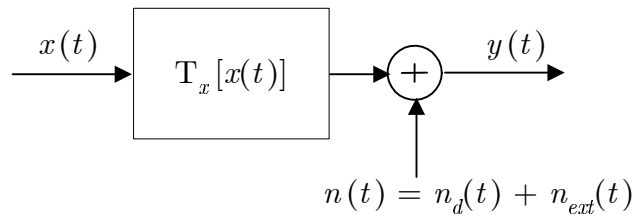


Figura 2.4: Modelo general de comportamiento del canal

Las transformaciones no necesariamente tienen que ser lineales ni invariantes en el tiempo. En cuanto al ruido, como se ha explicado puede ser clasificado en función de sus características estadísticas. De forma compacta podría agruparse en sólo dos tipos: cicloestacionario en sentido amplio (incluyendo el ruido puramente estacionario como caso particular) e impulsivo asíncrono con el período de red.

Este modelo general de comportamiento se puede particularizar con un mayor o menor grado de simplificación. En este trabajo, se van a considerar dos enfoques para este modelado. El primero asume que las características de alta frecuencia de los dispositivos no se ven influidas por el valor instantáneo de la señal de distribución de energía eléctrica, mientras que el segundo elude esa restricción.

La asunción acerca del funcionamiento de los dispositivos determina los parámetros del canal, tanto su respuesta como el ruido recibido. En el primer caso, se puede decir que los dispositivos tienen cargas lineales y que emiten ruido estacionario. Entonces, el canal puede verse como un sistema lineal e invariante con el tiempo (LTI, *Linear Time Invariant*) y el ruido recibido se podría representar mediante una componente estacionaria y otra no estacionaria (debida al ruido impulsivo). Este enfoque es el objeto de este capítulo.

En el segundo caso, se considera que los dispositivos tienen cargas no lineales y generan ruido cicloestacionario. Esto conlleva que se pueda admitir bajo ciertas circunstancias un modelado del canal como sistema lineal pero variante en el tiempo periódicamente (LPTV, *Linear Periodically Time-Varying*). Respecto al ruido, tendría una componente cicloestacionaria y una no estacionaria ¹. El capítulo 4 está dedicado al análisis de este segundo caso.

¹La separación entre los términos de señal y de ruido asumida en este trabajo está garantizada porque finalmente en ambas aproximaciones las transformaciones consideradas resultan lineales.

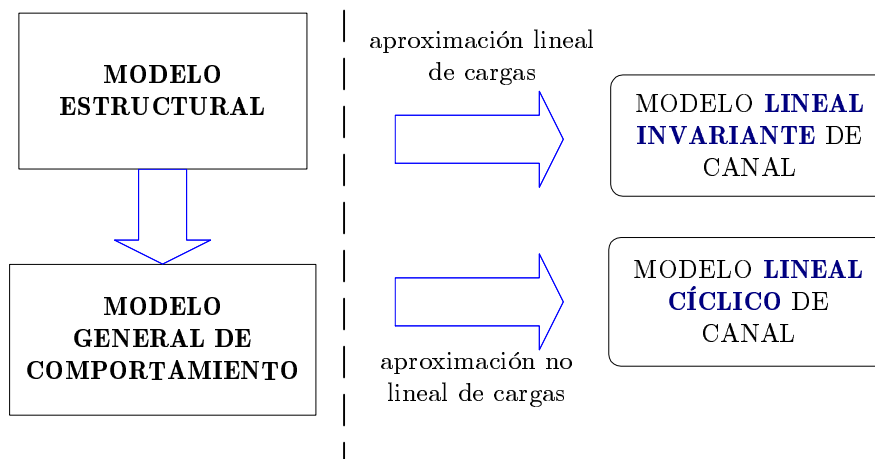


Figura 2.5: Modelos del canal sobre redes eléctricas interiores

Esta idea es el objeto de la fig.2.5, donde esas estrategias aparecen referidas respectivamente como aproximación lineal de cargas y aproximación no lineal de cargas.

En cualquiera de las dos aproximaciones subyace la dinámica de variación de los dispositivos que se ha mencionado en el modelo estructural, es decir, que los dos modelos de comportamiento son aplicables a cierto estado de conexiones. Cada vez que sucede un cambio de conexión en algún dispositivo se modifican la respuesta del sistema (LTI o LPTV según el caso) y el ruido recibido, pero se considera que las características del canal son constantes entre transiciones sucesivas. Por otra parte, esos cambios aparecerán a un ritmo muy inferior a la velocidad de transmisión empleada.

2.4. Modelado LTI de los Elementos del Canal

El modelo estructural se va a extender en esta sección describiendo los parámetros de sus diversos elementos asumiendo el modelo de comportamiento LTI.

Red de cableado. Va a ser considerada como un conjunto de líneas de transmisión de tipo bifilar interconectadas entre sí. La línea bifilar consiste en un par de hilos conductores paralelos de longitud indefinida y separados por material dieléctrico. Esta aproximación se puede considerar correcta en general para los distintos circuitos que aparecen en una instalación interior en domicilios, salvo para el caso de las tomas de alumbrado. En estas últimas, realmente los dos conductores, fase y neutro, no transcurren en paralelo en la parte final del circuito sino que se abren formando una espira que contiene el interruptor y se cierra en la carga. No obstante, en esos casos también se va a utilizar como aproximación el modelo de línea bifilar.

Dispositivos. Se van a modelar como bipolos activos que tienen una carga lineal, Z_i , y un generador de tensión de ruido, $n_i(t)$, véase la fig.2.6. Este modelo es genérico para todos los casos de terminales que pueden encontrarse en las redes eléctricas interiores. Si el dispositivo se puede considerar puramente pasivo, como de hecho ocurre en electrodomésticos poco ruidosos, se anula el generador de tensión. Por otra parte, los enchufes que no tienen dispositivos conectados se

pueden asumir como circuitos abiertos, es decir como impedancias de muy alto valor. El ruido asociado a los dispositivos, $n_i(t)$, se modelará como una señal estacionaria.

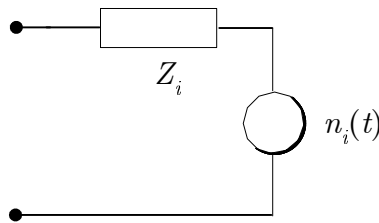


Figura 2.6: Modelo de dispositivo como bipolo activo

Los valores de los parámetros de los dispositivos se obtendrán a través de medidas, explicadas en el capítulo 3.

Transmisor y receptor. El modelo estructural inicial contemplaba valores de impedancia constante tanto en el transmisor como en el receptor. En la práctica, hay que añadir a ambos un circuito acoplador (descrito en el apéndice B) que funciona como un filtro paso banda. Con él se evita que los equipos sean alcanzados por la gran señal de 230V pero se permite el paso de la pequeña señal de comunicación.

La inclusión en el modelo del efecto de estos filtros admite dos posibilidades equivalentes. La primera es asumir que los filtros son parte del canal, es decir que éste sería la combinación en cascada del filtro de acoplamiento del transmisor, la red eléctrica propiamente dicha y el filtro del receptor. La segunda es modificar el bipolo del transmisor y del receptor para que incorporen al circuito de acoplamiento como se muestra en la fig.2.7, por lo que pasan a tener una impedancia selectiva en frecuencia (estas impedancias se han medido, ver el apartado B.1.4).

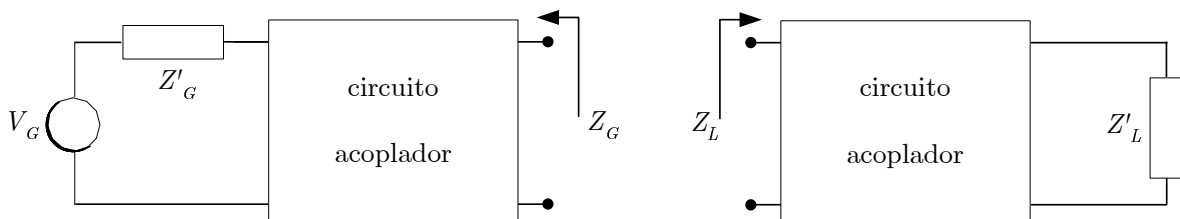


Figura 2.7: Modelo de transmisor y receptor como bipolo incluyendo el circuito acoplador

Ruido externo. En este capítulo se va a considerar de carácter estacionario y se cuantificará con medidas en escenarios reales. Para ello se capturará el ruido que llega a los enchufes de una red interior en reposo, sin dispositivos ruidosos importantes en las proximidades ².

²Para el ruido impulsivo, excluido de este modelo lineal de canal, se seguirá un modelo que se incluirá en la descripción del simulador de canal (ver capítulo 6).

2.5. Análisis del Comportamiento del Canal

En esta sección, se va a desarrollar el modelo general presentado en la sección 2.3 bajo la aproximación de que las cargas de los dispositivos son lineales y que el ruido que éstos emiten es estacionario.

Esta hipótesis conlleva que la red, junto con las cargas, tiene una respuesta lineal a la señal de comunicaciones. Algunas medidas realizadas demuestran que este comportamiento lineal puede ser aproximado al real. En ellas, las componentes no lineales de la respuesta están por debajo de los valores típicos de distorsión nominal de la instrumentación clásica a utilizar (generadores de señal o tarjetas de adquisición de datos, por ejemplo). Sin embargo, en ocasiones este modelo no se ajusta bien a los resultados obtenidos, lo que ha motivado el análisis que se aborda en el capítulo 4 ³. Este efecto no invalida la adopción del modelo de línea de transmisión, pues la no-linealidad detectada es atribuible a las cargas no al cableado.

Con estas premisas, se va a formular la respuesta del canal mediante una transformación LTI $T_x[\cdot]$ y el ruido recibido como una señal estacionaria, que resulta a su vez de una transformación LTI $T_n[\cdot]$ de señales estacionarias.

2.5.1. Cálculo de la Respuesta del Canal

A continuación, se describe el procedimiento para calcular la respuesta del canal a partir del modelo de estructura planteado en ausencia de perturbaciones.

Conceptos Básicos sobre Líneas de Transmisión

El estudio de la propagación de ondas a través de líneas de transmisión es un tema clásico de electromagnetismo y está tratado ampliamente en la bibliografía básica de esta materia (ver [Krauss84, Rizzi88]). Por ello sólo se van a presentar las conclusiones más importantes para el problema bajo estudio.

Se entiende por línea de transmisión una estructura que soporta la propagación de campos TEM (Transversales Eléctricos y Magnéticos) y tiene la ventaja de que sus propiedades se pueden describir mediante relaciones entre corrientes y tensiones. De hecho, sirve para extender la teoría de circuitos hacia la teoría de campos electromagnéticos, incluyendo los efectos de propagación de ondas gracias al concepto de elementos distribuidos: resistencias, inductancias y condensadores (medidos por unidad de longitud).

La configuración más simple es la llamada línea terminada, según se puede observar en la fig.2.8.

³Al estudiar la respuesta ante la presencia de la señal de distribución de 230V con una resolución mayor de la habitual en este tipo de medidas, sí que aparecen componentes asociadas a un comportamiento no lineal.

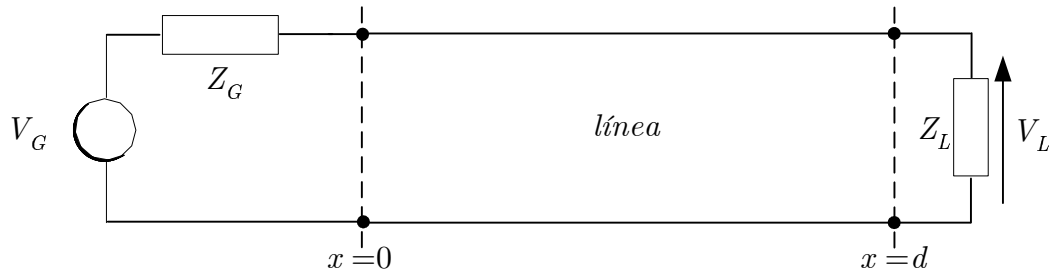


Figura 2.8: Línea de transmisión terminada

Donde se incluyen el equivalente Thèvenin del generador de señal, de amplitud de tensión V_G e impedancia Z_G , y la carga del receptor como impedancia Z_L . La línea de transmisión de longitud d , se asume compuesta de una sucesión de elementos distribuidos como el de la fig.2.9.

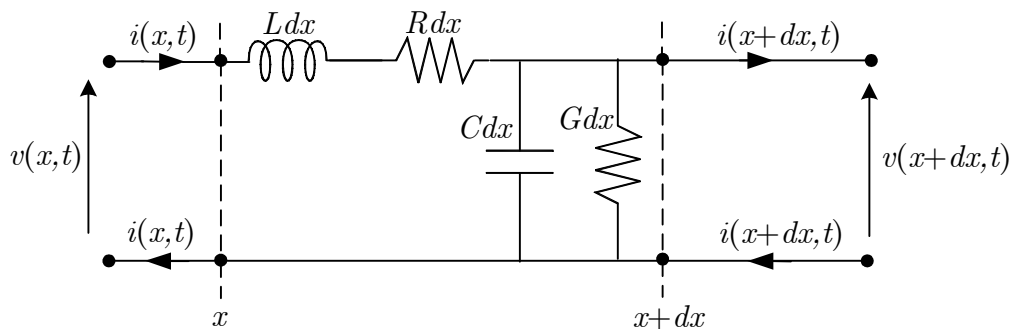


Figura 2.9: Elemento diferencial de una línea de transmisión

Estos elementos están definidos en función de los llamados parámetros primarios de la línea:

- R : Resistencia incremental (en Ω/m)
- L : Inductancia incremental (en H/m)
- G : Conductancia incremental (en S/m)
- C : Capacidad incremental (en F/m)

Se suele realizar el análisis en régimen permanente, estudiando la respuesta a una excitación sinusoidal de frecuencia angular ω . Tanto los parámetros primarios como los secundarios de la línea pueden presentar variación con la frecuencia, por lo que la respuesta en una banda se debe calcular repitiendo este análisis para cada una de las frecuencias contenidas en ella.

Las expresiones de la tensión y la corriente a lo largo de la línea como fasores en función del tiempo sería,

$$\begin{aligned} v(x, t) &= V_1 e^{-\gamma x} e^{j\omega t} + V_2 e^{+\gamma x} e^{j\omega t} \\ i(x, t) &= \frac{V_1}{Z_0} e^{-\gamma x} e^{j\omega t} + \frac{V_2}{Z_0} e^{+\gamma x} e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (2.1)$$

donde se utilizan V_1 , la amplitud a la entrada de la línea de la onda incidente, y V_2 , la amplitud a

la entrada de la línea de la onda reflejada, y también aparecen incluidos los llamados parámetros secundarios de la línea, que son: la constante de propagación,

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (m^{-1}) \quad (2.2)$$

y la impedancia característica,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad (\Omega) \quad (2.3)$$

Obtención de la Respuesta mediante la Interconexión de Líneas de Transmisión

Una línea de transmisión puede ser estudiada como un bipuerto desde un punto de vista circuital. Para ello es interesante utilizar los llamados parámetros de transmisión, o ABCD, que se definen según la fig.2.10.

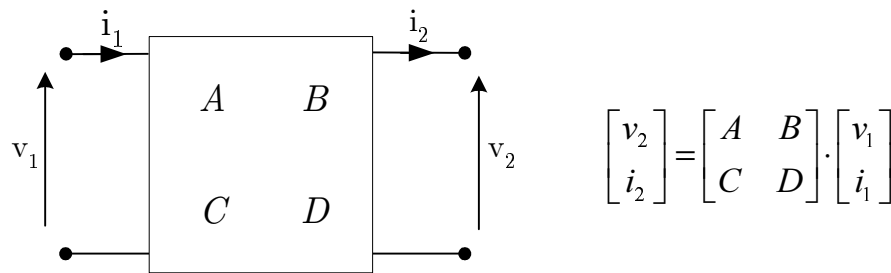


Figura 2.10: Matriz de parámetros de transmisión o ABCD

Los parámetros ABCD presentan la ventaja de que permiten combinar etapas en cascada y obtener la matriz ABCD del circuito global sin más que multiplicar entre sí las matrices ABCD de las distintas etapas.

Las matrices ABCD correspondientes a los casos particulares de una impedancia en serie y de una impedancia en paralelo quedan según se indica en la fig.2.11.

La relación entre los parámetros ABCD y los parámetros secundarios de la línea de transmisión

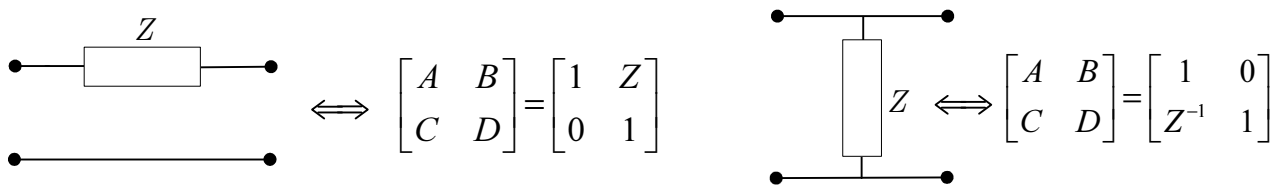


Figura 2.11: Matrices ABCD para una impedancia en serie o en paralelo

resulta ser,

$$\begin{aligned} A &= D = \cosh(\gamma d) \\ B &= Z_0 \sinh(\gamma d) \\ C &= Z_0^{-1} \sinh(\gamma d) = B Z_0^{-2} \end{aligned} \quad (2.4)$$

También conviene recordar la propiedad de traslación de impedancias que permiten las líneas: una línea de transmisión terminada en una carga puede ser sustituida por una carga equivalente como se representa en la fig.2.12.

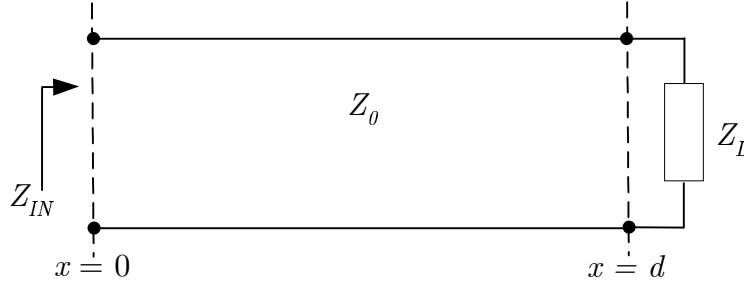


Figura 2.12: Traslación de impedancia a través de una sección de línea

El valor que se ve a la entrada para una línea de longitud d viene dado por,

$$Z_{IN} = Z_0 \frac{Z_L \cosh \gamma d + Z_0 \sinh \gamma d}{Z_0 \cosh \gamma d + Z_L \sinh \gamma d} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (2.5)$$

Tras estas consideraciones, ya se puede obtener la matriz que representa a la línea terminada de la fig.2.8,

$$\begin{bmatrix} V_G \\ I_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_G \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_L \\ I_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_L \\ I_L \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Y, haciendo uso de la relación $V_L = I_L \cdot Z_L$, se puede calcular la respuesta del sistema que constituye la línea terminada,

$$H(f) = \frac{V_L}{V_S} = \frac{1}{A' + B'/Z_L} \quad (2.7)$$

Extendiendo esta solución para una frecuencia a toda la banda de frecuencias de interés, se puede conseguir la respuesta en frecuencia del sistema.

Mediante el procedimiento de manipulación de matrices es posible llegar a la respuesta en frecuencia de cualquier sistema compuesto por múltiples secciones de líneas de transmisión y cargas o impedancias. Por ejemplo, la conexión en cascada de varias secciones de línea de diferente impedancia característica se puede analizar trasladando la impedancia terminal del receptor hacia la izquierda sucesivamente utilizando (2.5). O bien, dos secciones de línea terminada conectadas en paralelo pueden ser simplificadas trasladando la impedancia terminal de una de ellas, calculando la matriz de esta impedancia insertada en paralelo, y aplicando después la multiplicación de matrices de secciones en serie.

El **procedimiento** para la obtención de la respuesta del canal quedaría como se resume a continuación:

1. Una vez definida la red de líneas de transmisión interconectadas, se definen los puertos de entrada y salida de señal, que podrían ser cualquiera de los enchufes contenidos en ella. Así queda establecido el camino principal o línea directa entre transmisor y receptor.
2. El resto de líneas de transmisión se convierten en derivaciones o ramas que penden del camino principal y que pueden ser colapsadas aplicando la movilidad de impedancias.
3. A los puertos se les conecta el transmisor y el receptor, modelados como impedancias selectivas en frecuencia que incluyen el efecto del filtro de acoplamiento, para configurar la línea terminada total.
4. Se calcula la matriz ABCD correspondiente a la estructura completa.
5. Finalmente, se evalúa la respuesta en frecuencia $H(f)$ del sistema LTI equivalente mediante (2.7).

Aspectos prácticos: Modelo de Línea Bifilar

El modelo electromagnético adoptado para las líneas de transmisión ha sido el de la línea bifilar, por ser el más próximo al cableado real que se utiliza en las redes eléctricas ⁴. Se conoce por línea bifilar simétrica [Page83] a la estructura formada por dos cables paralelos según se observa en la fig.2.13. Se define d como la distancia entre los ejes de los cilindros metálicos, y a como el radio de los mismos. También se ha representado la estructura típica en los cables eléctricos, que es similar a la línea bifilar, pero añadiendo una envoltura dieléctrica de espesor b a los hilos metálicos, formando cables unifilares independientes que van libremente dentro de un tubo flexible corrugado de radio c . En muchas ocasiones dentro del tubo existe otro conductor llamado 'de protección', pero en estos canales no suele ser utilizado para portar señal y, si se asume que el campo se concentra entre los hilos activos, se puede obviar su presencia.

Para el estudio de los parámetros de transmisión de la línea bifilar, se define un factor de forma K ,

$$K = \text{Ln}\left[\frac{d}{2a} + \sqrt{\left(\frac{d}{2a}\right)^2 - 1}\right] \quad (2.8)$$

Además son necesarias las constantes relacionadas con las propiedades eléctricas de la estructura de cable, que permiten llegar a los parámetros de la línea de transmisión. La permitividad compleja de un material (o constante dieléctrica), $\varepsilon(f) = \varepsilon'(f) - j\varepsilon''(f)$ en el dominio de la frecuencia, se reduce en los materiales sin pérdidas (o buenos dieléctricos) a una constante

⁴En principio, sólo se ha contemplado un modelo de instalación bifásica, restringiéndolo por tanto a apartamentos y pequeñas viviendas unifamiliares y oficinas.

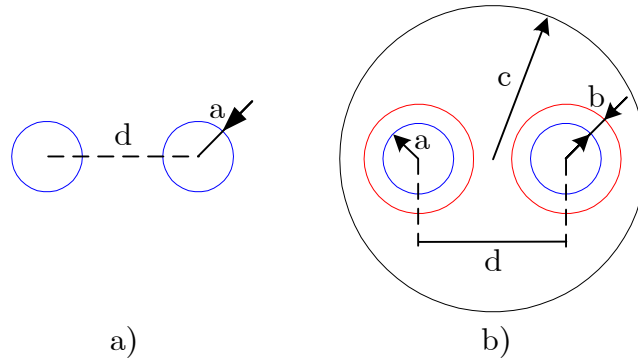


Figura 2.13: a) Sección transversal de una línea bifilar; b) Sección de la estructura habitual de un cable de electricidad de una instalación interior

real ε ⁵. La permitividad de un medio suele ponerse en función de la permitividad del vacío $\varepsilon_0 \simeq 10^{-9}/(36\pi)$ (F/m) a través de la permitividad relativa: $\varepsilon = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0$.

Otras magnitudes son: la permeabilidad magnética μ , la conductividad σ (ambas constantes reales para los medios de interés) y, por último, la profundidad de penetración δ que sirve para estudiar las pérdidas en los conductores, y se calcula como,

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{f\pi\sigma\mu}} \quad (2.9)$$

A partir de ellas se pueden calcular los parámetros primarios de la línea bifilar:

$$\begin{aligned} C &= \frac{\pi\epsilon'}{K} \simeq \frac{\pi\epsilon}{K} \\ L &= \frac{\mu K}{\pi} \\ G &= \frac{\pi\epsilon''}{K} \simeq 0 \\ R &= \frac{1}{\pi a \sigma \delta} \cdot \frac{\frac{d}{2a}}{\sqrt{\left(\frac{d}{2a}\right)^2 - 1}} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Y en cuanto a los parámetros secundarios, la impedancia característica de la línea, vendría dada por la expresión,

$$Z_0 = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\mu K}{\epsilon}} \quad (2.11)$$

Mientras que para la constante de propagación, γ , se recurre a sustituir los valores de (2.10) en (2.2).

⁵Se considera prácticamente nula la componente imaginaria $\varepsilon''(f) = 0$ y, debido a que ambas componentes son dependientes, ello provoca que la componente real se haga constante [Krauss84].

Aplicación a Cables Eléctricos Reales

Para obtener los parámetros de las líneas de transmisión a incluir en el modelo, se han tomado características de cables eléctricos reales de uso común en las instalaciones interiores [MOPU88, RCT-]. Entre los materiales aislantes el más frecuente es el PVC (cloruro de polivinilo), que tiene una constante dieléctrica relativa $\epsilon_r=3$ (a veces se usa también el XLPE -polietileno reticulado- de $\epsilon_r=2.26$) [Caste93]. El metal suele ser cobre, que presenta los siguientes valores: $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$ (S/m), $\mu = \mu_0 \simeq 4\pi \cdot 10^{-7}$ (H/m) y $\delta = 6,6 \cdot 10^{-2}/\sqrt{f}$ (m) [Krauss84].

En la expresión del valor de la resistencia en (2.10), se asume que se manifiesta el efecto pelicular, lo cual ocurre para valores de $a > 5\delta$. Esto implica que se debe trabajar a una frecuencia mínima $f = (0,33/a)^2$ [Krauss84]. Los valores reales de a están en torno a 1mm, para los que esa frecuencia de transición está por debajo del kHz, de modo que la condición se cumple en todas las frecuencias de interés.

Por otra parte, la aplicación de las ecuaciones de la línea bifilar al cableado eléctrico requiere en rigor una cierta modificación, ya que el dieléctrico entre los conductores en este caso no es homogéneo: contiene aire y PVC. Este aspecto no se contempla a la hora de analizar el cableado eléctrico en las referencias consultadas. En ellas, se asume dieléctrico homogéneo, es decir que los hilos de fase y neutro van unidos solidariamente en paralelo, lo que realmente hace variar los parámetros, por ejemplo, subestimando la impedancia característica. En este trabajo, para calcular la constante dieléctrica se ha realizado una aproximación con un promediado en función del *factor de relleno*, que sería la proporción de PVC respecto a la de aire que separa los hilos conductores. Esta aproximación se ha comprobado experimentalmente como se explica en el apéndice C.

Observando la fig.2.13.b, se puede hacer una estimación de la permitividad relativa equivalente, asumiendo que la distribución del campo electromagnético fuese uniforme entre los ejes de los conductores y estuviera concentrado mayoritariamente ahí. Ello lleva al valor,

$$\epsilon_{eq} = \epsilon_r \cdot \frac{2b}{2b + D - 2(a + b)} + 1 \cdot \frac{D - 2(a + b)}{2b + D - 2(a + b)} \quad (2.12)$$

Debido a que los cables están sueltos en el interior del tubo flexible, la separación d no está determinada, pero se puede utilizar un valor medio entre el máximo posible, $D = 2c - 2(a + b)$, y el mínimo, $D = 2(a + b)$, que resulta ser $d = c$, el radio del tubo, en la práctica de unos 10mm.

Tras estas derivaciones se pueden calcular los distintos parámetros para diversos cables reales, que serán utilizados como base para la realización del modelo de canal. Los resultados se han resumido en el cuadro 2.1.

Denominación	H07V-U	H07V-U	H07V-R
sección	1.5mm ²	2.5mm ²	4mm ²
diámetro interno (a)	0.691mm	0.892mm	1.128mm
espesor aislante (b)	0.960mm	1.060mm	1.072mm
perm. rel. eq. (ε_{eq})	1.45	1.52	1.56
factor de forma (K)	2.7	2.4	2.17
C	15pF/m	17.5pF/m	20pF/m
L	1.08μH/m	0.96μH/m	0.87μH/m
R	$1,2 \cdot 10^{-4} \sqrt{f}(\Omega/m)$	$9,34 \cdot 10^{-5} \sqrt{f}(\Omega/m)$	$7,55 \cdot 10^{-5} \sqrt{f}(\Omega/m)$
Z_0	270Ω	234Ω	209Ω

Denominación	H07V-R	H07V-R
sección	6mm ²	10mm ²
diámetro interno (a)	1.382mm	1.784mm
espesor aislante (b)	1.32mm	1.616mm
perm. rel. eq. (ε_{eq})	1.73	2
factor de forma (K)	1.96	1.69
C	25pF/m	33pF/m
L	0.78μH/m	0.68μH/m
R	$6,25 \cdot 10^{-5} \sqrt{f}(\Omega/m)$	$4,98 \cdot 10^{-5} \sqrt{f}(\Omega/m)$
Z_0	178Ω	143Ω

Cuadro 2.1: Características de cables eléctricos típicos

2.5.2. Cálculo del Ruido Recibido

En este capítulo se considera que el ruido que emiten los dispositivos puede ser caracterizado como estacionario y por tanto se puede representar mediante su densidad espectral de potencia (DEP). Dado que esto sólo es una simplificación del problema, no se va a complicar la representación de otras perturbaciones no asociadas a los dispositivos (ruido de fondo e interferencias de radio) y también se van a suponer señales estacionarias.

Se consigue una estimación de la DEP total que llega al receptor sumando la componente de ruido debida a los dispositivos $S_{Nd}(f)$ y el ruido externo $S_{N_{ext}}(f)$, definidas en el apartado 2.3,

$$S_N(f) = S_{Nd}(f) + S_{N_{ext}}(f) \quad (2.13)$$

La densidad espectral de potencia (DEP) del generador de ruido $n_i(t)$ de un dispositivo i -ésimo se denominará $S_{N_i}(f)$ ⁶. Dependiendo del enchufe o nodo de acceso donde se sitúe cada una de

⁶Habitualmente, $S_{N_i}(f)$ se correspondería con la densidad espectral del valor cuadrático medio de ruido. Para obtener la DEP hay que dividir ésta por un factor proporcional a la parte real de la impedancia del dispositivo. En realidad, lo que se utiliza para el modelo son DEP medidas que ya incluyen ese factor, aunque se ha preferido usar esa notación.

estas fuentes de ruido, la señal generada experimentará un filtrado diferente para alcanzar al receptor.

La contribución de un dispositivo al ruido total vendrá determinada por la respuesta en frecuencia del sistema LTI equivalente $H_i(f)$ que se 've' desde el dispositivo, a través de la red de cableado, hasta el receptor. Considerando al dispositivo como un transmisor de señal, ese sistema se correspondería con el bipuerto definido entre el enchufe al que está conectado (que sería el puerto de entrada) y el enchufe en el que está el receptor (que sería el puerto de salida). Para calcular la respuesta en frecuencia de ese sistema se usa el mismo procedimiento descrito para la respuesta del canal en la sección anterior.

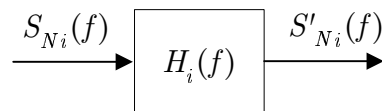


Figura 2.14: Filtrado provocado por la red de cableado sobre el ruido emitido por un dispositivo

Al tratarse de un filtrado LTI, la DEP de la señal de ruido a la salida proveniente de la fuente i -ésima, $S'_{Ni}(f)$ como refleja el diagrama de la fig.2.14, se puede calcular en función de $S_{Ni}(f)$ según la expresión [Marple87],

$$S'_{Ni}(f) = S_{Ni}(f) \cdot |H_i(f)|^2 \tag{2.14}$$

Como las fuentes de ruido son de naturaleza diversa, las señales que generan pueden suponerse estadísticamente independientes y para obtener $S_{Nd}(f)$, la DEP del ruido total debido a todos los dispositivos $n_d(t)$, se puede utilizar el principio de superposición como se describe en la fig.2.15. Considerando la existencia de I cargas contribuyentes, el resultado sería,

$$S_{Nd}(f) = \sum_{i=1}^I S'_{Ni}(f) \tag{2.15}$$

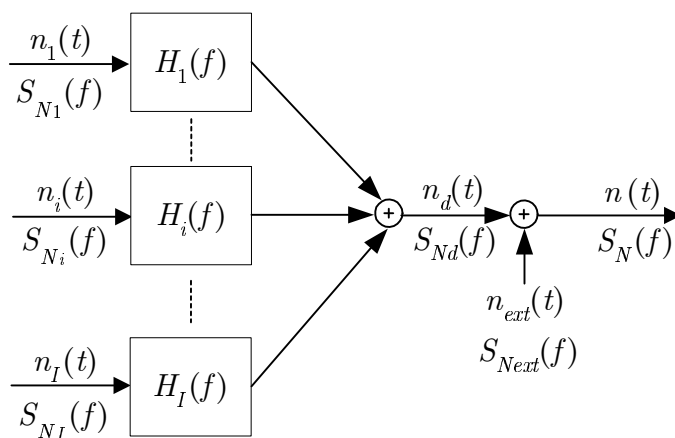


Figura 2.15: Ruido equivalente total en el receptor

2.5.3. Modelo LTI de Canal

El modelo de canal sobre red eléctrica que proporciona el análisis previo se compone de un sistema lineal e invariante en el tiempo y un ruido estacionario aditivo, como se representa en la fig.2.16.

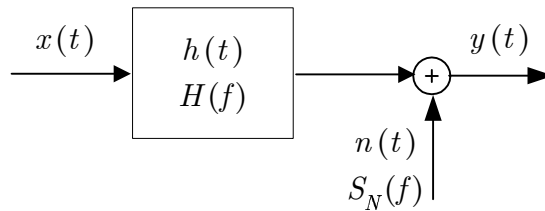


Figura 2.16: Modelo de canal LTI

El sistema LTI tiene una respuesta al impulso $h(t)$ que se correspondería con la transformada inversa de Fourier de la respuesta en frecuencia del canal $H(f)$ calculada y que determina la relación entrada-salida del sistema causal. Esta relación en ausencia de ruido sería,

$$y(t) = \int_0^{+\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau \quad (2.16)$$

El ruido en el receptor aparece como $n(t)$, una señal estacionaria cuya DEP sería $S_N(f)$, calculada con (2.13)-(2.15).

Este modelo de canal es válido para representar el comportamiento de una red eléctrica interior para un cierto estado de sus dispositivos. Cuando se produzca la conexión o desconexión de alguno de ellos se deberían recalculan los parámetros del modelo de acuerdo a la nueva configuración.

Capítulo 3

Medidas Asociadas al Modelo LTI

3.1. Introducción

Este capítulo es una continuación del capítulo 2, pues aquí se presentan medidas de dispositivos y canales sobre redes eléctricas interiores realizadas de acuerdo con el modelo lineal invariante de canal. Se han medido tanto las propiedades de algunos elementos de la estructura de red aislados (por ejemplo los dispositivos, el transmisor y el receptor) como las características de diferentes canales reales como un sistema completo.

Las medidas se han realizado con un triple objetivo. Primero, para explorar la naturaleza, en un principio no completamente conocida, de las líneas eléctricas cuando son usadas para transmitir señales de comunicaciones. El estudio se ha extendido a varias localizaciones y bajo condiciones de carga diversas. Las medidas abarcan la banda de frecuencias hasta 30MHz, un límite habitual, pues por encima de él empieza a dominar el fenómeno de radiación sobre el de conducción. En segundo lugar, las medidas son necesarias para conseguir datos que permitan la realización del modelo de canal LTI, especialmente en cuanto a la caracterización de dispositivos se refiere. Finalmente, también servirán para verificar el ajuste a la realidad de las respuestas obtenidas de la realización del modelo con un simulador (aspecto que se tratará en el capítulo 6).

El capítulo se ha organizado del siguiente modo. A continuación, se describen brevemente los procedimientos seguidos para la obtención de las medidas, que se basan en la asunción de que el canal es LTI. En la segunda sección se incluyen resultados que permiten ilustrar las características de varios dispositivos típicos, su impedancia y el ruido que generan. Seguidamente, se incluyen las medidas de la respuesta global de algunos canales y del ruido recibido. Para terminar, se resumen las conclusiones más importantes relacionadas con el modelo LTI del canal que se ha estudiado en esta parte de la tesis.

3.1.1. Procedimiento de Medida

Los resultados que se van a mostrar a continuación han sido obtenidos haciendo un análisis espectral mediante barrido de frecuencias. Es decir, para las medidas que requieren una señal de excitación o referencia se ha generado un tono y se ha evaluado el valor de la magnitud de interés a esa frecuencia mediante una medida larga (asumiendo régimen permanente sinusoidal). Esa magnitud será en unos casos un valor de impedancia y en otros una respuesta de sistema. El proceso se repite cambiando la frecuencia del tono a lo largo del ancho de banda de interés, desde algunos kHz (dependiendo de la capacidad de la instrumentación usada) hasta los 30MHz. Para medir ruido se realiza también un análisis espectral por barrido pero no hay necesidad de señal de excitación.

La configuración del sistema para realizar todas las medidas, especificando el equipamiento usado y el procedimiento seguido, se describe con más detalle en el apéndice B.

3.2. Medidas de Dispositivos

La caracterización de dispositivos abarca dos aspectos: la medida de la impedancia de carga y de la DEP del ruido que emiten. Se han estudiado numerosos dispositivos, más de cincuenta, de diversos tipos y marcas: aparatos electrónicos (PC, televisores, escáneres, receptores de radio, reproductores de sonido, teléfonos inalámbricos, etc.), pequeños electrodomésticos (secadores, batidoras, máquinas de afeitar, cafeteras, etc.) y equipos de mayor potencia (frigoríficos, lavadoras, hornos microondas, aspiradoras, etc.). No obstante, en esta sección sólo se va a mostrar un reducido número de resultados que son representativos de las características más generales observadas. La gran dispersión existente entre las propiedades de los dispositivos resta sentido a presentar valores estadísticos de estas medidas.

3.2.1. Medidas de Impedancia

Para obtener los valores de impedancia se usa un analizador de redes, y mediante medidas en reflexión se explora el dispositivo en sus dos posibles estados de conexión, que son: enchufado pero apagado y en funcionamiento. Es necesario utilizar circuitos auxiliares de acoplamiento y aislamiento para proteger el instrumental de la señal de red (ver sección B.2). Hay dispositivos que no admiten realmente los dos estados de conexión, como muchos de los destinados a alumbrado (lámparas, bombillas, fluorescentes, etc.). En esos casos están apagados cuando realmente han sido desenchufados de la red al cortar un interruptor, de manera que en ese estado la impedancia que representan hacia la red es la de un circuito abierto.

Existen aparatos cuya impedancia es prácticamente independiente del estado de conexión. De entre ellos se van a mostrar dos ejemplos. El primero corresponde a un ordenador personal de sobremesa y aparece en la fig.3.1, donde se incluye la dependencia de la parte real e imaginaria de la impedancia con la frecuencia. Es destacable la amplia variación que exhibe dentro de la banda bajo estudio, desde valores inapreciables hasta elevarse por encima del $k\Omega$. La forma de la curva es característica y recuerda a la que tiene un circuito resonante RLC paralelo que, en este caso, presentaría la resonancia alrededor de los 21MHz.

El segundo ejemplo, que se ilustra en la fig.3.2, corresponde a la medida de un televisor convencional para el que también se ha comprobado que la impedancia es independiente del estado de funcionamiento. En relación con el resultado anterior, la forma de la curva es semejante aunque la resonancia dominante ocurre a frecuencias mucho menores, aproximadamente a 2MHz.

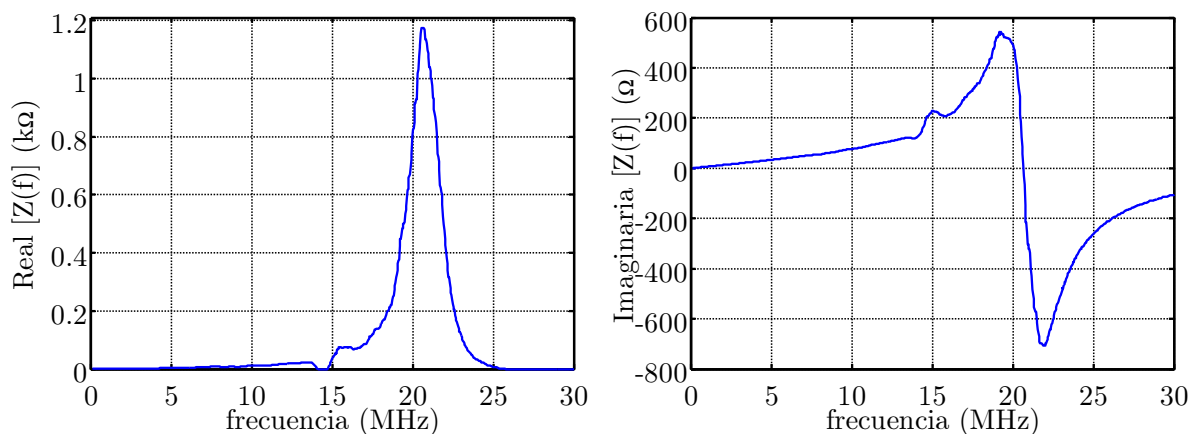


Figura 3.1: Medida de la impedancia de un ordenador personal de sobremesa

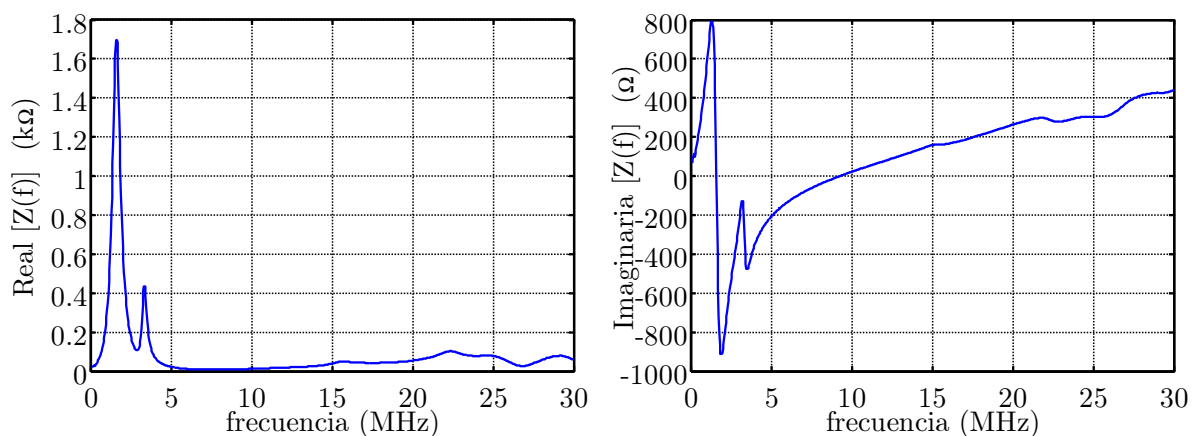


Figura 3.2: Medida de la impedancia de un televisor

Por otra parte, hay dispositivos que exhiben una clara variación en su impedancia según el estado de conexión en que se obtenga la medida. También se han elegido dentro de este grupo dos ejemplos significativos. En primer lugar, en las fig.3.3 y 3.4, se presentan los resultados para una lámpara halógena que posee un regulador de intensidad que permite activarla o no, manteniéndola enchufada. Se puede apreciar un importante cambio según la lámpara esté apagada o encendida en la región de frecuencias por debajo de los 10MHz.

A continuación, las fig.3.5 y 3.6 muestran la medida registrada para una aspiradora, otro aparato de impedancia claramente variante en función de su estado de conexión. En esta ocasión, el cambio es incluso mayor y abarca prácticamente todo el rango de frecuencias. La medida parece similar a la que correspondería a varios circuitos resonantes distribuidos con cierta regularidad en frecuencias diferentes, existiendo tres o cuatro resonancias según esté apagada o encendida.

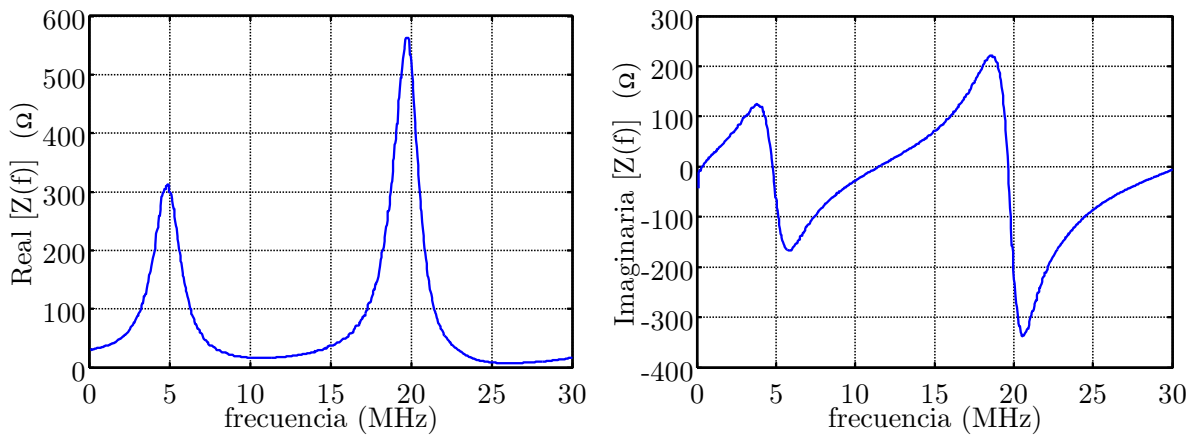


Figura 3.3: Medida de la impedancia de una lámpara halógena apagada

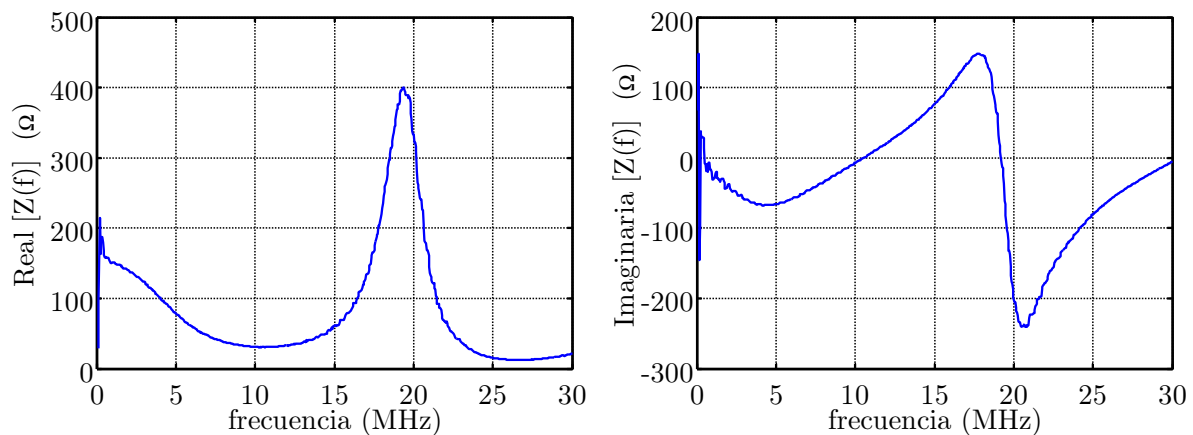


Figura 3.4: Medida de la impedancia de una lámpara halógena en funcionamiento

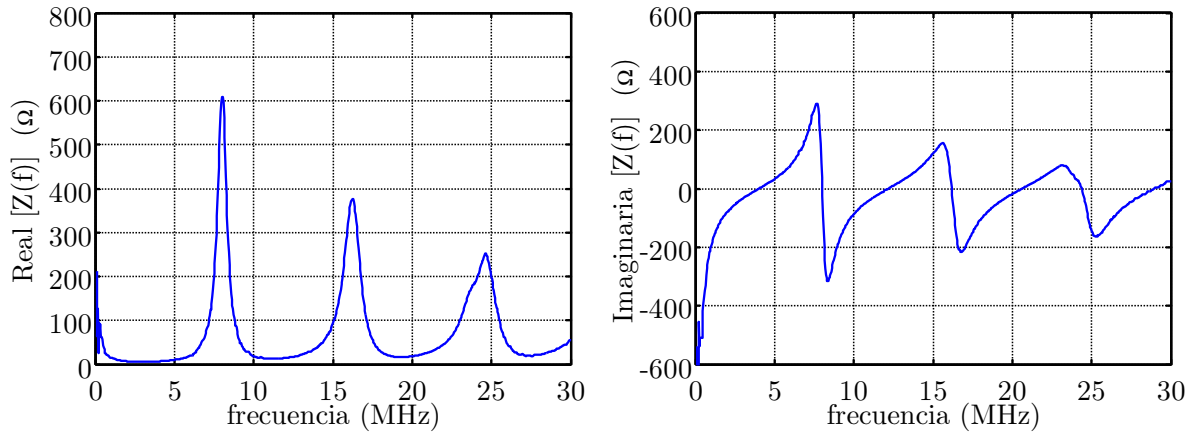


Figura 3.5: Medida de la impedancia de una aspiradora apagada

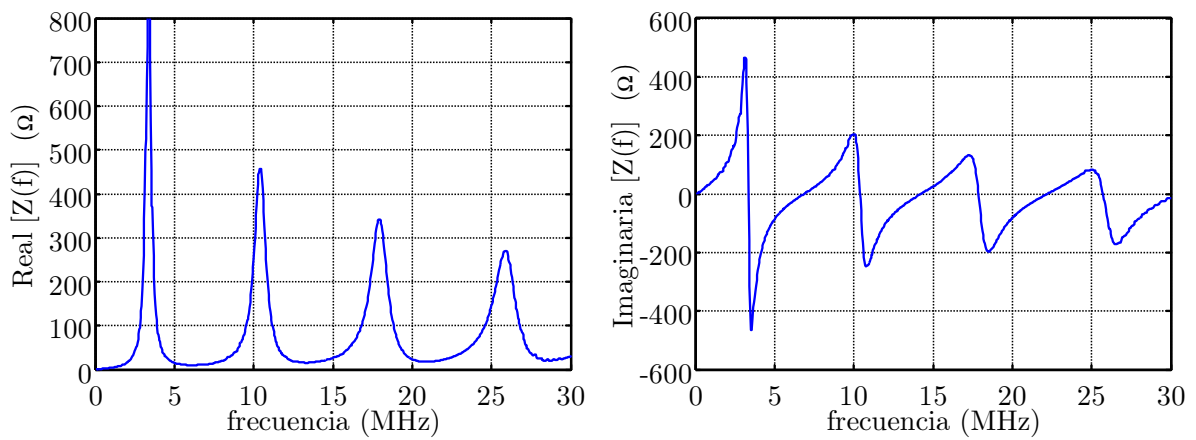


Figura 3.6: Medida de la impedancia de una aspiradora en funcionamiento

3.2.2. Medidas de Ruido

El procedimiento de medida del ruido emitido por los dispositivos se basa en estimar su DEP mediante un analizador de espectros, o un analizador de redes en modo de medida de potencia absoluta recibida. La medida se realiza con el dispositivo conectado a la red y en funcionamiento (en caso contrario no emitiría ruido). Por ello se necesita el circuito de acoplamiento, para proteger el instrumento, y también un circuito de aislamiento, para eliminar el ruido proveniente del resto de la red eléctrica.

A continuación, se presentan resultados representativos de los niveles de ruido inyectado en la red al hacer funcionar algunos dispositivos típicos. En primer lugar se muestra, en la fig.3.7, la estimación de la DEP de ruido generado por una batidora convencional que alcanza el valor máximo en el tramo hasta 1.5MHz. Contiene la mayor parte de la potencia en las frecuencias entre 7.5 y 20MHz y muestra una disminución en las frecuencias superiores.

En la fig.3.8, se observa la curva correspondiente a un horno de microondas, que es otro de los dispositivos eminentemente ruidosos. En este caso, la potencia en baja frecuencia es menor, con componentes más destacadas en 2 y 3MHz. La región del espectro en la que introduce más potencia se encuentra entre los 6 y los 10MHz.

Por último, en la fig.3.9 se incluye la medida para una bombilla de bajo consumo, con características bastante diferentes. Exhibe una tendencia descendente de forma más suave al incrementar la frecuencia con con una excursión de unos 20dB.

Con carácter general se puede decir que todos los dispositivos emiten ruido, aunque no siempre con niveles significativos sobre el ruido de fondo existente en la red (que se verá más adelante), y que esa emisión suele ser mayor en frecuencias menores.

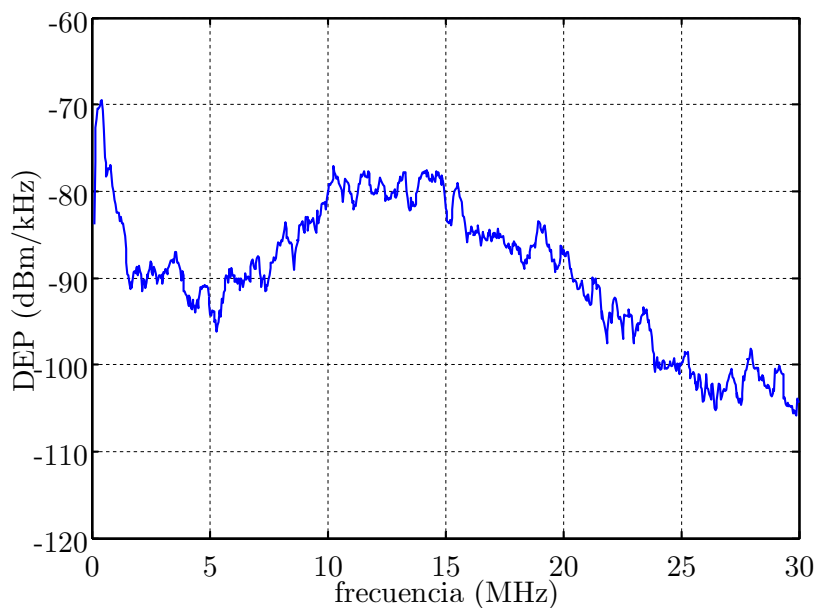


Figura 3.7: Medida de la DEP de ruido emitido por una batidora

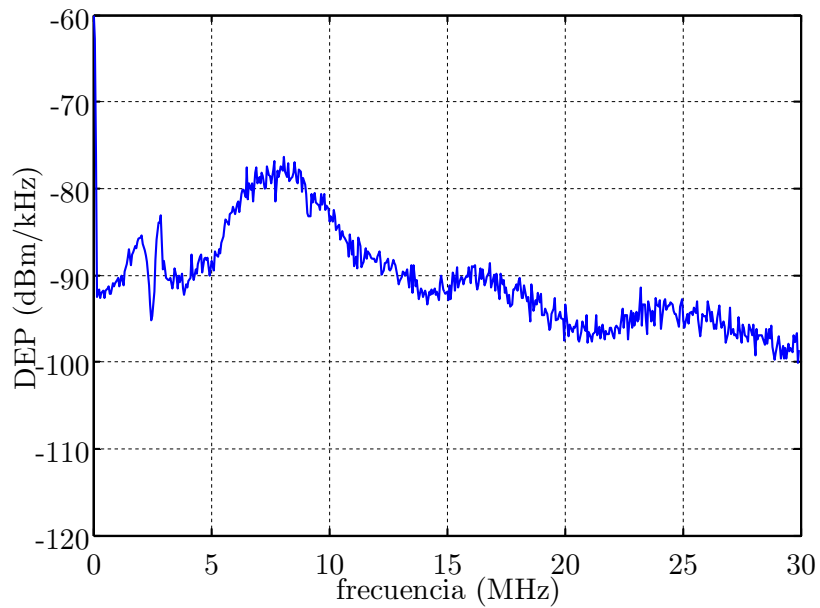


Figura 3.8: Medida de la DEP de ruido emitido por un horno de microondas

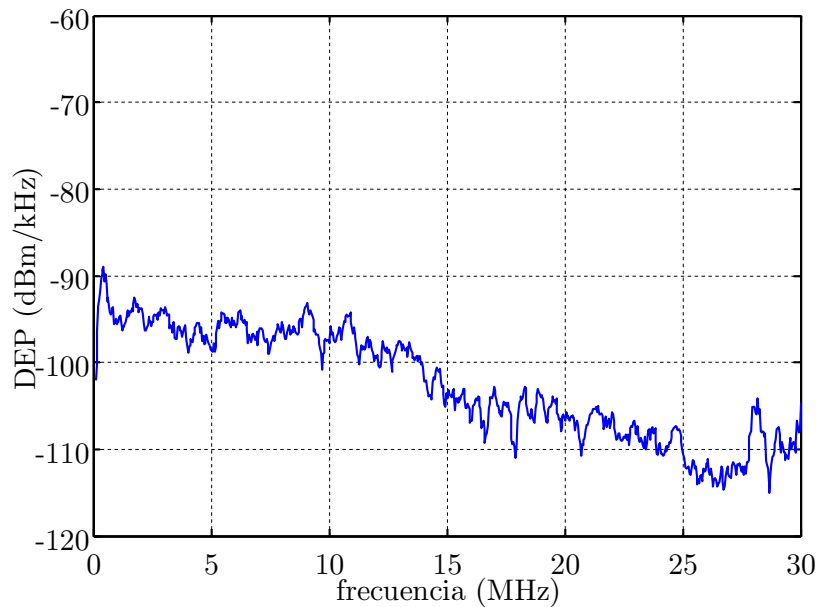


Figura 3.9: Medida de la DEP de ruido emitido por una bombilla de bajo consumo

3.3. Medidas de Respuestas de Canal

Se han realizado medidas sobre redes eléctricas en entorno residencial y en un entorno de oficinas y laboratorios (en los que la instrumentación comprendía predominantemente ordenadores y sus periféricos como impresoras, escáneres, etc.). No se ha llevado a cabo una exhaustiva campaña de medidas en redes reales, pues precisamente uno de los objetivos del modelado de canal propuesto es eludir su necesidad en esta investigación. El propósito de esta sección es ilustrar someramente las propiedades principales de este tipo de canales de transmisión con algunas de las medidas disponibles. Resultados más extensos sobre canales reales se pueden encontrar en [Philipps02, Liu99] y sobre canales simulados en el capítulo 6.

Para cada entorno se han llevado a cabo medidas colocando el transmisor y el receptor en diferentes enchufes elegidos al azar, pero tratando de establecer enlaces de diversa longitud. Para cada localización la medida trata de estimar la función de transferencia del sistema LTI que representa el cableado con el transmisor y el receptor en los dos puertos de acceso seleccionados. Se ha empleado un analizador de redes vectorial que mediante un barrido de puntos equiespaciados en frecuencia va proporcionando el módulo y la fase de la respuesta que mide en cada punto. Igual que en la caracterización de dispositivos se han necesitado circuitos de acoplamiento para preservar el equipo de la señal de red (ver sección B.3).

Para la estimación de la respuesta en frecuencia se ha realizado una normalización que elimina la distorsión espectral que introducen tanto los cables de conexión al instrumento como los circuitos acopladores. Por esta razón, esta respuesta en frecuencia representa la relación entrada-salida de la red, que incluye pérdidas por desadaptación en ambos puertos.

Medidas en un Apartamento

Seguidamente, se incluyen algunos ejemplos extraídos de las medidas realizadas. En primer lugar, se presentan respuestas de canales domésticos, en particular, tomadas en un apartamento. Este apartamento tiene unos $70m^2$ y contiene cuatro circuitos eléctricos que pertenecen a una misma fase de las tres distribuidas, lo que representa el caso habitual en residencias de tamaño medio y pequeño (apartamentos, pisos y chalets adosados).

En la fig.3.10, se puede observar la respuesta en frecuencia de amplitud y fase entre unos 100kHz y 30MHz (pues el filtro acoplador atenúa la baja frecuencia), para un enlace en las condiciones más favorables: ambos enchufes se encuentran sobre el mismo circuito eléctrico, en la misma habitación y son contiguos, siendo la longitud de cable que los separa presumiblemente inferior a 5 metros. Aunque la distancia entre transmisor y receptor es pequeña, la atenuación que exhibe este canal es apreciable y además no es en absoluto uniforme, con variaciones de hasta 15dB. En la fig.3.11, aparece otra medida, correspondiente a la misma vivienda, entre dos enchufes del mismo circuito eléctrico anterior, pero más lejanos (distan unos 20 ó 25m) situados en estancias diferentes. Las condiciones de este enlace empeoran, como se refleja en su mayor atenuación en promedio y sobre todo en una mayor selectividad en frecuencia, es decir, la curva es más sinuosa con 'nulos' y picos más claros.

En último lugar, se presenta en la fig.3.12 la medida para otro canal en el que la distancia del enlace es algo superior al caso anterior y además, transmisor y receptor se encuentran en circuitos eléctricos distintos. La degradación de la respuesta del canal es notable, observándose una distorsión más acusada, tanto de amplitud como de fase, con una atenuación media mayor. En todas las curvas se aprecian zonas donde la fase es no lineal, especialmente en las frecuencias alrededor de los nulos de amplitud.

Las condiciones de carga de la red eléctrica se mantuvieron invariables durante la realización de estas medidas. Se puede considerar que estaba en estado de reposo, es decir, estaban apagados todos los electrodomésticos salvo el frigorífico (sí que estaban conectados los propios instrumentos de medida: analizador de redes y PC).

De la respuesta del sistema se puede inferir la distancia del enlace. Para ello se recuerda la expresión que define el retardo de grupo a partir de la respuesta de fase,

$$\tau_g = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\angle H(f)}{df} \quad (3.1)$$

El retardo de grupo se puede ver también como el cociente entre la distancia de transmisión y la velocidad de grupo, que no es constante debido al carácter dispersivo del medio. En cada canal el valor medio de la velocidad de grupo será diferente, pues estará relacionado con la velocidad de propagación de los cables que se recorren en el camino principal, aproximadamente entre 0.6 y 0.7 veces la velocidad de la luz en el vacío (ver apéndice C y [Philipps02]).

Las diferencias del desplazamiento de la fase hasta los 30MHz para los distintos canales es atribuible a la distinta longitud del enlace. Eso se aprecia en las figuras, donde la pendiente se va incrementando de manera ostensible a medida que el canal corresponde a una distancia mayor entre transmisor y receptor.

De estas gráficas se desprenden algunas características particulares de los canales sobre redes eléctricas en interiores. La distorsión lineal que exhiben se debe a la topología arborescente del cableado y depende de la disposición de cada enlace. En términos generales, no es más importante la longitud del camino principal de la señal entre el transmisor y el receptor, sino la distribución de ramas, por ejemplo su número y su posición relativa a lo largo del camino. También influye mucho la carga que representan estas ramas, que viene determinada por su longitud, complejidad (si a su vez comprende diversas ramas) e impedancia terminal. Es común encontrar enlaces cortos que exhiben una mayor dispersión que otros más largos, como suele ocurrir cuando se mide entre dos enchufes situados en circuitos eléctricos diferentes. En estos casos el camino principal incluye el cuadro de distribución, donde se disipa mucha potencia de señal por derivación a otros circuitos, y la magnitud relativa de las reflexiones de señal se hace mayor.

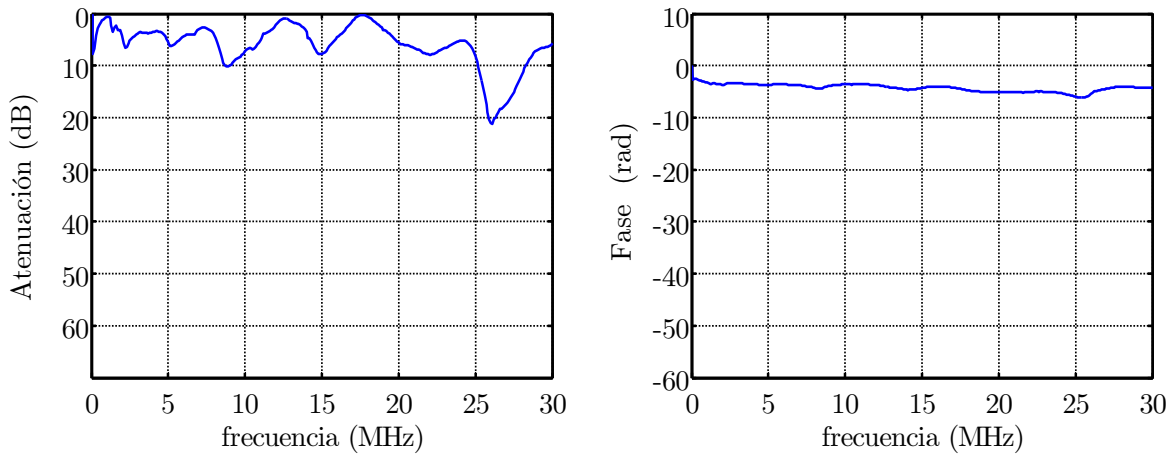


Figura 3.10: Medida de la respuesta en frecuencia de un canal doméstico de corta distancia

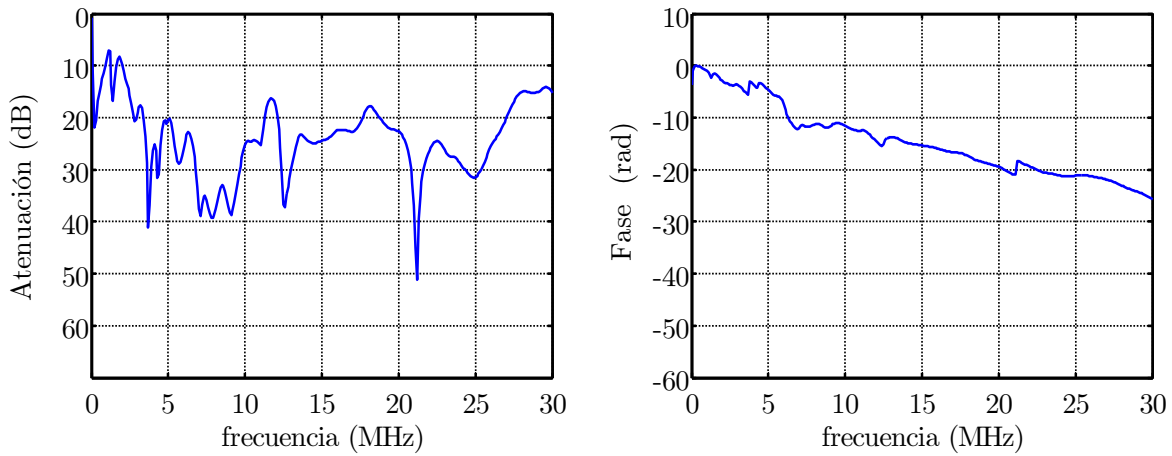


Figura 3.11: Medida de la respuesta en frecuencia de un canal doméstico de distancia intermedia

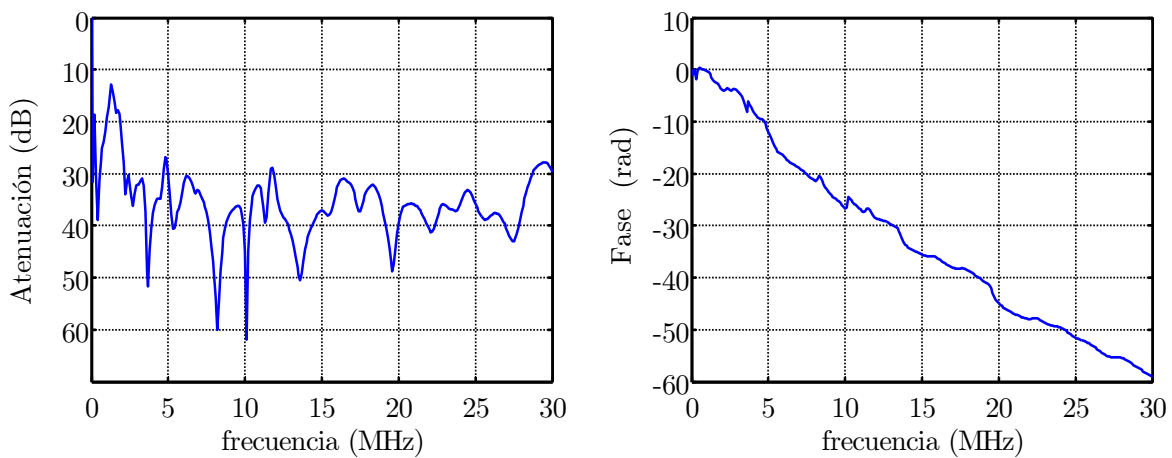


Figura 3.12: Medida de la respuesta en frecuencia de un canal doméstico de mayor distancia

Medidas en un Laboratorio

A continuación, se presentan resultados extraídos de medidas realizadas en un laboratorio universitario cuya red eléctrica presenta diferencias sustanciales con la del apartamento. En él, se distribuyen las tres fases de la señal de 230V y la densidad de puntos de acceso a la red es mucho mayor pues existen bancos de trabajo con múltiples enchufes. En la fig.3.13, aparece la respuesta en frecuencia de un canal entre enchufes sobre la misma fase y en bancos de trabajo contiguos, de modo que la distancia de transmisión es muy reducida (del orden de 5m). Es interesante destacar como la atenuación es mucho mayor a la del canal de la fig.3.10, con una distancia parecida, y como cambia la forma de la curva. En este caso, las pérdidas aumentan más en alta frecuencia lo que puede achacarse a las numerosas líneas en circuito abierto que penden de la red eléctrica, con pequeñas longitudes (alrededor de 2 metros) que representan cortocircuitos, por transformación en $\lambda/4$, a frecuencias de la banda de 20 a 30MHz.

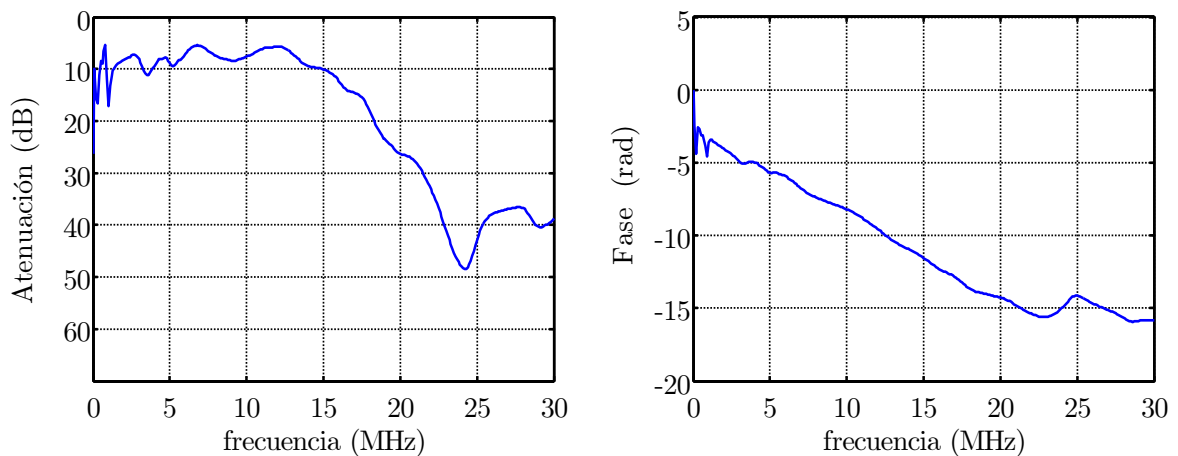


Figura 3.13: Medida de la respuesta en frecuencia de un canal en un laboratorio

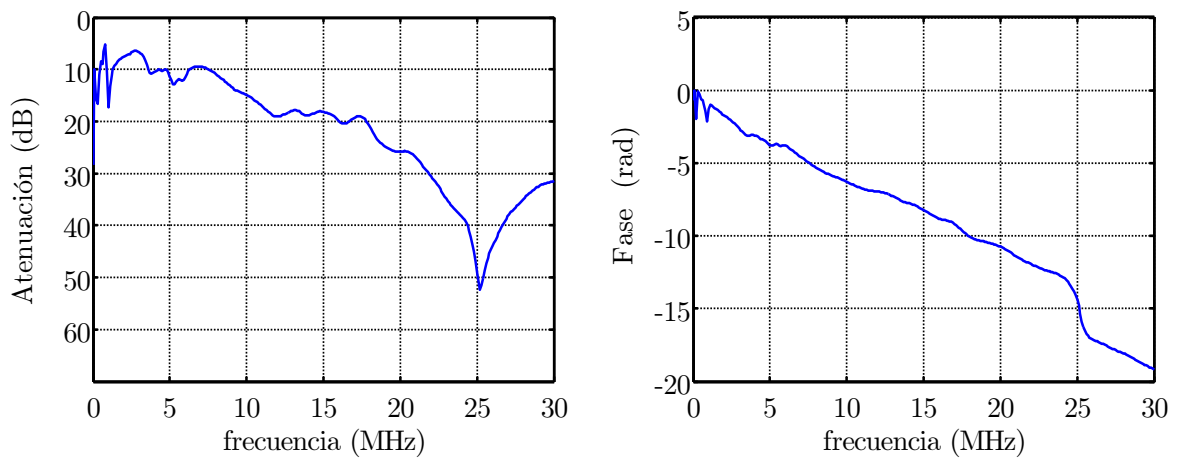


Figura 3.14: Medida de la respuesta en frecuencia del mismo canal en laboratorio pero con un dispositivo en las proximidades

También se ha incluido otra medida (ver la fig.3.14) correspondiente al mismo enlace pero ahora se ha enchufado un dispositivo en la toma adyacente a la del receptor (en concreto una lámpara convencional de tipo flexo). El objetivo de esta medida es poner de manifiesto la influencia de las cargas sobre la respuesta del sistema. Tal influencia resulta evidente, por ejemplo, en las frecuencias medias, donde aumenta la atenuación en más de 10dB, y en torno a 25MHz, donde la respuesta de fase presenta un cambio importante en su comportamiento.

3.4. Medidas de Ruido Recibido

Las fuentes principales de ruido en entorno residencial son los aparatos eléctricos en la propia vivienda y la conexión a la red general por la que se introduce el ruido externo. En entornos de oficinas y laboratorios las condiciones son similares, aunque la captación de ruido desde el exterior es más acusada debido al alto número de dispositivos conectados en las redes interiores próximas (entendiendo por tal aquella que se despliega desde un cuadro de distribución).

En este apartado se van a presentar estimaciones de la DEP obtenidas a partir de medidas del denominado ruido externo, existente en ausencia de dispositivos conectados a la red eléctrica interior propia. Estos resultados serán utilizados posteriormente en la realización del modelo de canal, para lo que se necesitan valores de DEP reales.

Se ha registrado la señal de ruido recibida en diversas ubicaciones y enchufes siguiendo un procedimiento de medida convencional, en el que se emplea un analizador espectral que proporciona una estimación de la DEP tras hacer un promediado de las medidas (ver sección B.4).

A continuación, se muestran un par de resultados de medidas representativas registradas en un apartamento, fig.3.15, y en un laboratorio universitario, fig.3.16. Ambas han sido tomadas en horario de alta actividad: por la tarde-noche, en el primer caso, y en horario laboral en el segundo. Durante la medida no había dispositivos en funcionamiento en las proximidades salvo, obviamente, los equipos de medida cuya toma de alimentación se filtraba y se trataban de conectar lo más lejos posible del enchufe bajo estudio.

Es destacable el mayor nivel de ruido existente en las medidas correspondientes al laboratorio, especialmente en la banda inferior a 7MHz y en particular en la segunda gráfica (fig.3.16 a la derecha). Esta última se corresponde a una captura tomada a media mañana mientras que la anterior se realizó a hacia el final de la tarde. En general, en todas las medidas de ruido externo se verifica un decaimiento de la DEP de ruido a medida que aumenta la frecuencia. También es significativa la presencia de señales de banda estrecha. Se aprecian más en las medidas domésticas de la fig.3.15 quizá por el menor nivel general registrado, pues en las medidas en laboratorio estarían enmascaradas.

Estas curvas resaltan que la influencia del ruido generado por los dispositivos cercanos es superior en entorno doméstico que en oficinas pues el ruido de fondo es menor y, por tanto, los cambios de estado de los dispositivos van a provocar una mayor variación relativa de la calidad del enlace.

Está fuera del objetivo de este trabajo hacer una revisión más detallada de medidas de ruido. Existen referencias con estudios más completos, entre las que se pueden mencionar [Philipps02, Liu99, Abad03]. Otras referencias pioneras en este campo son [Smith72, Tanaka88].

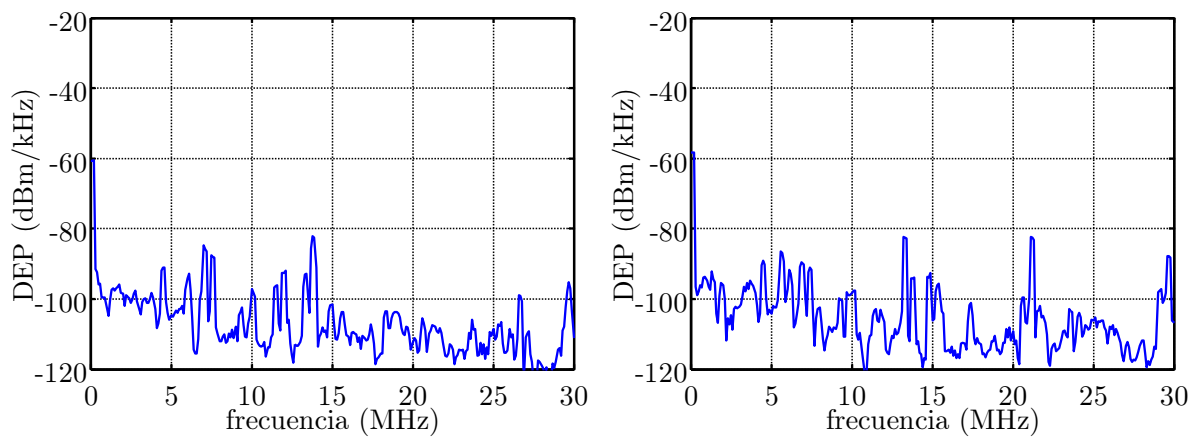


Figura 3.15: Medidas de la DEP en una red doméstica en dos ubicaciones

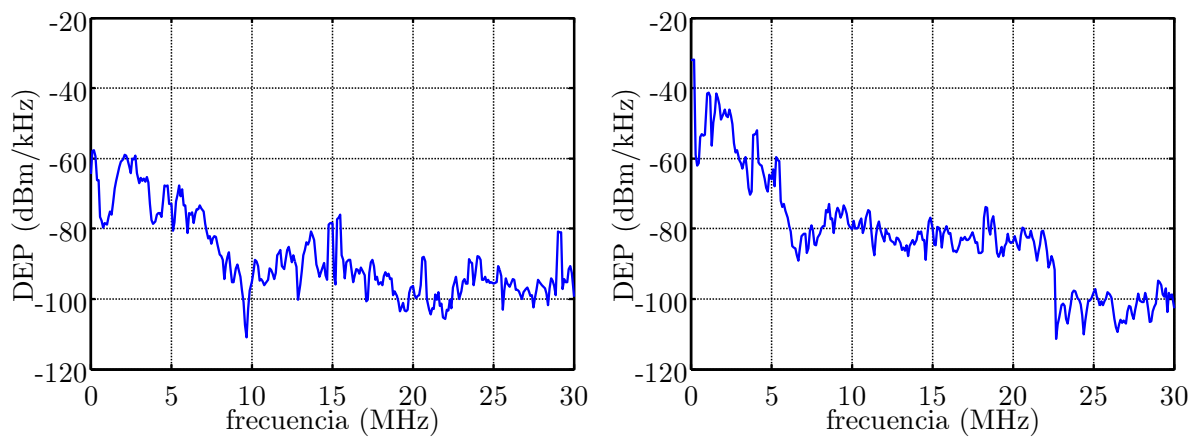


Figura 3.16: Medidas de la DEP en la red de un laboratorio en dos ubicaciones

3.5. Resumen de la parte relativa al Modelo LTI

En estos dos últimos capítulos se ha analizado un modelo de canal para sistemas de transmisión sobre redes eléctricas interiores. En un principio, se ha supuesto que los dispositivos tienen características en alta frecuencia independientes de la señal de red y, por tanto, que emiten ruido estacionario y sus cargas son lineales. Por esta razón, la distorsión del canal se ha modelado mediante un filtro LTI y el ruido recibido se ha considerado estacionario.

El modelo está basado en la descripción de la estructura del canal mediante líneas de transmisión. Para llevar este modelo a la práctica se debe comenzar definiendo el conjunto de líneas de transmisión que representa la topología de la red, que debería estar basada en las configuraciones habituales de las redes eléctricas reales. En realidad no es necesario un conocimiento exhaustivo del trazado eléctrico para crear el modelo. Bastaría con un conocimiento aproximado del número de circuitos, interconexiones, terminaciones y tipo de dispositivos, que puede conseguirse a partir de planos eléctricos o por simple inspección de la instalación de referencia. A partir de esta información, se pueden generar realizaciones diferentes del modelo de canal, modificando las longitudes de las secciones de línea de transmisión, su situación relativa, o los valores de impedancia de las cargas, dentro de rangos de valores razonables.

En virtud de este modelo se han definido procedimientos de medida que han permitido obtener datos de dispositivos reales y de ruido de fondo, para introducirlos en una posterior realización del modelo. Se han presentado algunas medidas representativas de propiedades de dispositivos y de canales completos. Una de características que puede destacarse de los canales es la notable variación en frecuencia de la relación señal a ruido, debida a la gran distorsión lineal observada en el canal y a la 'riqueza' espectral del ruido.

Este modelo de canal representa las características de una red eléctrica interior con los dispositivos en un determinado estado de funcionamiento. Así pues, el modelo descrito es una aproximación estacionaria válida durante el tiempo en que la conexión de los dispositivos no cambie. Habitualmente esos tiempos son muy superiores a la duración de la respuesta al impulso del canal lo que justifica la estacionariedad. Sin embargo, a una escala temporal de minutos el modelo proporciona una sucesión de canales LTI, a medida que se producen las transiciones de estado de los dispositivos. Las transiciones, que aparecen en tiempos aleatorios, se suponen ideales, es decir instantáneas ¹.

¹No parece útil complicar ese modelo de cambios de estado pues algunos conllevan transitorios de alto nivel de ruido (decenas de voltios, medidos sobre 50Ω), que hacen difícil la transmisión mientras duren.

Capítulo 4

Modelo Lineal Cíclico de Canal

4.1. Introducción

El objetivo de este capítulo es definir un modelo de comportamiento de canal alternativo al modelo lineal invariante. Se parte también del modelo estructural ya presentado en el capítulo 2, pero se asume que algunos dispositivos involucrados exhiben características dependientes del valor instantáneo de la tensión alterna para distribución de energía eléctrica. Esta condición de partida tiene importantes implicaciones al desarrollar el modelo de canal pues conduce a un comportamiento cíclico de la respuesta del canal y de las perturbaciones presentes. En realidad, el modelo lineal e invariante de canal se podría considerar una versión simplificada o macroscópica del nuevo modelo lineal cíclico, que sería una aproximación más ajustada a las características reales de los canales sobre red eléctrica.

El capítulo comienza revisando la descripción de los elementos del modelo estructural consideradas hasta ahora, básicamente las concernientes a los dispositivos. En la sección tercera se abordan las consecuencias que tiene esta revisión sobre el comportamiento del canal y se llega a la formulación del nuevo modelo cíclico. Finalmente, se adjunta un anexo en el que se analiza con mayor profundidad la naturaleza cíclica de los canales sobre red eléctrica y se justifican matemáticamente algunas de las asunciones que se tratan de manera más cualitativa en el cuerpo principal del capítulo.

Parte de los contenidos de este capítulo y el siguiente de medidas se pueden encontrar en [Cañete04], expuestos con un enfoque diferente.

4.2. Modelado de los Dispositivos

La estructura del sistema para representar el canal sigue siendo la descrita en el apartado 2.2, que contenía cinco elementos: red de cableado, dispositivos, transmisor, receptor y ruido externo. Sin embargo, la descripción matemática de la funcionalidad de alguno de estos elementos se va a cambiar en relación con la presentada entonces. Los cambios no afectan a la red de cableado,

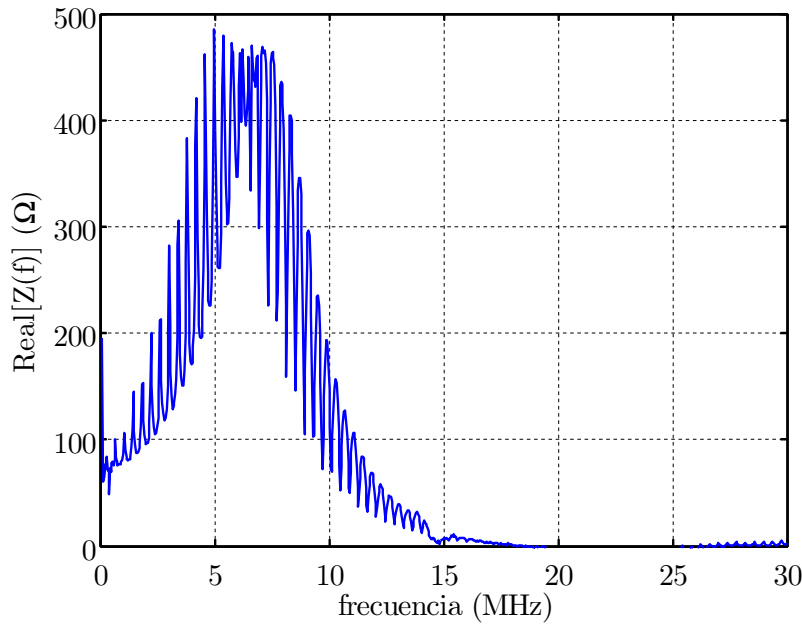


Figura 4.1: Medida de la parte real de la impedancia de una cafetera eléctrica

que se sigue representando mediante una serie de líneas de transmisión, ni tampoco afectan al transmisor y receptor, que presentan cargas lineales selectivas en frecuencia; pero la descripción de los dispositivos y el ruido externo sí que va a ser diferente.

Se ha verificado que en muchos de los aparatos eléctricos estudiados su comportamiento en alta frecuencia es sensible al valor instantáneo de la tensión de red, una senoide de $f_0=50\text{Hz}$ y $230\text{V}(rms)$; observándose, por ejemplo, una alteración del valor de su impedancia. Como la tensión de red va cambiando con el tiempo, al analizar las características de los dispositivos en este capítulo se va a eliminar la restricción de que la carga que representan sea lineal e invariante en el tiempo (y por tanto modelable como una simple impedancia).

La necesidad de esta mejor aproximación se va a justificar mediante un experimento para el que se ha elegido un dispositivo con un comportamiento interesante, una cafetera eléctrica. Consiste en la exploración de la impedancia que presenta hacia la red, que ha sido realizada con la ayuda de un analizador de redes según un procedimiento convencional (descrito en el apéndice B). En la fig.4.1, se ilustra el resultado de la medida de la parte real de la impedancia hasta una frecuencia de 30MHz. Es llamativa la sinusoidal variación de la curva según cambia la frecuencia. La explicación de este efecto reside en el principio de funcionamiento del instrumento de medida, que va barriendo el rango de frecuencias seleccionado a lo largo del tiempo de forma lenta y progresiva. Durante ese barrido, el dispositivo bajo prueba cambia sus características proporcionalmente al cambio del valor instantáneo de la tensión de red. Como ésta varía periódicamente con el tiempo, se produce la ondulación de la curva de impedancia de la figura, que tiene una periodicidad resultante del producto de la velocidad de barrido por los 20ms del ciclo de red, $T_0=1/f_0$.

Si se procesa la medida de la fig.4.1, se pueden estimar curvas de impedancia de la cafetera para diferentes valores fijos de la tensión de red, muestreando la medida en los puntos que

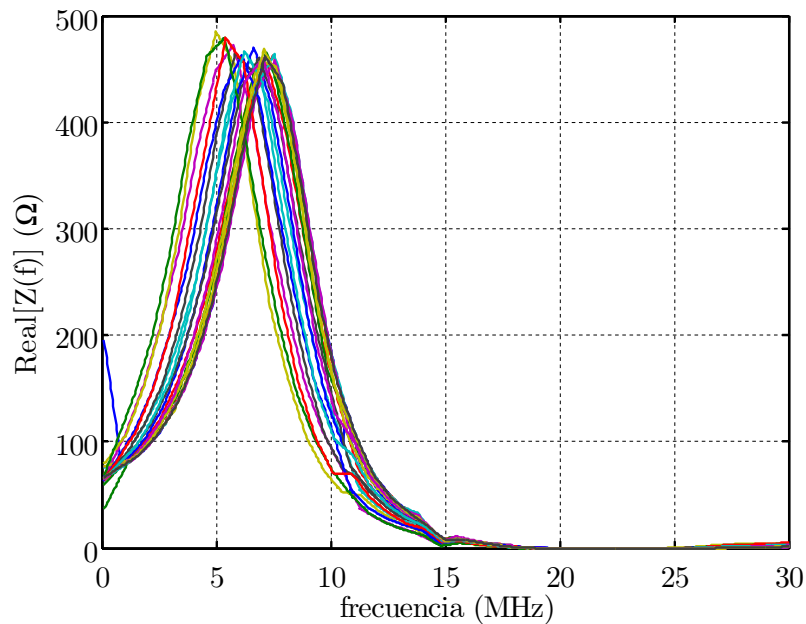


Figura 4.2: Medida de la parte real de la impedancia de una cafetera, descompuesta para distintas fases del ciclo de red

corresponden a un determinado valor de esta tensión. El resultado del procesado se ha representado en la fig.4.2, donde se han superpuesto las curvas de la parte real de la impedancia para diferentes instantes del ciclo de red dentro del rango de frecuencias de interés. La figura pone de manifiesto que realmente el dispositivo presenta una impedancia variante con el ciclo.

En virtud de este resultado, se hace necesario redefinir el parámetro que caracteriza la carga de un dispositivo. Como se ha comprobado que el valor de la impedancia varía según la amplitud de la señal de red, y ésta cambia a lo largo del tiempo, se tomará $Z(t, f)$ como parámetro de impedancia variante en tiempo y frecuencia de un dispositivo. La evolución temporal quedará limitada a T_0 , ya que se supone que a partir de entonces los valores se van a repetir de forma periódica. Además, se va a asumir una aproximación cuasi-estática del comportamiento del dispositivo, que se justificará más adelante y que consiste en considerar la variación suficientemente lenta como para modelarla mediante una serie de estados de impedancia constante que se van sucediendo a lo largo del ciclo de red.

Puede intuirse que el fenómeno causante de la periodicidad del comportamiento del dispositivo debe ser el carácter no lineal de su carga. Durante el experimento, el dispositivo es excitado por dos señales superpuestas: la gran señal de 50Hz y la pequeña señal generada por el analizador. Puesto que la medida se ve influida por la amplitud de la señal presente, esencialmente la de la gran señal, debe concluirse que el dispositivo bajo prueba no es lineal.

El experimento anterior invita a preguntarse si el ruido asociado a los dispositivos también va a exhibir características dependientes de la variación temporal de la señal de red. Para verificar este extremo se decidió sincronizar el barrido del analizador espectral con la señal de red en las medidas de ruido. En la fig.4.3, se representa a modo de ejemplo el resultado de la aplicación de este método para medir el ruido emitido por una bombilla de bajo consumo. En la medida se

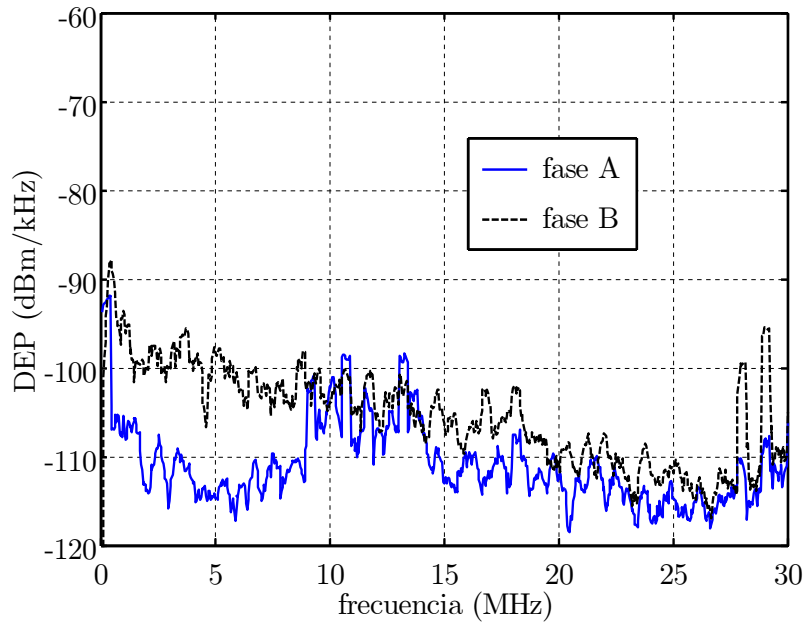


Figura 4.3: Medidas de la DEP de una bombilla de bajo consumo, sincronizadas con dos fases de la señal de red

trata de estimar la densidad espectral de potencia (DEP) obteniendo diversas capturas o periodogramas [Marple87] del ruido en la banda de interés para promediarlas después. Las capturas se temporizan con los 20ms del ciclo de red, es decir, en cada ciclo de red se va registrando sucesivamente un punto en frecuencia y posteriormente se promedian varios periodogramas sincronizados.

Se han realizado dos medidas: la etiquetada como 'fase A', sincronizando el analizador espectral con la señal de 50Hz disparando la medida con cada cruce de la amplitud de ésta por cero voltios (en sentido ascendente), y la etiquetada como 'fase B', que se ha tomado disparando la medida con cada cruce de la señal de red por 289 voltios (también en sentido ascendente). Se pueden comparar estas medidas con la correspondiente a la fig.3.9, incluida en el capítulo 3, que fue realizada promediando capturas sin ningún tipo de sincronización. Ese procedimiento proporciona un resultado de DEP diferente a los dos obtenidos ahora porque está pensado para analizar señales estacionarias ¹.

La comparación descubre que la asunción de ruido estacionario en este caso es una aproximación alejada de la realidad. Se pone además de manifiesto cómo el procedimiento empleado en una medida y el modelo asumido a priori en su diseño condicionan sobremanera el resultado.

A lo largo de este capítulo se va a trabajar con un modelo más complicado para el ruido: se va a considerar que sus parámetros estadísticos, como su media o su DEP, muestran una variación temporal periódica y sincronizada con la señal de red.

El ruido emitido por un dispositivo se va a suponer cicloestacionario y su parámetro carac-

¹De hecho proporciona el coeficiente de orden cero del espectro cíclico de una señal cicloestacionaria, según se justifica en el apéndice A, que podría entenderse como la DEP de la 'componente estacionaria' de la señal.

terístico será $S_N(t, f)$: la DEP variante a lo largo del ciclo de red T_0 o *densidad espectral de potencia instantánea*, como se definirá más adelante. Para el ruido también se va a admitir la aproximación de variación lenta. Con ella se asume que la señal cicloestacionaria se puede interpretar como una secuencia de estados estacionarios que se suceden durante el ciclo, cada uno caracterizado por un valor de DEP.

En conclusión, el comportamiento de los dispositivos va a seguir representándose mediante un bipolo activo, que presenta estados aproximadamente estacionarios en cada instante de tiempo caracterizados por una impedancia y una DEP dependientes de la frecuencia ², según se refleja en la fig.4.4.

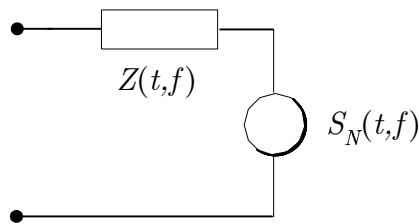


Figura 4.4: Modelo de dispositivo como bipolo activo variante en el tiempo

Hay que destacar que los dispositivos elegidos como ejemplo presentan un comportamiento similar al observado en otros muchos y que, por tanto, son representativos del conjunto. También hay dispositivos que no exhiben este carácter cíclico, como los mostrados en el capítulo 3 ³. No obstante, estos pueden ser modelados como un caso particular incluido en este modelo de comportamiento más general.

4.3. Análisis del Comportamiento del Canal

Tomando como punto de partida la estructura de la red eléctrica compuesta de líneas de transmisión y dispositivos con cargas lineales pero variantes, es posible particularizar el modelo de comportamiento genérico enunciado en el apartado 2.3. Este es el objeto de la sección, que se divide en tres partes: el modelado de la respuesta del canal, el modelado del ruido y, finalmente, la formulación del modelo cíclico completo propuesto.

4.3.1. Modelado del Canal Variante

Se ha comprobado que algunos de los dispositivos que se conectan a las redes eléctricas muestran una variación cíclica. La causa de ese comportamiento reside en la existencia de fenómenos de carácter no lineal y hace que la red eléctrica, que contiene estos dispositivos, se comporte de

²Ver nota al pie de la sección 2.5.2.

³Si bien, en la fig.3.4, correspondiente a la impedancia de una lámpara halógena encendida, se aprecia una pequeña oscilación en la banda por debajo de 3MHz atribuible a un comportamiento cíclico poco acusado.

manera global como un sistema no lineal. Sin embargo, el modelado de este comportamiento no lineal puede simplificarse haciendo algunas aproximaciones.

En este punto se va argumentar de forma intuitiva este proceso de simplificación, que aparece justificado más rigurosamente en el anexo 4-A del capítulo.

La señal que se aplica a las cargas no lineales tiene dos componentes: la señal de red, de gran nivel y baja frecuencia, y la señal de comunicaciones, de nivel muy inferior y de alta frecuencia. La gran diferencia entre esas dos señales hace que las componentes no lineales de la respuesta del sistema estén determinadas casi exclusivamente por la primera de ellas, que es determinista y periódica. En estas circunstancias, es factible considerar que desde el punto de vista de la pequeña señal el canal sobre red eléctrica se comporta como un sistema lineal pero variante en el tiempo periódicamente (LPTV, *Linear Periodically Time-Varying*).

Las propiedades fundamentales de los sistemas LPTV se analizan en el apéndice A. De él se han extraído algunas relaciones que se presentan a continuación.

Un sistema lineal variante en el tiempo (LTV, *Linear Time-Variant*) se describe mediante su relación entrada-salida,

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, u)x(u)du \quad (4.1)$$

donde $h(t, u)$ es la *respuesta al impulso* del sistema, que representa la respuesta en el instante t a un impulso aplicado en el instante u . Para un sistema LTI se verifica que $h(t, u) = h(t - u, 0) = h(t - u)$, que es la respuesta a un impulso aplicado en cero.

Se le denomina sistema LPTV si la respuesta es periódica en el tiempo, es decir que, asumiendo que el período sea T_0 , debe cumplirse que,

$$h(t, t - \tau) = h(t - nT_0, t - nT_0 - \tau) \quad (4.2)$$

Es posible definir la *respuesta en frecuencia* del sistema haciendo la transformación de Fourier de la respuesta impulsiva en la variable τ , esto es,

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, t - \tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (4.3)$$

que también es periódica en t con período T_0 , y por consiguiente, admite un desarrollo en Serie de Fourier cuyos coeficientes vienen dados por,

$$H^\alpha(f) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} H(t, f)e^{-j2\pi\alpha t/T_0} dt \quad (4.4)$$

Al conjunto de estos coeficientes se les suele llamar la *respuesta en frecuencia cíclica* del sistema.

Se puede demostrar que la relación entre la señal de entrada $x(t)$ y de salida $y(t)$ de un sistema LPTV en el dominio de la frecuencia es,

$$Y(f) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} H^{\alpha} \left(f - \frac{\alpha}{T_0} \right) X \left(f - \frac{\alpha}{T_0} \right) \quad (4.5)$$

El modelo LPTV para los canales de red eléctrica admite una simplificación de la ecuación anterior, que hace innecesario recurrir a $H^{\alpha}(f)$ y que está relacionada con la larga duración del período del sistema $T_0=20\text{ms}$. La variación temporal del canal, que se circunscribe al ciclo de red, es muy lenta y el tiempo de coherencia, entendido como el intervalo durante el cual se pueden considerar constantes las propiedades del canal, está varios órdenes de magnitud por encima de la duración efectiva de la respuesta al impulso del canal. Por esta razón, se puede hacer una aproximación localmente invariante del canal: la respuesta del sistema LPTV se puede calcular a partir de una sucesión temporal de estados, que aparecen periódicamente en cada ciclo de red, en los que el sistema puede considerarse LTI.

Matemáticamente se puede ver del siguiente modo. Sea $x_{\sigma}(t)$ una señal de entrada de corta duración, en relación con el tiempo de coherencia del canal, y ubicada en un entorno temporal $t \approx \sigma$. La salida del sistema LPTV para esta señal de entrada es,

$$y_{\sigma}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, t - \tau) x_{\sigma}(t - \tau) d\tau \simeq \int_{-\infty}^{+\infty} h_{\sigma}(\tau) x_{\sigma}(t - \tau) d\tau \quad (4.6)$$

Como la respuesta al impulso $h(t, t - \tau)$ no varía apreciablemente en $t \approx \sigma$, se ha sustituido por $h_{\sigma}(\tau) = h(t, t - \tau)|_{t=\sigma}$ que sería la respuesta del sistema LTI medida en ese entorno. Además la respuesta se supone de corta duración, lo que hace que la salida $y_{\sigma}(t)$ sea también de corta duración y ubicada en $t \approx \sigma$.

Utilizando la transformada de Fourier en la expresión anterior, se puede llegar a (ver también en la sección 4-A.2),

$$Y_{\sigma}(f) \simeq H(t, f)|_{t=\sigma} \cdot X_{\sigma}(f) \quad (4.7)$$

Con esta ecuación se obtiene que el espectro de la señal de salida depende de la respuesta en frecuencia del sistema variante $H(t, f)$ pero supuesta constante durante el entorno $t \approx \sigma$ y del espectro de la excitación, mediante una relación simple, similar a la de un filtrado LTI.

Esta idea se puede generalizar al considerar que cualquier señal de entrada de mayor duración podrá descomponerse como una superposición de múltiples señales de duración corta,

$$x(t) = \sum_{\sigma \in \Sigma} x_{\sigma}(t) \quad (4.8)$$

Cada una de ellas ubicada en un intervalo temporal, σ , dentro del conjunto Σ de los intervalos cuya unión abarca la duración de $x(t)$. La salida del sistema, por su condición de lineal, será la superposición de las salidas de corta duración, según (4.6), es decir,

$$y(t) = \sum_{\sigma \in \Sigma} y_{\sigma}(t) \quad (4.9)$$

Mediante la representación de variación lenta propuesta, el canal de red eléctrica puede ser estudiado en su conjunto como si se tratase de un sistema con una secuencia de estados localmente lineales e invariantes. La respuesta correspondiente a cada uno de esos estados puede ser interpretada como la de un conjunto de líneas de transmisión terminadas en impedancias de dispositivos que tienen cargas localmente constantes, que son una versión cuasi-estática de su impedancia variante real. En consecuencia, se puede obtener la respuesta en frecuencia del canal LPTV $H(t, f)$ aplicando los procedimientos de análisis de líneas de transmisión usados en el apartado 2.5.1 a cada uno de los estados del canal en cada fase temporal del ciclo de red.

Haciendo una analogía para el comportamiento de los dispositivos como cargas lineales lentamente variantes en el tiempo (ver apartado 4-A.3), la respuesta a una corriente de corta duración $i_\sigma(t)$ podría aproximarse mediante,

$$V_\sigma(f) \simeq Z(t, f)|_{t=\sigma} \cdot I_\sigma(f) \quad (4.10)$$

La impedancia variante $Z(t, f)$ serviría para relacionar la tensión y corriente de pequeña señal medidas sobre la carga en un entorno de tiempo $t \approx \sigma$ mucho menor que el ciclo de red y en cada frecuencia de interés.

4.3.2. Modelado del Ruido Cicloestacionario

Como se mencionó en los capítulos previos, la causa más importante del ruido existente en las redes eléctricas interiores son los dispositivos eléctricos conectados a ella y localizados en las proximidades. El principio de funcionamiento de algunos de estos dispositivos provoca que la perturbación que generan deba ser modelada como un proceso aleatorio cicloestacionario. En el apéndice A se tratan las propiedades de las señales cicloestacionarias, algunas de las cuales se han tomado para introducir este apartado.

Una señal $X(t)$ es cicloestacionaria en sentido amplio si tanto su *media* como su *autocorrelación* son periódicas en t , con un período T_0 , es decir,

$$m_X(t) = m_X(t - nT_0) \quad (4.11)$$

$$R_X(t, t + u) = R_X(t - nT_0, t - nT_0 + u) \quad (4.12)$$

Aplicando la transformación de Fourier a la autocorrelación se puede calcular la *densidad espectral de potencia instantánea*,

$$S_X(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_X(t, t + u) e^{-j2\pi fu} du \quad (4.13)$$

Esta función también es periódica con el tiempo, por lo que puede desarrollarse en una Serie de Fourier cuyos coeficientes constituyen el llamado *espectro cíclico* de la señal,

$$S_X^\alpha(f) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} S_X(t, f) e^{-j2\pi\alpha t/T_0} dt \quad (4.14)$$

Para $\alpha = 0$ (4.14) representa el promedio temporal de la DEP instantánea a lo largo de un ciclo y $S_X^0(f)$ suele ser referida como la DEP de un proceso cicloestacionario,

$$S_X^0(f) = \langle S_X(t, f) \rangle = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} S_X(t, f) dt \quad (4.15)$$

En el caso de los dispositivos eléctricos, la DEP instantánea está sincronizada con el período de la red eléctrica, por lo que además tiene el mismo período que el sistema LPTV que representa el canal, $T_0 = 20\text{ms}$.

Por otra parte, para estudiar el efecto de un canal LPTV de variación lenta sobre una señal cicloestacionaria $X(t)$, se puede recurrir a la aproximación (ver 4-A.2),

$$S_Y(t, f) \simeq H^*(t, f) \cdot H(t, f) \cdot S_X(t, f) = |H(t, f)|^2 \cdot S_X(t, f) \quad (4.16)$$

Con la cual se obtiene la DEP instantánea $S_Y(t, f)$ del proceso aleatorio cicloestacionario a la salida $Y(t)$ en función de la DEP instantánea a la entrada $S_X(t, f)$. La validez de esa expresión está sujeta a la restricción de que la duración efectiva de la respuesta al impulso sea mucho menor que el tiempo de coherencia del canal y a que la 'riqueza' espectral de la DEP instantánea de la entrada sea reducida. Esta última consideración quiere decir que la autocorrelación de $X(t)$ debe ser también corta en relación con el tiempo de coherencia del canal.

La expresión (4.16) presenta el mismo aspecto que la relación de filtrado LTI de procesos estacionarios pero aplicado en este caso a las DEP instantáneas y sirve para cuantificar la contribución al ruido total recibido de la emisión cicloestacionaria de los dispositivos.

Aquellos otros dispositivos cuyo comportamiento pudiera asumirse como independiente de la señal de red emitirían ruido aproximadamente estacionario. Sin embargo, debido al filtrado LPTV que experimenta la señal estacionaria al pasar por la red eléctrica incluso el ruido generado por esos dispositivos se convierte en cicloestacionario al llegar al receptor, como se deduce de (4.16) cuando $S_X(t, f)$ no depende de t . No obstante, la condición estacionaria puede verse como un caso particular de cicloestacionariedad, por lo que dentro de este modelo quedan contempladas también componentes de ruido que podrían considerarse puramente estacionarias como, por ejemplo, la parte del ruido externo debida a las interferencias radio (estacionaria al menos en una escala temporal superior al ciclo de red).

Se va a seguir respetando la clasificación (ver sección 2.2) de las fuentes de ruido según su procedencia en: asociado a dispositivos, como fuentes localizadas, y externo (el ruido de fondo y otras interferencias). Ambas clases de ruido se van a representar como procesos cicloestacionarios.

Ruido de dispositivos. Siguiendo el modelo de estructura propuesto, los dispositivos eléctricos se estudian de manera independiente como bipolos activos cuyo equivalente de Thèvenin se mostró en la fig.4.4. El parámetro de ruido utilizado en él es la DEP instantánea y se estimará a partir de medidas de dispositivos reales. El filtrado que la red eléctrica aplica al ruido que genera cada dispositivo, según aparece en la fig.4.5, va a depender de la respuesta en frecuencia que presente el canal establecido entre el enchufe en el que se conecte el dispositivo y el del receptor.

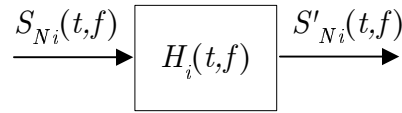


Figura 4.5: Filtrado que sufre cada una de las fuentes ruidosas a través del canal LPTV

Este filtrado se puede calcular (4.16) multiplicando la DEP instantánea con el módulo al cuadrado de la respuesta en frecuencia cíclica del canal que se 've' entre la fuente y el receptor. El ruido total recibido de un conjunto de I dispositivos sería por tanto, asumiendo que las fuentes son independientes,

$$S_{Nd}(t, f) = \sum_{i=1}^I S_{N_i}(t, f) \cdot |H_i(t, f)|^2 \quad (4.17)$$

Ruido externo. El resto de ruido no originado en los dispositivos de la propia red, se puede incluir en el modelo como un término adicional $S_{N_{ext}}(t, f)$ que no se filtra, dado que no tiene una localización determinada, de forma análoga a como se hizo con el modelo LTI de canal. Este término se estimará también mediante medidas de redes reales.

Como resultado, el un ruido total equivalente en el receptor está compuesto por la suma de todas las componentes filtradas y el ruido externo. Esta operación aparece en forma de diagrama en la fig.4.6 y el resultado final para la DEP instantánea del ruido recibido es,

$$S_N(t, f) = S_{Nd}(t, f) + S_{N_{ext}}(t, f) \quad (4.18)$$

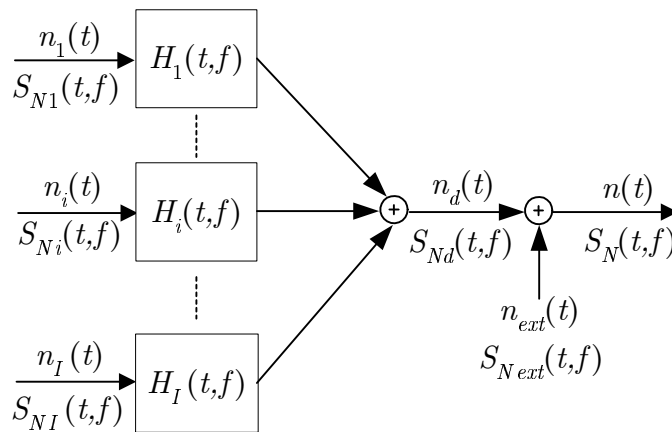


Figura 4.6: Ruido equivalente total en el receptor

4.3.3. Modelo Cíclico de Canal

El modelo de canal sobre red eléctrica resultante del análisis anterior está formado por un sistema lineal variante periódicamente con el tiempo y un ruido cicloestacionario aditivo, según refleja la fig.4.7.

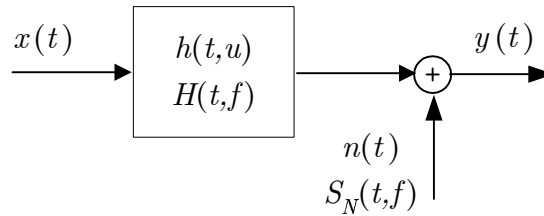


Figura 4.7: Modelo cíclico de canal

La respuesta al impulso del sistema, $h(t, u)$, representa el filtrado de la señal al propagarse por la red desde el transmisor al receptor, de modo que la relación entrada-salida del sistema sería (en ausencia de ruido y explicitando que es causal),

$$y(t) = \int_0^{+\infty} h(t, t - \tau)x(t - \tau)d\tau \tag{4.19}$$

También puede calcularse la salida mediante $H(t, f)$, descomponiendo la señal de entrada como suma de señales de corta duración, usando (4.7)-(4.9).

En cuanto al término de ruido, $n(t)$, y en virtud de lo comentado en el punto anterior, los distintos generadores de ruido cicloestacionario filtrados por sistemas LPTV y el ruido externo o de fondo pueden ser agrupados para dar lugar a una DEP instantánea total equivalente $S_N(t, f)$, mediante (4.17) y (4.18).

4-A. ANEXO: Análisis del Carácter Cíclico de los Canales sobre Redes Eléctricas

El objetivo de este anexo es complementar el modelo de canal enunciado en este capítulo, proporcionando una justificación más detallada de sus fundamentos. En particular, se pretende analizar con mayor rigor la naturaleza del comportamiento cíclico de los canales sobre red eléctrica.

Al comienzo del capítulo se ha puesto de manifiesto que los dispositivos que habitualmente se conectan a las redes eléctricas presentan características en alta frecuencia que no se corresponden con un comportamiento lineal e invariante en el tiempo. Una explicación plausible para la causa de ese fenómeno es que sean la consecuencia de fenómenos de carácter no lineal. En consecuencia, una red eléctrica completa, debido a ese carácter no lineal de alguno de sus elementos constitutivos, debería ser modelada en su conjunto como un sistema no lineal.

La naturaleza no lineal de las cargas, ante la presencia simultánea de la señal de distribución de energía y la señal de comunicación, va a provocar que el efecto del canal sobre esta última sea una transformación en principio no lineal. Esta transformación está esencialmente determinada por los cambios de la gran señal periódica de 230V y se traduce por tanto en una periodicidad de las propiedades del canal.

No obstante, este canal periódico con un ciclo base de 20ms, correspondientes a la frecuencia de 50Hz de la señal de red, cuenta con algunas particularidades que permiten un estudio no convencional de sus propiedades.

Esta son las ideas básicas que se tratan de desarrollar con más detenimiento en este anexo.

4-A.1. El Canal de Red Eléctrica como Sistema LPTV

La hipótesis de partida es que un canal establecido sobre redes eléctricas puede ser estudiado en su conjunto como si de un sistema no lineal se tratase. Sin embargo, el hecho de que la señal presente sea la superposición de una señal de gran nivel, (230V, y baja frecuencia, 50Hz), y una señal de nivel muy inferior (posiblemente por debajo de 1V, y de alta frecuencia), provoca que las componentes no lineales de la respuesta del sistema estén determinadas fundamentalmente por la primera de ellas⁴. Como la gran señal es determinista y periódica, se va a demostrar que la respuesta del sistema a la pequeña señal es lineal pero variante en el tiempo periódicamente.

Seguidamente se presenta la descripción matemática más general del comportamiento de los sistemas no lineales (SNL) aplicada al problema de los canales sobre redes eléctricas.

⁴Las medidas realizadas sobre dispositivos y canales reales han permitido comprobar que los niveles de señal empleados en sistemas de comunicaciones no son suficientes como para que causen componentes no lineales de señal. Por ejemplo, se ha verificado que no existen armónicos ni productos de intermodulación al inyectar señales de alta frecuencia y varios voltios de amplitud.

Para describir un sistema no lineal ⁵ se puede estudiar la relación entre su entrada $x(t)$ y su salida $y(t)$ mediante una serie de Volterra que se expresa según la siguiente relación [Bened87, Priest88],

$$\begin{aligned}
 y(t) = & h_0 + \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau)x(t-\tau)d\tau + \iint_{-\infty}^{+\infty} h_2(\tau_1, \tau_2)x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)d\tau_1d\tau_2 + \dots \\
 & + \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_k(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k) \left[\prod_{i=1}^k x(t-\tau_i) \right] d\tau_i + \dots
 \end{aligned}
 \tag{4-A.1}$$

A los términos $h_k(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k)$ se les denomina *kernels* de Volterra y permiten caracterizar un SNL, cumpliendo un papel análogo al de la respuesta al impulso en un sistema LTI. El término h_0 es la respuesta del sistema a una entrada nula, el término h_1 representa la respuesta al impulso de la parte lineal, y h_2 representa la 'respuesta al impulso' correspondiente a la no-linealidad de orden 2.

Como un ejemplo muy conocido se puede mencionar el caso de la interconexión de un sistema LTI con un SNL sin memoria que se muestra en la fig.4.A.1. En su conjunto el sistema completo entre la entrada y la salida es un SNL con memoria.

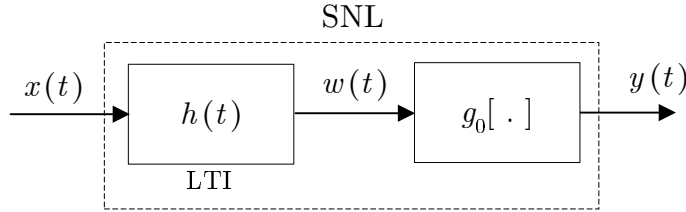


Figura 4.A.1: Ejemplo de un sistema no lineal con memoria

La respuesta del SNL sin memoria se suele representar mediante una descomposición polinómica,

$$g_0[w(t)] = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot w^n(t)
 \tag{4-A.2}$$

Desarrollando el sumatorio anterior, la señal de salida tomaría la siguiente expresión,

$$\begin{aligned}
 y(t) &= g_0 \left[\int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau)x(t-\tau)d\tau \right] \\
 &= a_0 + a_1 \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau)x(t-\tau)d\tau + a_2 \iint_{-\infty}^{+\infty} h(\tau_1)h(\tau_2)x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)d\tau_1d\tau_2 + \dots
 \end{aligned}
 \tag{4-A.3}$$

⁵Esta representación es válida para sistemas continuos no lineales e invariantes en el tiempo que cumplan unas mínimas condiciones de 'suavidad' [Jeruchim00].

Se puede realizar la siguiente redefinición de términos: $h_0=a_0$, $h_1(t)=a_1h(t)$, $h_2(t_1, t_2) = a_2h(t_1)h(t_2)$, ... , $h_k(t_1, t_2, \dots, t_k) = a_kh(t_1)h(t_2) \dots h(t_k)$. Y esto demuestra que el sistema puede ser representado mediante la formulación general de las series dada inicialmente en (4-A.1).

Aplicando las series de Volterra al caso de canales sobre red eléctrica, supóngase que la señal de entrada está compuesta por dos señales: $x(t) = s(t) + c(t)$, la gran señal $c(t)$ y la pequeña señal $s(t)$, de manera que la salida sería,

$$\begin{aligned}
 y(t) = & h_0 + \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau)[c(t - \tau) + s(t - \tau)]d\tau \\
 & + \iint_{-\infty}^{+\infty} h_2(\tau_1, \tau_2)[c(t - \tau_1) + s(t - \tau_1)][c(t - \tau_2) + s(t - \tau_2)]d\tau_1d\tau_2 + \dots
 \end{aligned}
 \tag{4-A.4}$$

En realidad, en los sistemas de comunicación a través de la red eléctrica es necesario incluir un filtro paso alto de protección en el receptor, que lo prevenga de ser dañado por la señal de 230V. [También se requiere otro filtro de protección en transmisión, pero en este análisis se puede obviar sin más que considerar que el canal comienza tras él.] En consecuencia, el esquema del canal podría ser el representado en la fig.4.A.2.

El filtrado paso alto hace que en $z(t)$ no aparezcan los términos que no incluyen a $s(t)$, es decir,

$$\begin{aligned}
 z(t) = & \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau)s(t - \tau)d\tau \\
 & + \iint_{-\infty}^{+\infty} h_2(\tau_1, \tau_2)s(t - \tau_1)s(t - \tau_2)d\tau_1d\tau_2 \\
 & + 2 \iint_{-\infty}^{+\infty} h_2(\tau_1, \tau_2)s(t - \tau_1)c(t - \tau_2)d\tau_1d\tau_2 \\
 & + \iiint_{-\infty}^{+\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3)s(t - \tau_1)s(t - \tau_2)s(t - \tau_3)d\tau_1d\tau_2d\tau_3 \\
 & + 3 \iiint_{-\infty}^{+\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3)s(t - \tau_1)s(t - \tau_2)c(t - \tau_3)d\tau_1d\tau_2d\tau_3 \\
 & + 3 \iiint_{-\infty}^{+\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3)s(t - \tau_1)c(t - \tau_2)c(t - \tau_3)d\tau_1d\tau_2d\tau_3 + \dots
 \end{aligned}
 \tag{4-A.5}$$

En la práctica, la magnitud de los *kernels* van disminuyendo acusadamente a medida que aumenta el orden n , lo que facilita el cómputo de la serie. Además, el pequeño nivel de la señal

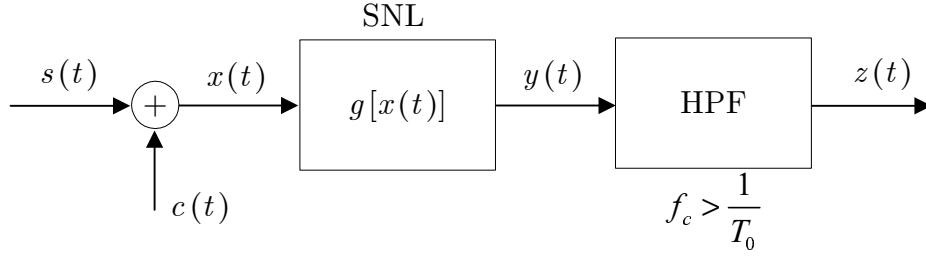


Figura 4.A.2: Modelo simplificado de canal no lineal sobre red eléctrica

$s(t)$ hace razonable el despreciar todos los términos de la serie en los que aparece más de una vez, por ejemplo los términos 2º, 4º y 5º en la expresión anterior,

$$\begin{aligned}
 z(t) \simeq & \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau) s(t - \tau) d\tau + 2 \iint_{-\infty}^{+\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) s(t - \tau_1) c(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \\
 & + 3 \iiint_{-\infty}^{+\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) s(t - \tau_1) c(t - \tau_2) c(t - \tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 + \dots
 \end{aligned} \tag{4-A.6}$$

Observando la expresión se aprecia que en las integrales múltiples cabe hacer una separación de variables que facilita su interpretación,

$$\begin{aligned}
 z(t) \simeq & \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau) s(t - \tau) d\tau + 2 \int_{-\infty}^{+\infty} s(t - \tau_1) \int_{-\infty}^{+\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) c(t - \tau_2) d\tau_2 d\tau_1 \\
 & + 3 \int_{-\infty}^{+\infty} s(t - \tau_1) \iint_{-\infty}^{+\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) c(t - \tau_2) c(t - \tau_3) d\tau_2 d\tau_3 d\tau_1 + \dots \\
 = & \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau) s(t - \tau) d\tau + 2 \int_{-\infty}^{+\infty} s(t - \tau_1) f_1(t, \tau_1) d\tau_1 + 3 \int_{-\infty}^{+\infty} s(t - \tau_1) f_2(t, \tau_1) d\tau_1 + \dots
 \end{aligned} \tag{4-A.7}$$

En este resultado ya se vislumbra que esta respuesta contiene un primer término que representa a un sistema LTI y los otros a un sistema lineal variante en el tiempo (LTV, *Linear Time Varying*), pues la respuesta depende del instante en que se aplica la entrada. Tras un cambio en la variable de integración, se puede reformular la ecuación anterior,

$$\begin{aligned}
 z(t) \simeq & \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau) s(t - \tau) d\tau + 2 \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(t, t - \tau) s(t - \tau) d\tau + 3 \int_{-\infty}^{+\infty} f_2(t, t - \tau) s(t - \tau) d\tau + \dots \\
 = & \int_{-\infty}^{+\infty} [h_1(\tau) + 2f_1(t, t - \tau) + 3f_2(t, t - \tau) + \dots] s(t - \tau) d\tau
 \end{aligned} \tag{4-A.8}$$

que permite interpretar la respuesta del canal como la de un sistema LTV según se muestra en la fig.4.A.3, cuya respuesta al impulso vendría dada por la función $f(t, t - \tau) = h_1(\tau) + 2f_1(t, t - \tau) + 3f_2(t, t - \tau) + \dots$, lo que deja la expresión de la señal de salida del siguiente modo,

$$z(t) \simeq \int_{-\infty}^{+\infty} f(t, t - \tau)s(t - \tau)d\tau \tag{4-A.9}$$

Esta argumentación permite justificar que los canales basados en la transmisión por red eléctrica se estudien mediante un modelo aproximado de sistema LTV. En realidad, como la variación temporal de la función $f(t, t - \tau)$ proviene solamente de la señal de distribución de energía, $c(t)$ en el análisis, y ésta es periódica por naturaleza, el sistema se convierte en lineal y variante periódicamente con el tiempo.

En consecuencia, el modelo más apropiado para el sistema que constituye un canal sobre red eléctrica sería el mostrado en la fig.4.A.3, donde $f(t, u)$ representa su respuesta en el instante t a un impulso aplicado en el instante u , o bien $t - \tau$ según la notación usada posteriormente en (4-A.9). Además, $f(t, t - \tau)$ será periódica en t con período T_0 .

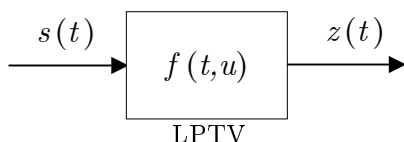


Figura 4.A.3: Modelo de canal no lineal sobre red eléctrica como sistema LPTV

A este tipo de sistemas se les denomina LPTV (*Linear Periodically Time-Varying*) y sus propiedades fundamentales se explican en el apéndice A. Se recuperan de él algunas definiciones (usando h para representar la respuesta variante, que es lo clásico):

- Un sistema LPTV es un sistema LTV cuya *respuesta al impulso*, se la suele denotar por $h(t, t - \tau)$, es periódica en el tiempo y por tanto admite un desarrollo en Serie de Fourier.
- A los coeficientes de este desarrollo en Serie de Fourier se les denomina la *respuesta al impulso cíclica* del sistema $h^\alpha(t)$ donde α representa el orden del coeficiente.
- La *respuesta en frecuencia* del sistema LPTV, $H(t, f)$, se obtiene mediante una Transformación de Fourier de la respuesta al impulso en la variable τ y es igualmente periódica en el tiempo.
- Análogamente, a los coeficientes de su desarrollo en Serie de Fourier se les denomina la *respuesta en frecuencia cíclica* del sistema $H^\alpha(f)$.

4-A.2. Simplificación Práctica: Modelo LPTV de Variación Lenta

Los canales establecidos sobre redes eléctricas constituyen un tipo de sistemas LPTV con características peculiares que facilitan su estudio. La más importante es la gran duración de su período, $T_0=20\text{ms}$, durante el cual se produce la variación temporal del sistema que suele ser 'suave' o lenta en relación con la duración de la respuesta al impulso del sistema. Como consecuencia de la lenta variación, el sistema provoca una baja dispersión o ensanchamiento espectral sobre las señales de excitación. Esta dispersión espectral equivale a lo que comúnmente se denomina ensanchamiento *Doppler* en el ámbito de los canales variantes [Proakis95] y es inversamente proporcional al tiempo de coherencia durante el cual el canal puede considerarse invariante. En consecuencia, esta propiedad puede interpretarse como que la dispersión del retardo (*delay spread*) del canal PLC suele ser bastante inferior al tiempo de coherencia. Esto tiene implicaciones interesantes que pueden ser analizadas tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

En el dominio de la frecuencia puede verse que, dependiendo de la resolución espectral, Δf , que tenga el sistema de transmisión real que utilice estos canales, la dispersión espectral provocada puede ser significativa o no. Si la resolución es del orden de la frecuencia de ciclo, $1/T_0=50\text{Hz}$, el ensanchamiento es apreciable. Sería observable, por ejemplo, al excitar el canal con un tono y estudiar la señal de salida con un analizador espectral de altas prestaciones, ajustando el ancho de banda de resolución de éste a 20Hz y tomando un suficiente número de puntos en frecuencia. En general, en los sistemas de comunicaciones la resolución espectral no es tan buena y se necesitaría una gran variación cíclica para que se manifieste ese ensanchamiento, que está relacionado armónicamente con los 50Hz.

El grado de variación se puede medir mediante $H^\alpha(f)$: para que la variación fuese importante se necesitarían valores significativos de esta respuesta en frecuencia cíclica de orden α muy elevado. En realidad ocurre todo lo contrario, las variaciones cíclicas del canal suelen exhibir un comportamiento de tipo paso bajo, lo que conlleva que los $H^\alpha(f)$ disminuyan de magnitud a medida que sube su orden, haciendo que la dispersión espectral sea reducida.

La interpretación de esta idea en el dominio del tiempo sería la siguiente. Dada la lentitud de la variación temporal del sistema LPTV que representa la red eléctrica respecto a la duración efectiva de la respuesta al impulso, se puede asumir que las condiciones del canal para la pequeña señal aplicada son aproximadamente constantes si se estudian localmente. En otras palabras, si la señal de entrada tiene una duración T corta en el tiempo durante un cierto intervalo temporal en torno al instante en que la excitación es aplicada, se puede considerar que la respuesta del sistema es invariante ⁶.

En resumen, se puede aplicar la aproximación de variación lenta cuando el tiempo de coherencia de los canales LPTV sobre redes eléctricas es bastante mayor que la dispersión del retardo o duración efectiva de la respuesta al impulso del canal y que la duración de la señal de entrada.

Toda esta argumentación equivale a decir que un canal sobre red eléctrica, que en principio

⁶Es equivalente a la condición anterior pues $1/T \approx \Delta f$ y por tanto si Δf es mucho mayor que el ensanchamiento *Doppler*, T es menor que el tiempo de coherencia.

podría ser caracterizado como un sistema no lineal, admite dos simplificaciones: la primera, que se puede modelar como un sistema LPTV y la segunda, que se puede obtener su respuesta a partir de una sucesión temporal de estados en los que el sistema se comporta como LTI.

Otra de las características interesantes de los canales PLC, que también facilita su estudio, afecta al filtrado que experimenta el ruido cicloestacionario introducido por algunos dispositivos y consiste en que el período fundamental de variación del sistema, T_0 , es el mismo que el del ruido (ya que ambos efectos son manifestaciones del mismo fenómeno físico: la influencia de la gran señal).

Las consideraciones anteriores determinan el proceso de filtrado del sistema, tanto al serle aplicadas señales aleatorias como deterministas. Por ello ambos casos van a ser analizados a continuación de forma más detallada.

Filtrado de señales deterministas

En primer lugar se aborda el efecto que el filtrado del canal provoca en señales deterministas, que viene regido por la relación entrada-salida del sistema y que se puede simplificar bajo la asunción de canal de variación lenta. La expresión exacta que define la magnitud de la dispersión espectral al filtrar una señal determinista por un sistema LPTV se encuentra en el apéndice A, como (A.59).

Si al sistema LPTV se aplica una excitación $x(t)$, la respuesta queda descrita por (A.51) y (A.52), que se reúnen en la siguiente ecuación,

$$y(t) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} [h^\alpha(t) * x(t)] e^{j2\pi\alpha t/T_0} = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} y^\alpha(t) e^{j2\pi\alpha t/T_0} \quad (4-A.10)$$

En la que se hace uso de la respuesta al impulso cíclica del sistema $h^\alpha(t)$. En esta expresión se observan dos factores: el primero, $y^\alpha(t)$, de variación rápida (a la velocidad de transmisión, según $x(t)$), y el segundo, la exponencial compleja, de variación mucho más lenta (a nivel de múltiplos del ciclo de red). Bajo estas circunstancias se puede asumir que el término de la exponencial es aproximadamente constante durante un cierto intervalo o entorno temporal $t \approx \sigma$. Esto se acrecienta si además se considera que las respuestas cíclicas $y^\alpha(t)$ tienden a cero cuando α tiende a infinito. Por otra parte, supóngase que $x_\sigma(t)$ sea una señal limitada en el tiempo de corta duración, situada en el entorno temporal de σ . De tal suerte que la señal de salida, según (4-A.10), va a cambiar en función del entorno temporal dentro del ciclo de red en que la excitación fue aplicada al sistema, es decir, puede verse como si dependiera de t y σ .

$$y(t) \simeq y_\sigma(t) \simeq \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} y_\sigma^\alpha(t) e^{j2\pi\alpha\sigma/T_0} \quad (4-A.11)$$

La señal de salida será también de corta duración, o lo que es lo mismo debe serlo la respuesta al impulso cíclica del sistema, $h^\alpha(t)$, no excediendo el intervalo durante el cual la exponencial se ha supuesto constante.

Si se traslada la última ecuación al dominio de la frecuencia mediante una TF en t , resulta como sigue,

$$Y_\sigma(f) \simeq \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} Y_\sigma^\alpha(f) e^{j2\pi\alpha\sigma/T_0} \quad (4-A.12)$$

En la fig.A.5 del apéndice A se muestra la descomposición de un sistema LPTV en un conjunto de sistemas LTI gracias a los coeficientes cíclicos. Tomando esta referencia, la relación que liga los coeficientes cíclicos de la salida con la señal de entrada sería,

$$Y^\alpha(f) = H^\alpha(f) \cdot X(f) \quad (4-A.13)$$

Utilizando la aproximación hecha en (4-A.11) de que la señal de entrada ha de estar ubicada en el entorno de σ , por tanto $X(f) = X_\sigma(f)$, y retomando (4-A.12) se tiene que,

$$Y_\sigma(f) \simeq \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} H^\alpha(f) X_\sigma(f) e^{j2\pi\alpha\sigma/T_0} = X_\sigma(f) \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} H^\alpha(f) e^{j2\pi\alpha\sigma/T_0} \quad (4-A.14)$$

Si se utiliza la relación de la respuesta en frecuencia cíclica $H^\alpha(f)$ con la respuesta en frecuencia del sistema LPTV, expresada en (A.56), que representa un desarrollo en Serie de Fourier y se reformula de nuevo aquí,

$$H(t, f) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} H^\alpha(f) e^{j2\pi\alpha t/T_0}$$

se llegaría a una definición de lo que se podría denominar como una aproximación local en $t \approx \sigma$ de la transformada de la señal de salida que es variante en el tiempo,

$$\boxed{Y_\sigma(f) \simeq H(t, f)|_{t=\sigma} \cdot X_\sigma(f)} \quad (4-A.15)$$

Este análisis es equivalente a descomponer el sistema LPTV en una serie de sucesivos sistemas LTI que representan la evolución temporal del sistema. En la fig.4.A.4, se trata de expresar esta idea. Al excitar el canal con la señal limitada en el tiempo, la salida obtenida dependerá del intervalo temporal en el que se haya aplicado. Además se da la circunstancia de que la respuesta del sistema es periódica, de manera que los entornos temporales en los que se estudia el sistema se distribuirían a lo largo del ciclo de red y se irían repitiendo en ciclos posteriores.

Filtrado de señales aleatorias

La segunda parte de este epígrafe se dedica al efecto del canal LPTV de variación lenta sobre señales aleatorias. Si la respuesta al impulso del canal es de corta duración y también lo es la autocorrelación de la señal aleatoria a la entrada, el procesado de señales aleatorias se puede formular matemáticamente como se explica a continuación.

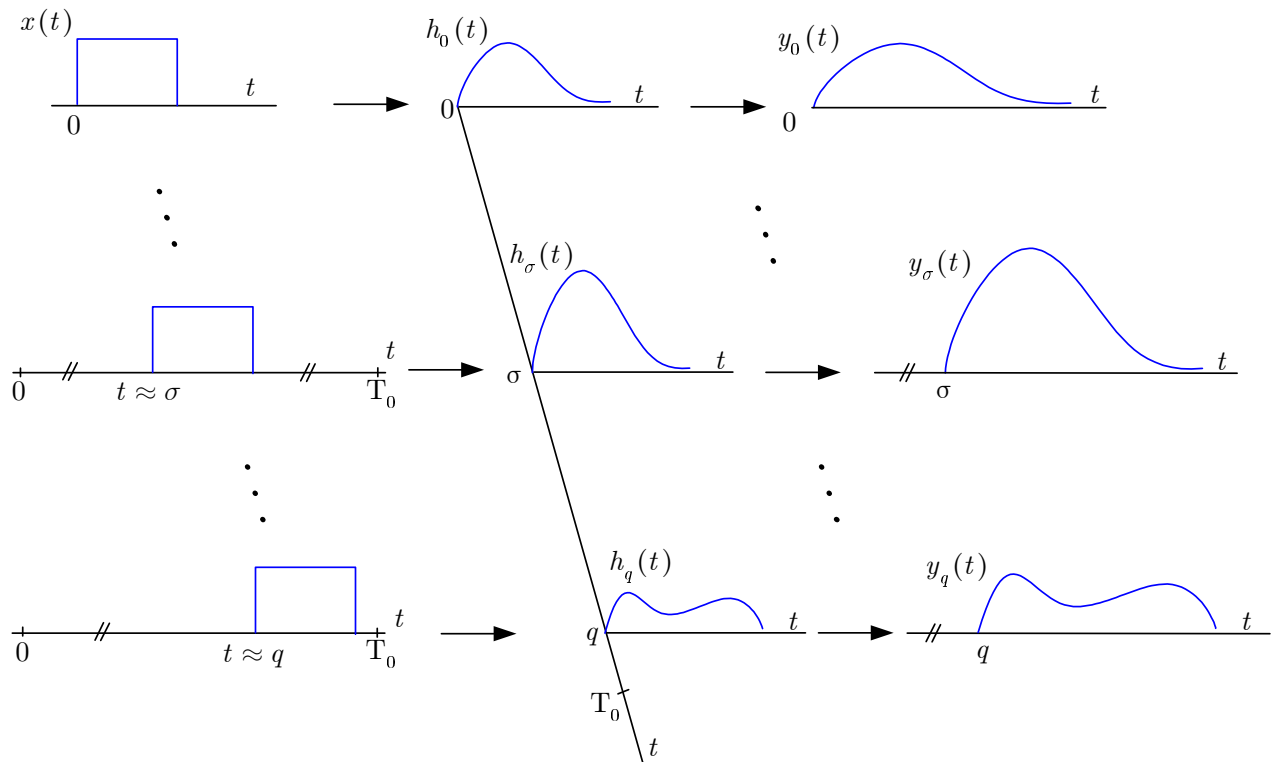


Figura 4.A.4: Representación de la variación temporal de la respuesta al impulso del canal en relación al ciclo de red

Una de las características distintivas de una señal cicloestacionaria (CE) es que presenta una función de autocorrelación y una DEP instantánea que varían periódicamente con el tiempo. Por tanto, ambas pueden ser expresadas mediante un desarrollo en Serie de Fourier. A los coeficientes del desarrollo en Serie de Fourier de la DEP instantánea se les llama el *espectro cíclico* de la señal CE.

Cuando se excita un sistema LPTV con una señal CE se produce un filtrado que transforma los espectros cíclicos de la señal según se recoge en (A.93), ecuación que se reescribe aquí por comodidad,

$$S_Y^\alpha(f) = \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} \left[H^\beta \left(f - \frac{\alpha + \beta}{T_0} \right) \right]^* H^\gamma \left(f - \frac{\gamma}{T_0} \right) S_X^{\alpha+\beta-\gamma} \left(f - \frac{\gamma}{T_0} \right)$$

En esta expresión se obtiene el espectro cíclico de la señal CE de salida, los coeficientes $S_Y^\alpha(f)$, en función de la respuesta en frecuencia cíclica del sistema, los coeficientes $H^\alpha(f)$, y del espectro cíclico de la señal de entrada, los coeficientes $S_X^\alpha(f)$. En la práctica, debido a la lenta variación, los términos del segundo miembro son simplificables en el sentido que se indica,

$$\begin{aligned}
\left[H^\beta \left(f - \frac{\alpha + \beta}{T_0} \right) \right]^* &\simeq [H^\beta(f)]^* \\
H^\gamma \left(f - \frac{\gamma}{T_0} \right) &\simeq H^\gamma(f) \\
S_X^{\alpha+\beta-\gamma} \left(f - \frac{\gamma}{T_0} \right) &\simeq S_X^{\alpha+\beta-\gamma}(f)
\end{aligned} \tag{4-A.16}$$

Las relaciones se cumplen para valores enteros de α , β y γ no excesivamente grandes, lo cual no supone una pérdida de generalidad pues la respuesta cíclica $H^\beta(f)$ disminuye acusadamente a medida que el orden β aumenta y sólo son significativos los coeficientes de orden bajo. En las dos primeras aproximaciones de la ecuación se asume que la respuesta en frecuencia del canal (cíclica, en este caso) es esencialmente la misma si se hace un desplazamiento de frecuencia al armónico del ciclo de 50Hz para los coeficientes significativos. Dicho de otra forma, se establece que el canal no es selectivo en frecuencia a esta escala. Esto equivale, en el dominio del tiempo, a que la respuesta al impulso es de corta duración en relación a la variación temporal del canal.

La tercera aproximación significa que la autocorrelación de la señal aleatoria de entrada $X(t)$ tiene una duración efectiva corta y, por tanto, la autocorrelación cíclica de esta señal debe tener esa misma cualidad. En la DEP cíclica eso se manifiesta como una baja 'riqueza' espectral que es lo que refleja la ecuación. En la práctica, se puede comprobar que efectivamente la mayoría de las DEP instantáneas de las señales cicloestacionarias observadas en canales PLC tienen una 'riqueza' espectral muy reducida comparada con la frecuencia de ciclo.

En consecuencia (A.93) quedaría como sigue,

$$S_Y^\alpha(f) = \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} [H^\beta(f)]^* \cdot \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} H^\gamma(f) S_X^{\alpha+\beta-\gamma}(f) \tag{4-A.17}$$

La expresión del segundo sumatorio en realidad es una convolución en el dominio de los coeficientes cíclicos (que será representada por el símbolo \odot), por lo que puede reescribirse del siguiente modo,

$$S_Y^\alpha(f) \simeq \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} [H^\beta(f)]^* \cdot \left[H^{\alpha+\beta}(f) \odot S_X^{\alpha+\beta}(f) \right] \tag{4-A.18}$$

Para facilitar la interpretación de la ecuación anterior se utiliza una función auxiliar definida como,

$$G^{\alpha+\beta}(f) = H^{\alpha+\beta}(f) \odot S_X^{\alpha+\beta}(f) \tag{4-A.19}$$

De manera que el espectro cíclico del proceso de salida del sistema queda,

$$\begin{aligned}
S_Y^\alpha(f) &\simeq \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} [H^\beta(f)]^* \cdot G^{\alpha+\beta}(f) = [H^{-\alpha}(f)]^* \odot G^\alpha(f) \\
&= [H^{-\alpha}(f)]^* \odot H^\alpha(f) \odot S_X^\alpha(f)
\end{aligned} \tag{4-A.20}$$

Y haciendo uso de los pares transformados que encuentran representados en el apéndice A (ver fig.A.1 y A.6), se puede aplicar la ecuación de síntesis de las Series de Fourier en α (A.14) para obtener la densidad espectral de potencia (DEP) instantánea del proceso a la salida,

$$S_Y(t, f) \simeq H^*(t, f) \cdot H(t, f) \cdot S_X(t, f) \quad (4-A.21)$$

que da lugar al resultado final deseado,

$$\boxed{S_Y(t, f) \simeq |H(t, f)|^2 \cdot S_X(t, f)} \quad (4-A.22)$$

Esta expresión presenta el mismo aspecto que la bien conocida relación de filtrado LTI de procesos estacionarios, pero aplicado en este caso a las DEP instantáneas; y resulta muy cómoda para el procesamiento de señales llevadas a tiempo discreto pues consiste en una simple multiplicación de matrices.

4-A.3. Aplicación al Modelo de Comportamiento de los Dispositivos

Una vez explicado el comportamiento periódico del canal, es interesante retomar el modelado de los dispositivos como cargas variantes con el tiempo, que de una manera intuitiva se describió en el apartado 4.2. A este modelado se le podría aplicar un tratamiento formalmente análogo al usado con el canal pero a nivel circuital en vez de a nivel de señales y sistemas.

En general, extendiendo el caso tradicional de valores de admitancia constantes, se podría definir la *admitancia impulsiva* $g(t)$ de un elemento circuital lineal e invariante en el tiempo a partir de una relación constitutiva en forma de integral de convolución,

$$i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t - \tau)v(\tau)d\tau \quad (4-A.23)$$

Esta admitancia impulsiva proporcionaría la corriente que fluye por el dispositivo cuando se le aplica un impulso unitario de tensión. En el caso que nos ocupa, los elementos son realmente no lineales por lo que la anterior expresión no es aplicable. Sin embargo, dado que la gran señal (que es la causante de los fenómenos no lineales) varía periódicamente con el tiempo y a un ritmo varios órdenes de magnitud más lento que el de la señal de comunicación, sería posible modelar el dispositivo mediante una admitancia impulsiva periódicamente variante (ver [Cañete04]),

$$i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t, t - \tau)v(t - \tau)d\tau \quad (4-A.24)$$

Esta admitancia impulsiva variante, $g(t, u)$, proporciona la corriente del dispositivo en un instante t cuando un impulso unitario de tensión es aplicado en un instante u , es decir, $v(t) = \delta(t - u)$. Para el particular, esta función es periódica en t con período T_0 , el ciclo de red. Si se aplica una transformación de Fourier a la admitancia impulsiva en la variable u , se obtendría la admitancia compleja en el dominio de la frecuencia,

$$G(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t, t - \tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (4-A.25)$$

Y mediante una aproximación local LTI en sucesivos intervalos temporales σ análoga a la descrita mediante (4-A.15), se podría definir la relación constitutiva de la carga en el dominio de la frecuencia como,

$$I_{\sigma}(f) \simeq G(t, f)|_{t=\sigma} \cdot V_{\sigma}(f) \quad (4-A.26)$$

El hecho de haber utilizado la magnitud admitancia en este razonamiento se debe a que en las redes eléctricas se asume que las cargas se conectan con un generador ideal de tensión de alimentación, siendo $v(t)$ la señal de excitación desde este punto de vista y, por tanto, la respuesta del circuito sería $i(t)$. No obstante, las conclusiones alcanzadas para la admitancia son directamente trasladables a su inversa la impedancia, que es la magnitud más habitualmente usada en el análisis de circuitos y que ha sido empleada a lo largo del capítulo. Además, el rango de valores de la impedancia en cargas reales la hace más conveniente para la manipulación numérica y la legibilidad de las representaciones. Esta es la razón por la que se decidió caracterizar la carga de un dispositivo mediante el parámetro $Z(t, f)$.

Capítulo 5

Medidas Asociadas al Modelo Cíclico

5.1. Introducción

Este capítulo es análogo al capítulo 3, ya que está dedicado a complementar el modelo cíclico propuesto con un estudio experimental que lo avale. Sin embargo, tiene una extensión mayor que aquél por diversas razones: las medidas en este caso son más complicadas, tanto de realizar como de analizar, y se ha llevado a cabo un número mayor de medidas porque es un modelo de canal apartado de los modelos convencionales en este campo.

Siguiendo el modelo estructural y de comportamiento, se deben registrar, por una parte, las características de dispositivos típicos: la impedancia variante y la DEP instantánea del ruido cicloestacionario que emiten; y por otra, las características de canales reales como sistemas completos: la respuesta en frecuencia y la DEP instantánea del ruido cicloestacionario recibido. La medida de tales parámetros exige una sincronización de la instrumentación y las señales de sondeo empleadas con la señal de distribución de energía eléctrica.

Para obtener los resultados que se presentarán en esta sección se han adoptado esencialmente métodos de medida basados en una exploración en el dominio de la frecuencia (ver apéndice B). El procedimiento seguido ha sido, en unos casos, evaluar la magnitud deseada sucesivamente en el tiempo para cada punto de la banda de frecuencias de interés (medidas en banda estrecha) y, en otros, evaluar de manera simultánea su valor en todos los puntos en frecuencia (medidas en banda ancha).

Antes de abordar los resultados de las medidas se incluye una descripción de la representación de un sistema LPTV como combinación de sistemas LTI que ayuda a comprender el diseño de los procedimientos de medida. Las posteriores secciones se dedican a presentar medidas de las características de dispositivos y de canales reales. En todas ellas se sigue una estructura similar, empezando con la descripción del método de medida utilizado en cada caso y dando ejemplos de resultados a continuación. Además se añaden apartados en los que se hace un estudio estadístico de la magnitud que tienen las variaciones cíclicas de los canales medidos en diversas localizaciones. Estos apartados se han incluido para justificar la importancia de las

características cíclicas de estos canales, un aspecto sobre el que no hay prácticamente nada publicado.

5.2. Discretización de un Sistema LPTV de Variación Lenta mediante Filtros LTI

Al realizar las medidas para el modelo cíclico se ha tomado como base la asunción de variación lenta, que permite una representación de los sistemas LPTV mediante filtros invariantes.

Supóngase que el ciclo de red T_0 se divide en L intervalos iguales y suficientemente cortos como para considerar que en ellos el sistema es invariante y el ruido estacionario, por lo que se les denominará intervalos de invarianza. Bajo estas condiciones, el comportamiento del sistema podría estudiarse según el modelo que se muestra gráficamente en la fig.5.1, compuesto por una serie de sistemas LTI de respuestas al impulso $h_\ell(t)$ que representarían la respuesta del canal en cada intervalo de invarianza.

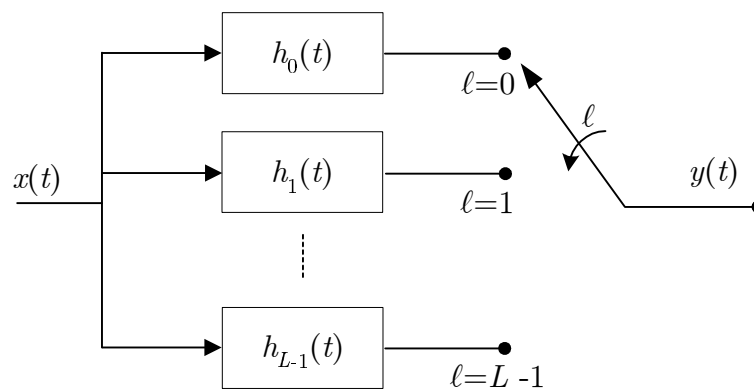


Figura 5.1: Modelo equivalente de sistema LPTV como una sucesión de sistemas LTI

La duración de los intervalos de invarianza sería $T_\ell = T_0/L$, de modo que las respuestas de los sistemas LTI estarían relacionadas con la respuesta al impulso del sistema LPTV $h(t, u)$ mediante la expresión,

$$h_\ell(t) = h(\ell \cdot T_\ell + t, \ell \cdot T_\ell) \quad (5.1)$$

La interpretación de esta respuesta sería que proporciona la salida del sistema cuando se excita con un impulso aplicado al inicio del intervalo ℓ y se mide t segundos después. Las respuestas al impulso $h_\ell(t)$ pueden ser trasladadas al dominio de la frecuencia para obtener las respuestas en frecuencia $H_\ell(f)$ de los sistemas LTI equivalentes.

Para estudiar la impedancia variante de los dispositivos también se puede emplear esta división en intervalos de invarianza lo que daría lugar a unas impedancias $Z(\ell, f)$ que representan distintos estados estacionarios de la impedancia variante $Z(t, f)|_{t=\ell \cdot T_\ell}$ a lo largo del ciclo de red.

La utilización en la práctica del modelo de canal cíclico exige llevarlo al dominio discreto. Para ello, se debe definir la tasa o frecuencia de muestreo, que dependerá de la banda de frecuencias que se desee cubrir. En este trabajo se ha establecido como objetivo la caracterización del medio hasta los 30MHz (aunque en ocasiones la anchura de banda realmente estudiada será un poco menor, dependiendo de los filtros analógicos y la configuración utilizados en cada sistema de medida), lo que implicaría una frecuencia de muestreo, f_s , de al menos 60Mm/s (millones de muestras por segundo).

5.3. Medida de la Impedancia de Cargas Variantes

Este apartado está dedicado a la evaluación de las propiedades de los dispositivos cuyo funcionamiento se ve afectado por el nivel instantáneo de la señal de red. Se ha comprobado que no todos los aparatos eléctricos exhiben esta influencia, aunque es muy común. No obstante, la magnitud de las variaciones cíclicas es diversa, siendo en ocasiones determinante en el comportamiento final del dispositivo de cara al sistema. Se van a mostrar resultados que cualitativa y cuantitativamente demuestran este carácter cíclico y que han sido seleccionados de entre las múltiples medidas realizadas de la impedancia variante $Z(t, f)$ de aparatos eléctricos.

5.3.1. Procedimiento de Medida

El procedimiento utilizado para la medida de la impedancia variante ha consistido en explorar el espectro realizando medidas en reflexión con un analizador de redes cuyo barrido se ha sincronizado con la señal alterna de 50Hz, tal como se explica en el apartado B.2. Se ha utilizado una configuración que proporciona medidas de vectores de 801 puntos en frecuencia por cada barrido. La duración del barrido cubre 38 ciclos de red, $T_0 = 20\text{ms}$, lo que hace que los puntos del vector se distribuyan entre 21 instantes o fases temporales diferentes del ciclo de red, cada una de las cuales está muestreada en 38 frecuencias dentro de la banda. En estas condiciones la resolución espectral es de 700kHz y la temporal de 0.95ms.

Tras una interpolación lineal, se puede obtener una matriz de valores de impedancia equiespaciados en el plano tiempo-frecuencia que será una versión discretizada de la impedancia variante y que se denominará como $Z(\ell, k)$. Donde ℓ es el índice discreto de fase temporal dentro del ciclo de red y su rango sería el intervalo $[0, L - 1]$ (L corresponde a $T_0 = 20\text{ms}$) y k es el índice de frecuencia discreta dentro del intervalo $[0, N - 1]$ (N corresponde a $f_{max} = 30\text{MHz}$). Para garantizar una buena representación se han elegido los valores $L=100$ y $N=801$.

5.3.2. Clasificación de los Dispositivos según su Impedancia Variante

Aún existiendo bastante diversidad en las curvas de las impedancias de los dispositivos analizados, se pueden observar ciertas tendencias que permiten su clasificación en dos grupos. Los

dispositivos dentro del primer grupo, que se denominarán de *impedancia continua*, serían aquellos que presentan una variación cíclica de $Z(\ell, k)$ de tipo continuo o suave, en el sentido de no existir acusados saltos según ℓ . Los dispositivos de la segunda clase, que se denominarán de *impedancia conmutada*, por el contrario, se caracterizan por presentar un comportamiento de impedancia con cambios abruptos: normalmente exhiben dos estados estables dentro de un ciclo, cada uno de los cuales está asociado a un valor diferente de impedancia selectiva en frecuencia, $Z(k)$.

Los dispositivos de impedancia continua son de lo más variados, entre ellos se encuentran monitores, hornos de microondas, aspiradoras, cafeteras, batidoras, etc. Además, presentan formas de variación cíclica de toda índole, con periodicidad base tanto de 50Hz como de 100Hz, lo que indica una dependencia con el valor de la señal de red o con su valor absoluto, respectivamente. También se ha comprobado que un mismo tipo de electrodoméstico pero de fabricantes distintos puede comportarse de manera diferente, por lo que no tiene sentido hacer una clasificación más rigurosa de estas variaciones. Simplemente se van a mostrar algunos de ellos a modo de ejemplo.

5.3.3. Medidas de Dispositivos con Impedancia Continua

En primer lugar se ha seleccionado la medida correspondiente a un horno de microondas cuando está en funcionamiento, cuya impedancia variante $Z(\ell, k)$ aparece en la fig.5.2.

En las gráficas de las magnitudes variantes con el tiempo (impedancias, respuestas en frecuencia, DEP instantáneas de ruido, etc.) se va a usar una representación en el plano tiempo-frecuencia siguiendo una escala de colores proporcional al valor de la magnitud. A lo largo de la sección siempre se van a mostrar los valores de las matrices discretas dispuestos sobre los ejes equivalentes continuos para facilitar la interpretación de las figuras. Además, para estudiar la impedancia se usará como magnitud su parte real, ya que las gráficas de la parte imaginaria son de interpretación más intrincada en general, aunque presentan las mismas propiedades.

La dinámica que exhibe la impedancia del horno microondas es muy selectiva en frecuencia. Se observan frecuencias en las que la variación con el ciclo de red es suave, incluso inexistente, como las situadas en torno a 10MHz con valores de baja impedancia, o alrededor de 22.5MHz con una impedancia mayor. En otras bandas, la variación sí que es notable, por ejemplo en la región próxima a los 5MHz y en la de 16MHz. De la gráfica se desprende una periodicidad aproximada de 100Hz a muchas de las frecuencias, pues existen dos 'alteraciones' en un ciclo de red.

Para mostrar mejor el contenido espectral de la impedancia de esta carga se incluye la fig.5.3. En ella, se ha representado la curva de impedancia en frecuencia para dos de las fases temporales, extrayendo cortes verticales de la fig.5.2 correspondientes a $t=6\text{ms}$ y $t=10\text{ms}$.

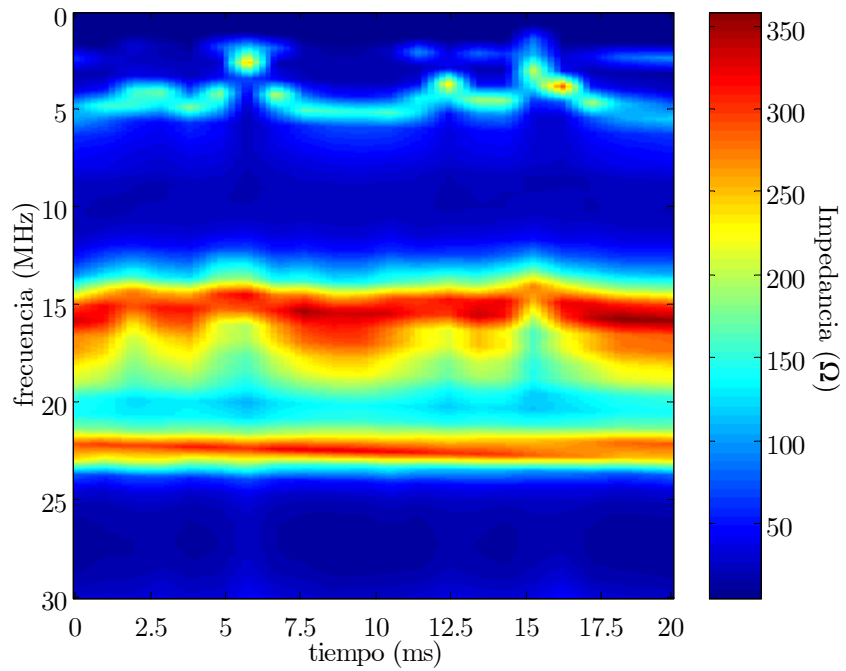


Figura 5.2: Parte real de la impedancia, $\text{Re}[Z(t, f)]$, de un horno de microondas en funcionamiento

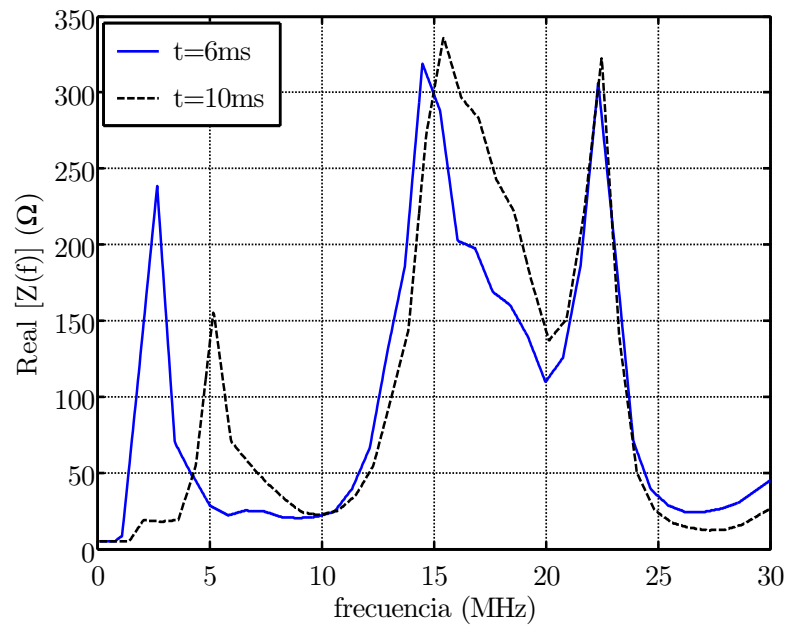


Figura 5.3: Parte real de la variación con la frecuencia de la impedancia del microondas para dos fases temporales del ciclo de red.

La curva correspondiente a la fase $t=10\text{ms}$ es similar a la medida cuando el microondas se encuentra en estado apagado (que es invariante con el ciclo de red). Se pone de manifiesto la amplia excursión de la variación cíclica, pues existen frecuencias en las que el valor de la impedancia cambia en más de 200Ω .

Seguidamente, se presenta en la fig.5.4 un patrón o dibujo geométrico bastante diferente al anterior. Se trata de la impedancia variante obtenida para una cafetera eléctrica.

Es interesante mencionar la gran homogeneidad de la evolución temporal para toda la banda de frecuencias por debajo de los 15MHz , con una periodicidad evidente de 100Hz y un recorrido que recuerda a una senoide rectificada. Este hecho indica que el funcionamiento del dispositivo está claramente ligado al valor absoluto de la tensión de red.

Obsérvese en la fig.5.5 la variación con la frecuencia de la impedancia de esta carga. La forma de la distribución resulta similar a la típica impedancia de un circuito resonante paralelo RLC. Si se retoma la fig.5.4 se ve como esa forma se mantiene en todas las fases temporales pero la frecuencia de su máximo va desplazándose en frecuencia a lo largo del ciclo de red, por esta razón se ha decidido incluir solamente un corte temporal de la matriz, para $t = 10\text{ms}$. Además, se ha superpuesto la medida tomada a la carga en su estado apagado para confrontar la excursión de las variaciones en el tiempo a largo plazo por conexión y desconexión con las producidas durante un ciclo.

Esta gráfica sirve para complementar el análisis del experimento con el que comenzaba el capítulo 4 y, de hecho, la fig.4.2 se puede entender como una superposición de varios cortes verticales de la fig.5.4.

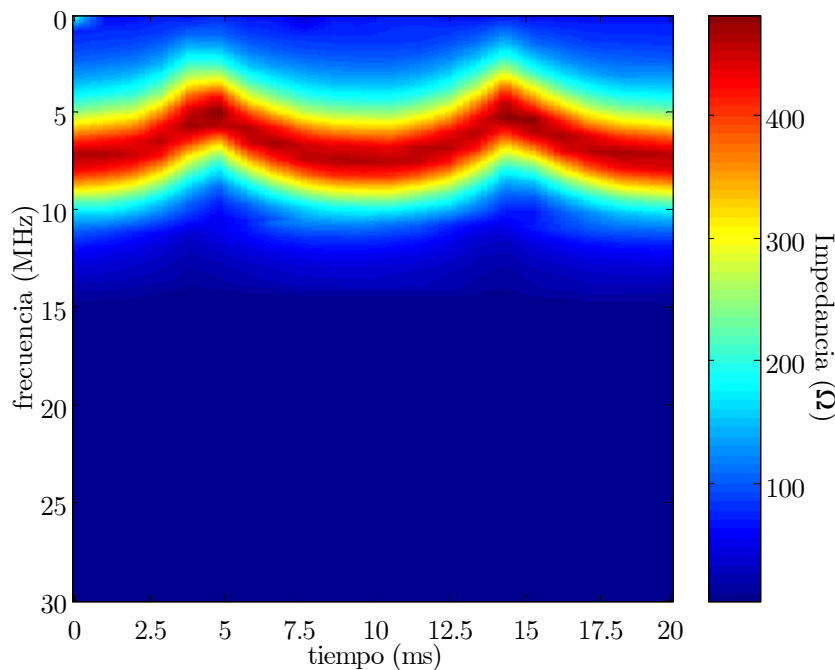


Figura 5.4: Parte real de la impedancia de una cafetera eléctrica en funcionamiento

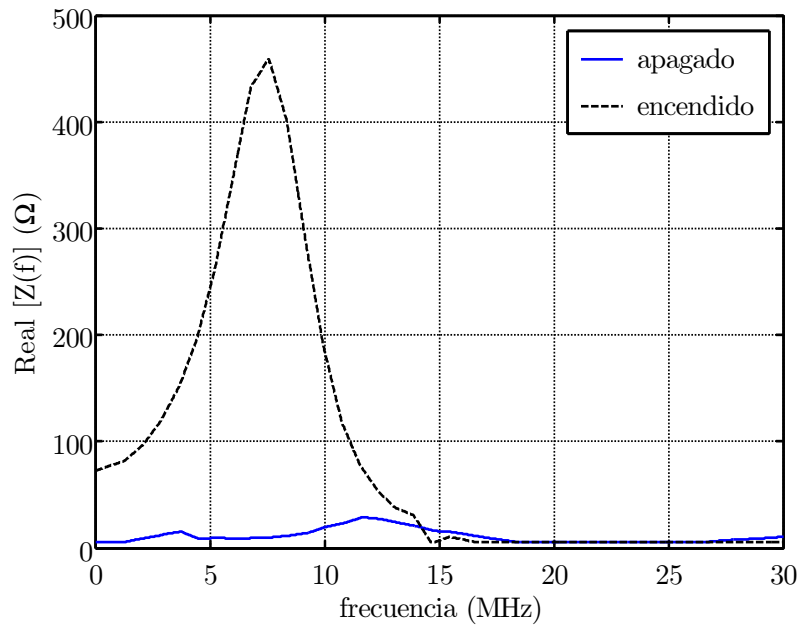


Figura 5.5: Parte real de la variación de la impedancia de la cafetera en frecuencia; se observa el valor medido en estado apagado y el valor para una fase del ciclo de red en estado encendido ($t = 10ms$)

Como último ejemplo de dispositivo de impedancia continua se muestran las gráficas registradas para una aspiradora, en las fig.5.6 y 5.7. La primera es la impedancia variante, mientras que la segunda en este caso corresponde a dos cortes en frecuencias diferentes para ver su evolución cíclica. En concreto serían los cortes horizontales para 3.2 y 10MHz, y ambas demuestran una periodicidad de 50Hz. Este fenómeno ocurre en bandas de frecuencia muy localizadas, mientras que en el resto la impedancia permanece aproximadamente constante durante todo el ciclo y con valor muy pequeño.

No se ha incluido una gráfica para la variación con la frecuencia de esta última carga pues es prácticamente la misma que se presentó en el capítulo 2 en las fig.3.5 y 3.6, cuando está apagada y en funcionamiento respectivamente.

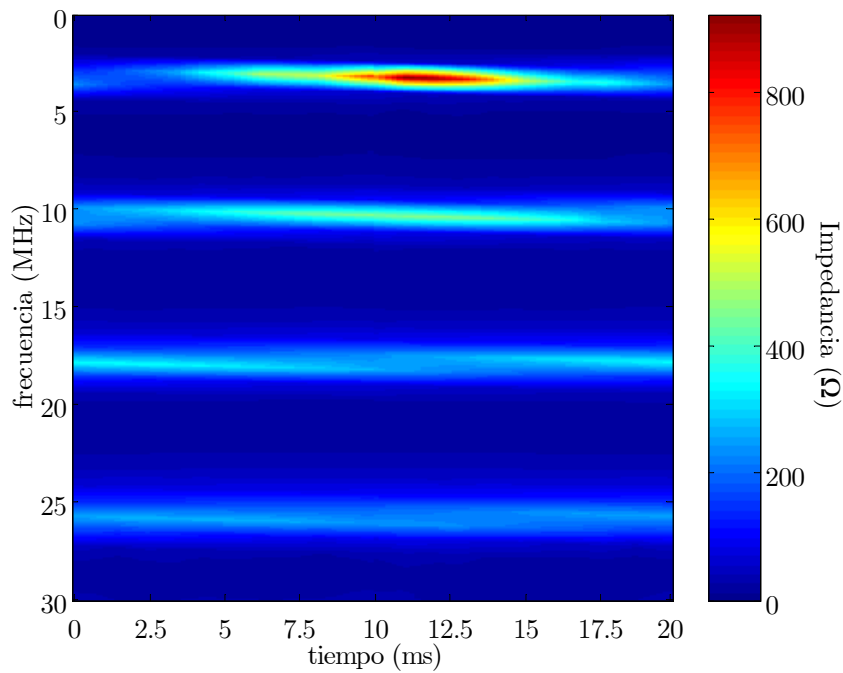


Figura 5.6: Parte real de la impedancia de una aspiradora en funcionamiento

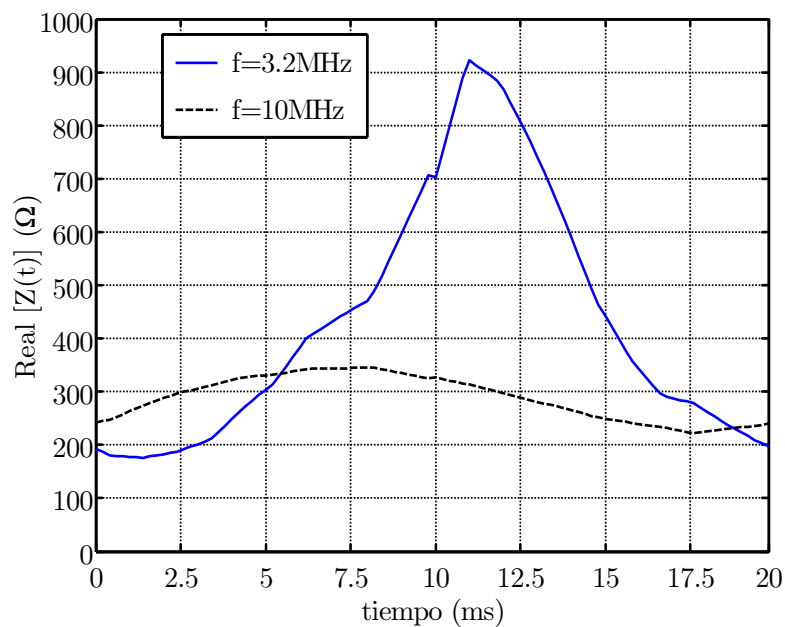


Figura 5.7: Parte real de la variación de la impedancia de la aspiradora a lo largo del ciclo de red para dos valores de frecuencia

5.3.4. Medidas de Dispositivos con Impedancia Conmutada

Se revisan ahora los dispositivos del segundo tipo, aquéllos con conmutaciones entre dos estados de impedancia a lo largo del ciclo de red. Entre ellos se encuentran diversos dispositivos de alumbrado, máquinas de afeitar, mantas eléctricas, etc (principalmente aquéllos con circuitos de regulación). En estos casos uno de los estados suele estar asociado a valores de alta impedancia (es decir como un circuito abierto), y otro a valores de impedancia media. Para ilustrar este fenómeno se ha seleccionado la medida de una bombilla de bajo consumo.

Este experimento es más complicado de realizar, ya que el margen dinámico de los analizadores de redes no permite registrar impedancias por encima de pocos $k\Omega$, por lo que se utilizó un método alternativo.

En primer lugar se comprobó que efectivamente este dispositivo tiene un comportamiento conmutado a lo largo del ciclo de red, para lo que se midió la impedancia de un circuito que consistía en el paralelo de una bombilla con la red eléctrica de un laboratorio. De esta forma, cuando la bombilla conmutaba a su estado de alta impedancia el resultado de la impedancia del conjunto era prácticamente la impedancia de la red (de valor inferior). En la fig.5.8, se puede observar la medida del circuito paralelo, en la que aparecen las conmutaciones a lo largo del barrido de la banda de frecuencias, durante el cual transcurren 38 ciclos de red (si se hace una ampliación de esta curva se aprecian perfectamente los saltos dentro del ciclo). A la derecha se ha incluido la medida de la impedancia que la red eléctrica presentaba en el enchufe elegido para el experimento, que se identifica aproximadamente como la envolvente de la curva de la impedancia del circuito paralelo, verificándose así la hipótesis de las conmutaciones periódicas.

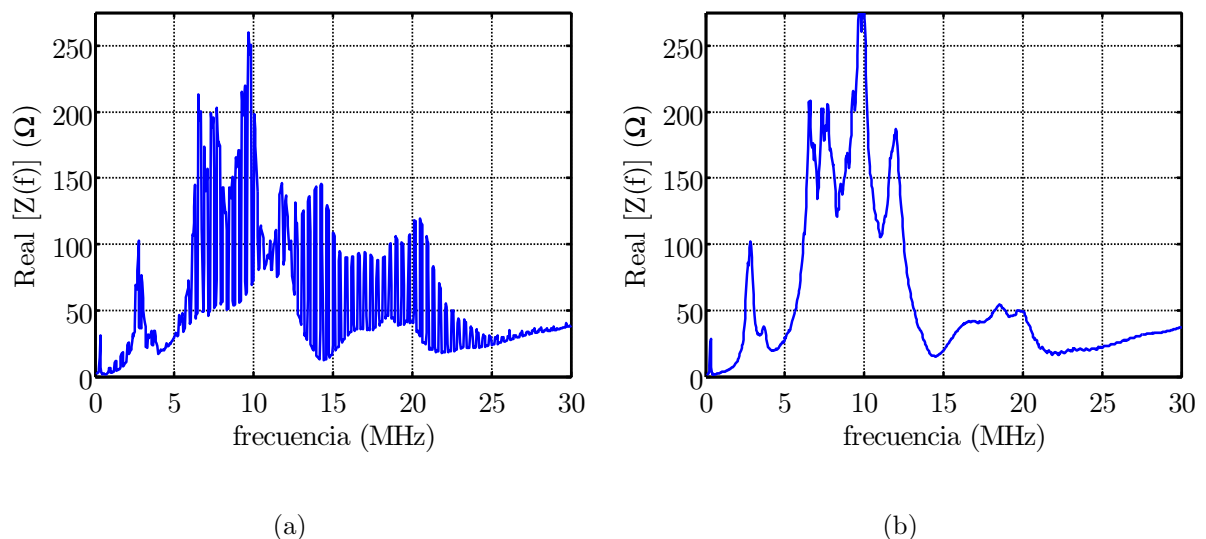


Figura 5.8: Parte real de la impedancia en frecuencia de: (a) una bombilla de bajo consumo en paralelo con la red eléctrica, (b) de la red eléctrica solamente

La dinámica del dispositivo con el ciclo de red se ilustra en la fig.5.9 que representa su impedancia. En ella, se ven los dos estados de impedancia, la parte blanca representa valores de alta impedancia y la parte negra, valores de no alta impedancia. Se conmuta entre ellos dos

veces cada ciclo, luego el período base sería de 10ms. Es necesario estudiar la variación con la frecuencia en los instantes en que está en su estado de no alta impedancia. Para ello, se midió con el analizador de redes la bombilla encendida, pero ajustando el ancho de banda de resolución a 20Hz.

La explicación de este procedimiento reside en el hecho de que la señal de sondeo del analizador, básicamente un tono, excita la carga alimentada por la tensión de red que se comporta de forma similar a un sistema LPTV con una frecuencia de ciclo de 50Hz y que provoca un ensanchamiento en frecuencia de la señal de sondeo en forma de tonos separados a múltiplos de esta frecuencia de ciclo. El hacer tan selectivo el filtro de frecuencia intermedia del instrumento permite que las componentes que aparecen al excitar el dispositivo debidas a un comportamiento no LTI sean filtradas y se registre solamente el valor de la componente invariante de la impedancia.

El resultado de esta prueba se dibuja en la fig.5.10, que se correspondería con el valor de la impedancia variante particularizada en una de las fases del ciclo de red de los estados de no alta impedancia, dentro de las regiones en negro de la fig.5.9 (por ejemplo el corte vertical para $t=2.5\text{ms}$). La periodicidad de 100Hz, muy característica de este tipo de dispositivos de impedancia conmutada, indica que el cambio en el dispositivo está sujeto al valor absoluto del nivel de tensión de la red eléctrica. Este comportamiento no es exclusivo de la bombilla de bajo consumo, sino que se ha observado también en otros dispositivos y su origen cabe asociarlo a circuitos no lineales usados en fuentes de alimentación y motores eléctricos (por ejemplo rectificadores con diodos, tiristores, triacs, etc.).

La bombilla estudiada representa un caso paradigmático entre los dispositivos de impedancia de tipo conmutada, en el sentido de que los cambios de valor se extienden de forma sincronizada en toda la banda de frecuencia. Sin embargo, existen aparatos que exhiben una clara conmutación de estado de impedancia sólo en una región del espectro, normalmente en baja frecuencia, manteniéndose invariantes en el resto. Entre ellos se pueden citar las lámparas halógenas con regulador de intensidad.

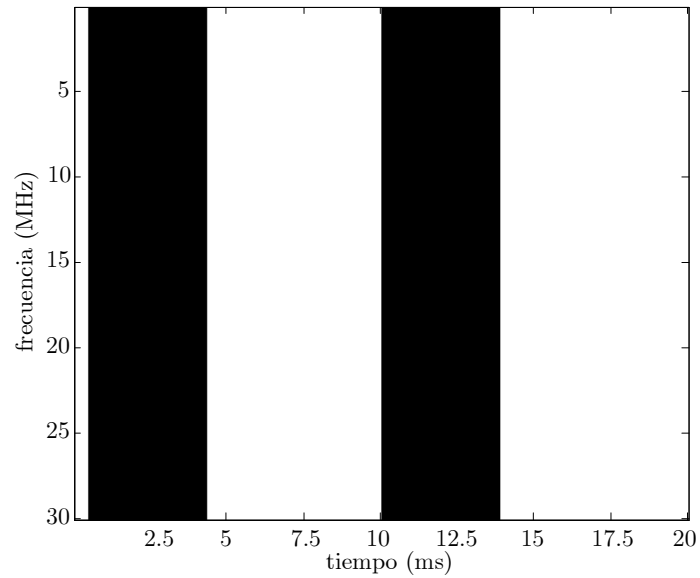


Figura 5.9: Parte real de la Impedancia de la bombilla de bajo consumo en funcionamiento. El color blanco representa un estado de muy alta impedancia y el negro de impedancia 'normal'

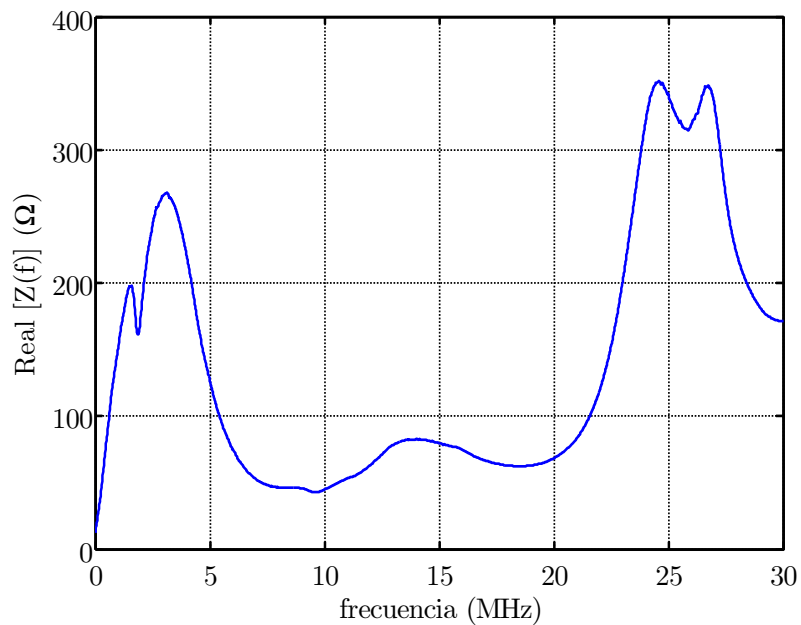


Figura 5.10: Parte real de la impedancia de la bombilla de bajo consumo en frecuencia para las fases temporales de las regiones en negro en la fig.5.9

5.4. Medida del Ruido Cicloestacionario de Dispositivos

Este apartado también está dedicado a describir dispositivos de funcionamiento dependiente del valor de la señal de red, pero se evalúan sus propiedades como generadores de ruido. El parámetro característico del ruido emitido por los dispositivos es la densidad espectral de potencia (DEP) instantánea, $S_N(t, f)$.

5.4.1. Procedimiento de Medida

Para realizar las medidas de ruido emitido por los dispositivos se ha utilizado un montaje basado en tarjetas de adquisición de datos (TAD) de alta velocidad y gran profundidad de memoria (ver apéndice B).

En el procedimiento seguido, se emplean capturas del ruido generado por los dispositivos de larga duración (que abarquen múltiples ciclos de red). Se ha realizado un ajuste del fondo de escala de cuantificación de la TAD, V_{max} , tomando en cada medida el menor valor que garantizara evitar problemas de distorsión por saturación con el mínimo error de cuantificación posible. A la señal discreta obtenida se le aplica un procesamiento de estimación espectral mediante promediado de periodogramas con enventanado temporal de Hanning con el fin de calcular su espectrograma [Oppen00].

Seguidamente se describe el algoritmo aplicado.

Los parámetros iniciales son la frecuencia de muestreo, f_s , y el tamaño de la ventana temporal, $2N$. A partir de ellos se puede definir la duración de un segmento enventanado de señal como $T_\ell = 2NT_s$, siendo T_s el intervalo de muestreo (inverso de f_s).

Sea $x(n)$ la señal de ruido discretizada por la TAD (medida en V) y supóngase que en principio se toma un intervalo de longitud igual a un ciclo de la señal de red, es decir un número de muestras igual a T_0/T_s , donde T_0 representa el ciclo de red (20ms). El número de segmentos temporales en cada ciclo de red sería $L = \lfloor T_0/T_\ell \rfloor$, que determinará la resolución temporal del periodograma ¹. La expresión de la señal truncada en el segmento ℓ -ésimo sería,

$$x_\ell(n) = x(2N\ell + n), \quad 0 \leq n \leq 2N - 1 \quad (5.2)$$

Cada periodograma resulta ser una matriz en el plano tiempo-frecuencia de dimensiones $L \times N$ donde los índices serían: $\ell \in [0, L - 1]$ y $k \in [0, N - 1]$ (pues sólo se van a manejar las frecuencias

¹Es improbable que T_0 sea múltiplo de T_ℓ por lo que el número de segmentos temporales en cada ciclo no será un número entero. En el algoritmo de procesamiento se ha tomado para L la parte entera, lo que supone una subestima de la duración del ciclo. Esto no implica una pérdida de precisión ya que está por debajo del valor más estricto de tolerancia para la frecuencia de la señal de distribución de energía en las redes eléctricas españolas que es del 1% [UNESA-]. Sin embargo, sí que tiene implicaciones en la sincronización del promediado de los sucesivos intervalos de ciclo de señal. En cada uno de estos intervalos de ciclo se han despreciado las muestras finales que exceden el último segmento y se ha corregido la deriva de las muestras del primer segmento del ciclo siguiente.

positivas). Cada una de sus columnas se calcula aplicando una Transformación Discreta de Fourier (DFT, *Discrete Fourier Transform*) de $2N$ puntos, siendo la ecuación que la define,

$$P_c(\ell, k) = \frac{1}{2N} \left| \sum_{n=0}^{2N-1} w(n)x_\ell(n)e^{-j\frac{2\pi}{2N}kn} \right|^2 \quad (5.3)$$

La secuencia $w(n)$ representa una ventana de Hanning de $2N$ muestras. El subíndice c hace referencia al ciclo de red elegido en la señal $x(n)$, y se va a llamar C al número total de ciclos que contiene el vector completo capturado por la TAD.

A continuación se aplica un promediado, que está sincronizado con el ciclo de red por la propia definición de la organización temporal de las muestras (no se pueden solapar los periodogramas pues la señal no es estacionaria). La salida del algoritmo es finalmente $S_N(\ell, k)$, una estimación de la DEP instantánea de la señal aleatoria original, dada por la relación,

$$S_N(\ell, k) = \frac{1}{C} \sum_{c=0}^{C-1} P_c(\ell, k) \quad (5.4)$$

Aún resta realizar un ajuste para obtener la DEP en (W/Hz) pues el resultado anterior viene medido en (V^2), que consiste en multiplicar por un factor igual a $1/(Rf_s)$, siendo R la impedancia de entrada de la TAD (habitualmente se ha utilizado $R = 50\Omega$).

En las capturas se ha empleado una $f_s = 50\text{Mm/s}$, con un número de puntos en frecuencia del espectrograma $N = 512$, por lo que la resolución espectral sería $\Delta f = f_s/(2N) \simeq 48,8\text{kHz}$ en una banda de 0 a 25MHz, y la resolución temporal $T_\ell \simeq 20,48\mu\text{s}$ ($L = 976$ fases temporales por ciclo de red). Realmente la banda útil en estas medidas es la comprendida entre los 100kHz y los 20MHz, pues el resto de frecuencias están filtradas por el circuito de acoplamiento (ver apéndice B) ².

5.4.2. Medidas de Dispositivos

Como ejemplo de medidas de dispositivos se va a presentar lo obtenido para dos casos ilustrativos, correspondientes al horno de microondas y a la bombilla de bajo consumo.

caso 1

En la fig.5.11, se muestra la DEP instantánea $S_N(t, f)$ (siendo $t = \ell T_\ell$ y $f = k f_s/N$), estimada para el ruido del horno microondas a partir de una medida en la que se ajustó $V_{max} = 2V$.

²En estas pruebas no se ha usado una frecuencia de muestreo mayor, que permitiera presentar resultados en toda la banda de interés hasta 30MHz, por limitaciones de la instrumentación disponible en ese momento. No obstante, el ruido generado por la mayoría de los dispositivos entre 20 y 30MHz es mínimo. (La razón de esta limitación es que a 100Mm/s el software de control de las TAD no permitía la descarga directa de las capturas a la memoria RAM del ordenador, y sólo se podía almacenar una longitud de señal de 4 ciclos de red consecutivos, que no es suficiente para lograr un buen promediado.)

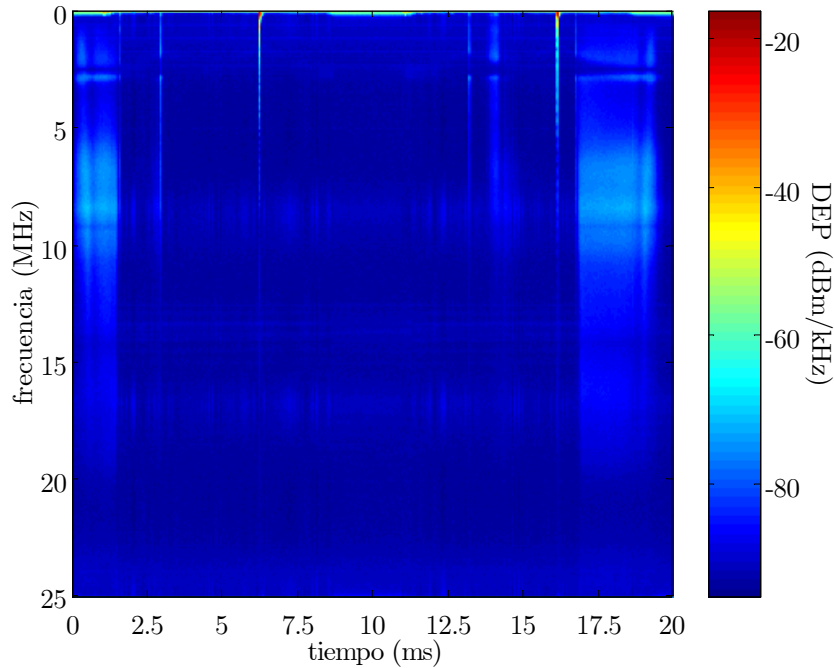


Figura 5.11: DEP instantánea de ruido $S_N(t, f)$ de un horno de microondas

Es interesante resaltar la falta de homogeneidad en la dimensión horizontal en casi todas las frecuencias, lo que corrobora que la señal es claramente no estacionaria. El limitado contraste de color no facilita la valoración cuantitativa de estos efectos, que aunque en torno a 8MHz significan cambios de más de 10dB quedan difuminados por el amplio rango de la representación.

Para interpretar mejor la DEP instantánea se van a realizar varios cortes tanto en frecuencia como a la fase temporal del ciclo. Estos pueden observarse en las fig.5.12 y 5.13. En la primera se incluyen curvas de $S_N(t, f)$ particularizada en los valores de $t=6.25\text{ms}$, $t=10\text{ms}$ y $t=18\text{ms}$, que sirven para comprobar el cambio de contenido espectral de la señal a lo largo del ciclo de red. Para $t=10\text{ms}$ el dispositivo únicamente genera ruido en muy baja frecuencia (en el resto de la banda lo que se aprecia es el suelo de ruido de la TAD para este valor de V_{max} , aproximadamente unos -95dBm/kHz); para $t=6.25\text{ms}$ la perturbación se extiende hasta los 10MHz; y para $t=18\text{ms}$ cambia de carácter y se convierte en una distribución de tipo paso banda. Incluso en otras fases del ciclo el ruido es insignificante ³.

En la fig.5.13, se incluyen las curvas de $S_N(t, f)$ valorada en los planos: $f=0.2\text{MHz}$, $f=8.5\text{MHz}$ y $f=20\text{MHz}$. En ellos se aprecia como la variación cíclica se va suavizando a medida que aumenta la frecuencia, hasta desaparecer en la mitad superior de la banda. Asimismo, el perfil de esa variación cambia notablemente con la frecuencia, tanto de forma como de excursión, llegando a haber enormes fluctuaciones impulsivas de 70dB en la frecuencia menor, que desaparecen en 8.5MHz donde la magnitud de los cambios se reduce a unos 18dB.

³El realce de la DEP que se observa en las últimas frecuencias no está ligado a los dispositivos (de hecho estas frecuencias exceden la banda del filtro acoplador), sino que se debe a espurios causados por la TAD, cuyo convertidor analógico-digital, con estructura de doble banco entrelazado, genera una pequeña componente en $f_s/2$.

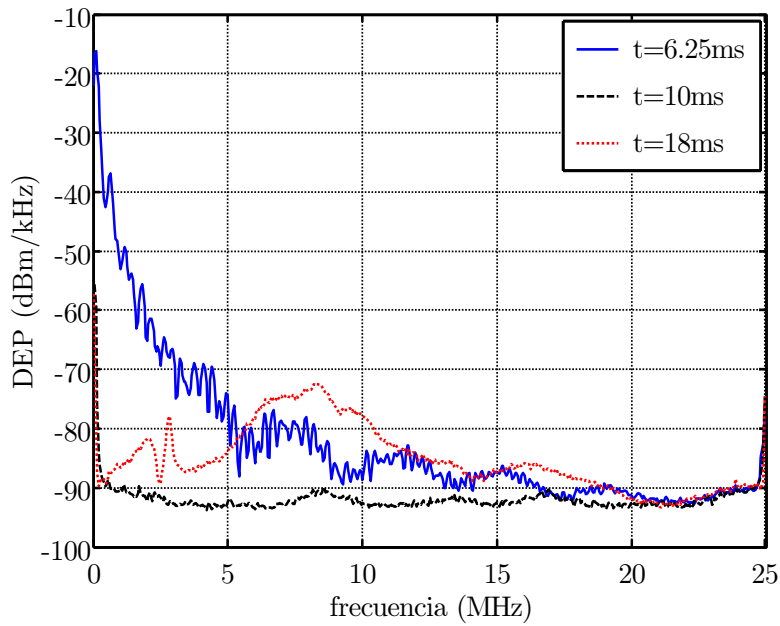


Figura 5.12: Variación con la frecuencia de la DEP instantánea de ruido del microondas para distintas fases temporales

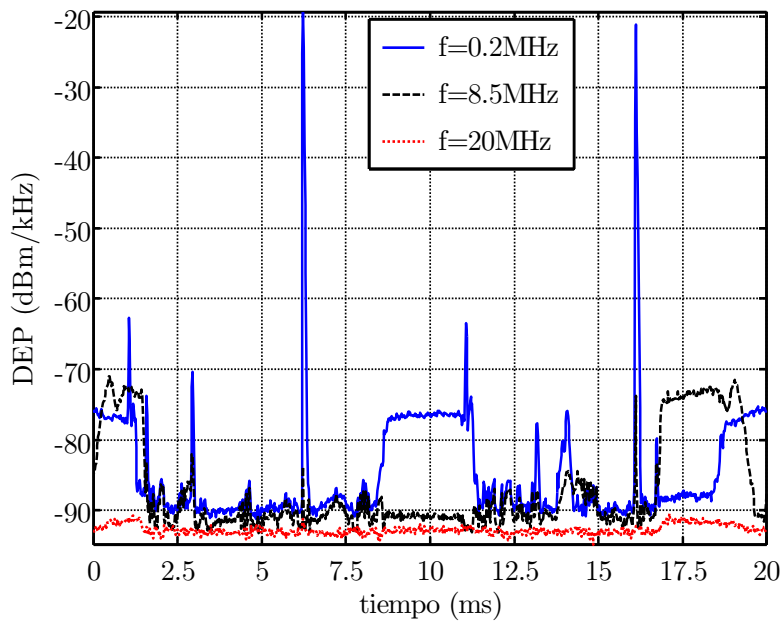


Figura 5.13: Variación con el ciclo de red de la DEP instantánea de ruido del microondas para las distintas frecuencias

caso 2

Como segundo ejemplo se estudia el ruido medido a la bombilla de bajo consumo, que aparece en la fig.5.14 y se ha capturado ajustando V_{max} a 100mV (los niveles de emisión de este dispositivo son bastante menores en general a los del microondas). Es interesante destacar como la distribución del ruido resulta ser muy similar a la que exhibe la impedancia variante mostrada en la fig.5.9 (en mayor medida que en el caso del microondas), reforzando la tesis de que el funcionamiento del dispositivo conmuta de estado según la tensión de red.

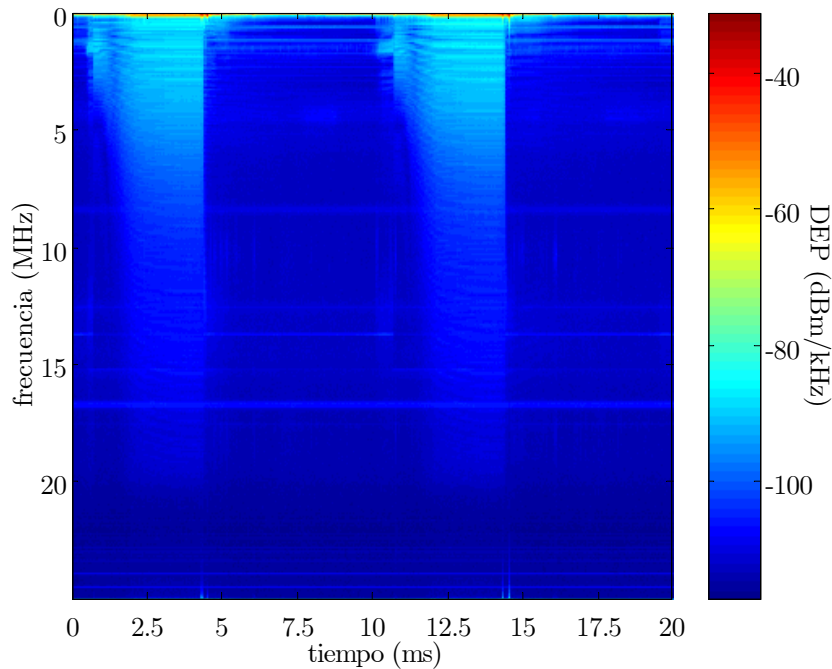


Figura 5.14: DEP instantánea de ruido de una bombilla de bajo consumo

Existen fases del ciclo de red en las que el ruido generado es prácticamente nulo, que coinciden con los instantes en que la carga está en alta impedancia (en los que el dispositivo estaría 'virtualmente' desconectado de la red). Este aspecto se hace explícito en la fig.5.15, donde se observa la DEP detectada en $t=10$ ms, que es prácticamente el suelo de ruido de la TAD para esta V_{max} (salvo en muy baja frecuencia), enfrentado a la medida para $t=4$ ms, que es hasta 20dB superior en muchas frecuencias.

Para finalizar, se muestran en la fig.5.16 las curvas de variación del ruido a lo largo del ciclo de red para la medida de la bombilla en los puntos correspondientes a las frecuencias 0.2MHz, 2.5MHz y 15MHz. De nuevo, es ostensible una disminución de la variación cíclica al incrementar la frecuencia (de hecho también disminuye el valor absoluto de ruido generado), aunque en este caso el perfil de variación con periodicidad de 100Hz es muy similar en toda la banda.

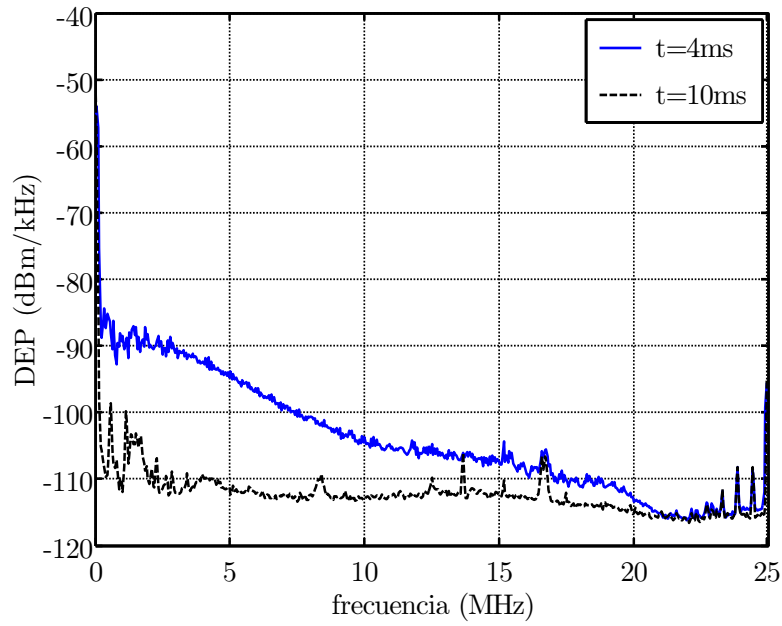


Figura 5.15: Variación con la frecuencia de la DEP instantánea de ruido de la bombilla de bajo consumo para distintas fases temporales

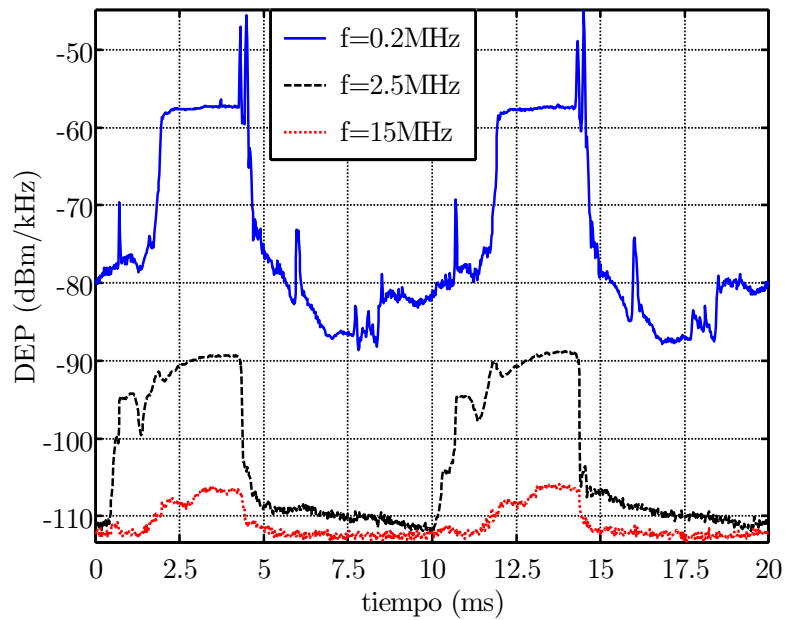


Figura 5.16: Variación con el ciclo de red de la DEP instantánea de ruido de la bombilla de bajo consumo para distintas frecuencias

5.5. Medida de la Respuesta Global del Canal

El objeto de esta sección es la medida de la respuesta en frecuencia del canal en escenarios reales de redes eléctricas interiores. Las pruebas se han realizado en dos entornos diferentes: en un edificio universitario (laboratorios y despachos) y en entornos residenciales (apartamentos y viviendas unifamiliares). El número de canales estudiados entre enchufes diferentes en las diversas redes excede de sesenta. Entre ellos se ha apreciado una notable variedad de la respuesta en frecuencia, aunque en general, se puede decir que las variaciones periódicas importantes suelen estar confinadas en bandas de frecuencia de pocos MHz.

Dado que el origen de la periodicidad del canal es atribuible a las características de los dispositivos, parece lógico que las respuestas en frecuencia $H(t, f)$ obtenidas tengan variaciones con el ciclo de red con una forma similar a las de las funciones de impedancia $Z(t, f)$ de los dispositivos. Como se comprobará en los ejemplos que se analizarán a continuación, en algunos canales y determinadas frecuencias existen cambios a lo largo del ciclo con saltos abruptos entre dos estados, mientras que en otros la variación se puede considerar más suave.

En entorno residencial se han efectuado medidas en dos escenarios diferentes: un apartamento y una vivienda unifamiliar. El apartamento tiene unos 80m² con una instalación eléctrica bifásica que contiene cuatro circuitos diferentes. La superficie de la vivienda unifamiliar es de unos 300m² distribuidos en dos plantas y con una instalación trifásica, en la que existen diez circuitos eléctricos.

Se ha definido un método de medida que emplea procesado digital de la señal, cuya descripción es el punto inicial de la exposición. A continuación, se muestran algunos resultados representativos de entre los obtenidos en las pruebas de campo efectuadas y, posteriormente, se realiza un análisis estadístico que sirve para valorar la relevancia de las propiedades cíclicas del conjunto de los canales medidos.

5.5.1. Procedimiento de Medida

La configuración utilizada para llevar a cabo las medidas de la respuesta en frecuencia de canales reales se describe en el apartado B.3. Consiste en la conexión de una tarjeta digital de generación de señales a la red eléctrica en uno de sus enchufes, que actúa por tanto como transmisor, y en la captura de la señal que se recibe en otro de los enchufes mediante una tarjeta de adquisición de datos (TAD).

El procedimiento de medida se basa en estudiar la respuesta del canal a una señal de sondeo formada por un conjunto de tonos relacionados armónicamente entre sí: N sinusoides con frecuencias equiespaciadas entre 0 y f_{max} . La señal capturada en el receptor se pasa por un banco de N filtros centrados a las frecuencias de los tonos de la señal de sondeo, lo que proporciona una estimación ruidosa de la respuesta del canal en cada punto de frecuencia.

Aunque la amplitud y fase de las sinusoides transmitidas son constantes, por efecto del filtrado del canal, exhiben cierta periodicidad en recepción. Esta periodicidad se analiza muestreando la salida del banco de filtros a un ritmo correspondiente con el intervalo de invarianza T_ℓ .

La organización temporal de las capturas con la TAD es igual a la de las medidas de la DEP instantánea de los dispositivos, es decir, se divide el ciclo de red T_0 en intervalos de invarianza. Esta ordenación de las muestras permite realizar un promediado sincronizado con el ciclo de red que disminuye considerablemente el ruido en la estimación y resalta las variaciones periódicas de la respuesta. Los intervalos de invarianza contienen $2N$ muestras, su duración es $T_\ell = 2NT_s$ ($T_s = 1/f_s$ es el período de muestreo) y existen $L = \lfloor T_0/T_\ell \rfloor$ intervalos en cada ciclo.

El resultado de este procesado es una aproximación discreta a la respuesta en frecuencia $H(t, f)$ del sistema continuo, que puede denominarse como $H_\ell(k)$ y que se puede entender como la transformada de Fourier de la respuesta al impulso del sistema LTI correspondiente a cada intervalo de invarianza (como se definió en (5.1)).

Este procedimiento está inspirado en los esquemas de transmisión DMT (*Discrete MultiTone*) [Edfors96] y los tonos se generan y detectan usando algoritmos de IDFT y DFT respectivamente. Para su puesta en práctica se necesitan una serie de algoritmos auxiliares que garanticen la correcta sincronización de las muestras ⁴.

Además de las pruebas con señal de sondeo invariante, se han realizado otras pruebas usando símbolos pseudoaleatorios que modulan cada tono y cambian cada intervalo de invarianza. En ellas, se ha incluido un prefijo cíclico, para compensar la pérdida de ortogonalidad que causa el canal, como se hace en transmisión DMT. Se han realizado experimentos variando la resolución temporal y frecuencial del sistema, incrementando el número de muestras por símbolo, y cambiando la longitud del prefijo cíclico (también aumentando f_s a 100Mm/s). En varios canales reales, se ha comprobado que la estimación de la respuesta en frecuencia obtenida con las transmisiones pseudoaleatorias, en las que existe cierta distorsión por ISI (*InterSymbol Interference*) e ICI (*InterCarrier Interference*) residuales, coincidía con la obtenida con las transmisiones invariantes. También se ha verificado que con símbolos de mayor duración la respuesta estimada no cambiaba sustancialmente, lo que indica que se cumple la restricción de que la respuesta al impulso de los canales esté limitada a la duración del intervalo de invarianza asumida en el modelo cíclico. Estos resultados avalan la utilidad de la aproximación de variación lenta.

Por otra parte, en las respuestas en frecuencia medidas intervienen diversos factores, aparte de la propia atenuación de la red eléctrica, como la respuesta de los dos filtros acopladores y la desadaptación existente a la entrada y salida de la red. Para estimar la magnitud de las pérdidas de los filtros se mide sustituyendo la red eléctrica por un simple cable coaxial de poca longitud y el resultado es una atenuación de 10dB aproximadamente plana en la banda

⁴Estos algoritmos consisten, por una parte, en la estimación del error de frecuencia de muestreo existente entre los relojes de las tarjetas generadora y capturadora y su posterior compensación, y por otra parte, en la estimación de una referencia para encajar los intervalos de invarianza con el ciclo de la señal de red, necesaria para la sincronización de los promediados. Esto se ha hecho regenerando, mediante un lazo de seguimiento de fase, la pequeña traza de la señal de distribución de energía eléctrica que el filtro acoplador deja pasar.

explorada. Sin embargo, las pérdidas por desadaptación al excitar y extraer la señal de la red dependen de la impedancia que la red presente en cada ubicación, que es muy variable, por lo que es conveniente considerarlas como parte de la distorsión propia del canal medido. Las medidas que se van a presentar son del canal real que experimenta la señal continua, es decir del que incluye el canal propiamente dicho y los filtros acopladores.

Los valores de los parámetros utilizados para las medidas que se van a presentar han sido los mismos que los de las medidas del ruido de dispositivos de la sección anterior, es decir, $f_s = 50\text{Mm/s}$ y $N=512$, por lo que cada símbolo dura $T_\ell = 1024/f_s = 20,48\mu\text{s}$ y existen $L = 976$ símbolos por cada ciclo de red. Debido a la actuación de los filtros acopladores, la banda útil se reduce hasta los 20MHz. Además se ha restringido el uso de las portadoras más bajas ⁵, de modo que las portadoras activas que se transmiten van desde $k=22$ a $k=410$, que equivale a una banda efectiva entre 1MHz y 20MHz.

5.5.2. Medidas en una Vivienda Unifamiliar

En primer lugar se va a mostrar una medida registrada en uno de los enlaces establecidos sobre la red eléctrica de la vivienda unifamiliar. En este caso los enchufes del transmisor y receptor se encontraban en circuitos diferentes pero presumiblemente de la misma fase, a una distancia en línea recta de unos 20m (que implica un camino directo de cable bastante más largo, quizá mayor de 40m). Los electrodomésticos en funcionamiento eran: el frigorífico, varios dispositivos de alumbrado y el motor de mantenimiento de la piscina.

El valor absoluto de la respuesta en frecuencia de este canal aparece en la fig.5.17 medido en dB. La gráfica tiene una distribución geométrica bastante homogénea durante el ciclo, pero con cambios abruptos perfectamente sincronizados en varios instantes del ciclo de red. La distribución vertical se debe a una respuesta en frecuencia sinusoidal con el perfil típico en los canales de red eléctrica, con diversos picos y nulos (ver fig.5.23). Se puede observar claramente que existen dos franjas verticales en torno a las fases de 5ms y 15ms, que implican una periodicidad de 100Hz, en las que la respuesta en frecuencia exhibe cambios importantes prácticamente en toda la banda.

Para realzar la sincronía del canal con el ciclo de red se ha incluido la fig.5.18, que muestra la evolución durante 234 ciclos (lo que supone la transmisión de casi 230000 símbolos, unos 4.7s) de la respuesta en frecuencia promediada a lo largo del ciclo de red, $H^0(f)$. La invarianza en la dimensión horizontal corrobora que las características del canal se mantienen ciclo tras ciclo y que la sincronización del procesado de la medida es correcto.

⁵Como se ha comprobado, esas son las frecuencias en que mayor ruido se va a encontrar, de ahí que se haya preferido no transmitir en ellas una energía que va a ser mejor aprovechada en otra banda. La limitación de energía viene dada por la amplitud máxima de 5V que puede emitir la tarjeta generadora.

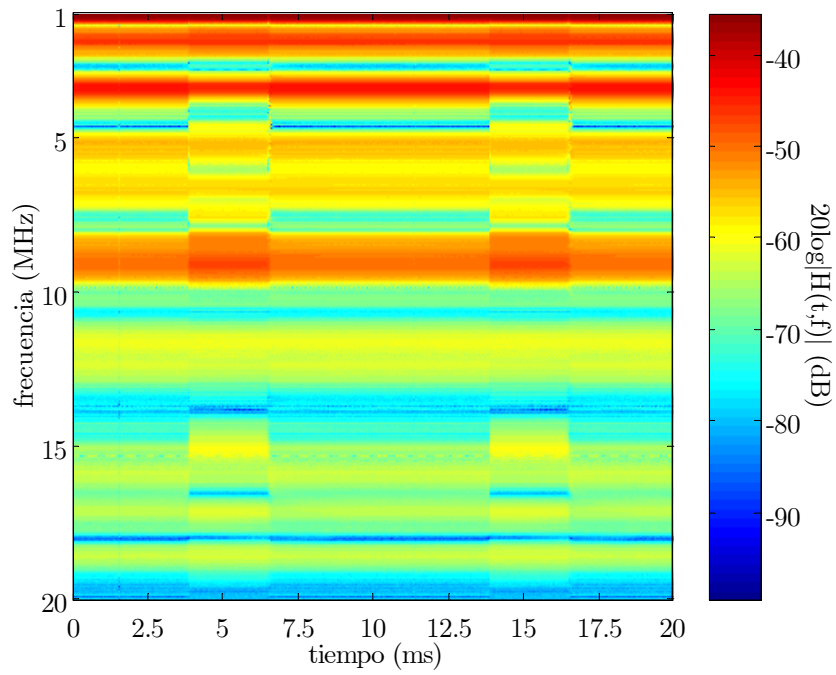


Figura 5.17: Amplitud de la respuesta en frecuencia, $|H(t, f)|$, de un canal medido en una vivienda unifamiliar

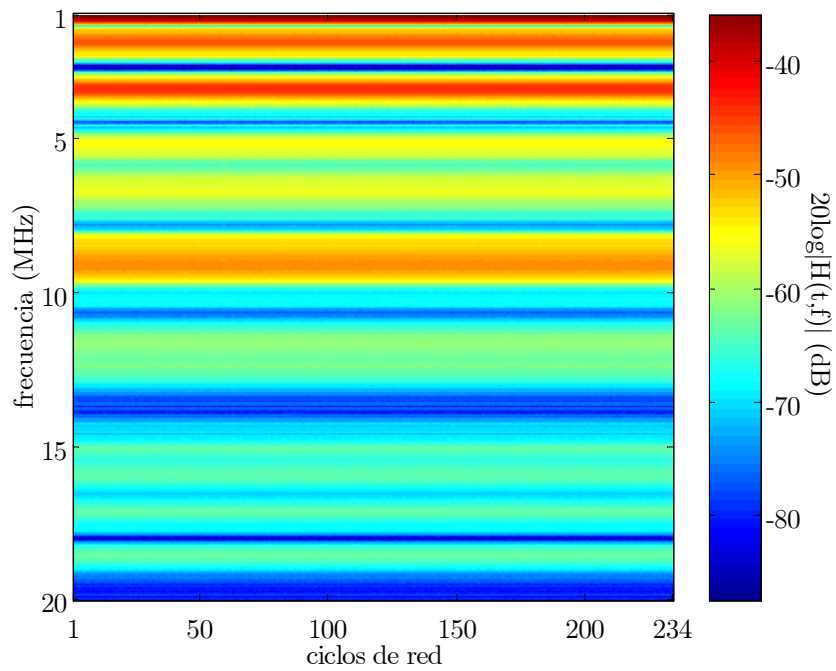


Figura 5.18: Evolución de la amplitud de la respuesta en frecuencia media, $|H^0(f)|$, en varios ciclos de red para el canal de la fig.5.17

La variación de la respuesta a lo largo del ciclo de red se puede apreciar en la fig.5.19. Se han utilizado dos representaciones, la primera, que se corresponde con la fig.5.19(a), incluye la variación de la amplitud de la respuesta para dos frecuencias diferentes situadas en 1.42MHz y 4.59MHz. Mientras una curva es aproximadamente constante durante todo el tiempo, la otra contiene conmutaciones entre dos niveles con más de 15dB de diferencia de atenuación.

La gráfica fig.5.19(b) proporciona una visión alternativa de la dinámica del canal. En ella se presentan en el plano complejo los valores de la respuesta muestreada en L instantes del ciclo de red (para mejorar la visibilidad se han escalado multiplicando por un factor de 1000). La agrupación de los puntos en torno a dos valores pone de manifiesto el carácter bi-estado de la respuesta del canal, el escaso número de muestras dispuestas entre un grupo y otro resalta la rapidez de los cambios de estado. Esta representación permite valorar el impacto de los cambios sobre un sistema de transmisión del tipo multiportadora. A la primera frecuencia, la respuesta es problemática porque, aunque tiene amplitud invariante, se produce un salto de 180° en su fase, complicando sobremanera la demodulación de constelaciones lineales de tipo QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). A la segunda frecuencia, la respuesta también cambia notablemente con la fase al saltar de cuadrante por la inversión del signo de su parte real.

Se definió la respuesta en frecuencia cíclica de un sistema LPTV, $H^\alpha(f)$, como los coeficientes del desarrollo en serie de su respuesta en frecuencia. Se ha utilizado esta magnitud en este ejemplo de canal real. En la fig.5.20, se muestra $H^\alpha(f)$ en el plano (α, k) que ha sido obtenida mediante la DFT de la matriz $H_\ell(k)$ según el índice de fase temporal $\ell \in [0, L - 1]$. Se ha representado la amplitud normalizada en dB de sólo los primeros 150 coeficientes, comprobándose cómo la variación cíclica es eminentemente de tipo paso bajo en todas las frecuencias, ya que, salvo en las frecuencias bajas (en las que puede haber unos 30 coeficientes significativos), no hay más de 10 coeficientes por encima de -40dB. Esto sirve para ratificar que incluso en estos canales con transiciones bruscas, la resolución aplicada a lo largo del ciclo de red es suficiente para representar fielmente la variación cíclica.

5.5.3. Medidas en un Apartamento

Seguidamente, se analiza una medida de canal de las llevadas a cabo en el apartamento. Se ha seleccionado un enlace entre dos enchufes sobre circuitos eléctricos diferentes, distantes unos 10m (que realmente suponen alrededor de 25m de distintos tramos de cable). Todos los electrodomésticos se encontraban apagados salvo el microondas situado a pocos metros del receptor.

En primer lugar, se muestra en la fig.5.21 el valor absoluto de la respuesta en frecuencia. En esta ocasión las variaciones cíclicas son menos acusadas que en la medida captada en la vivienda unifamiliar, y no son fenómenos de banda ancha sino que están localizados en dos regiones en torno a 2MHz y a 6.5MHz, respectivamente. También parece dominar una periodicidad de 100Hz, pues los instantes con transiciones más marcadas se sitúan en los valores temporales de 8ms y 18ms.

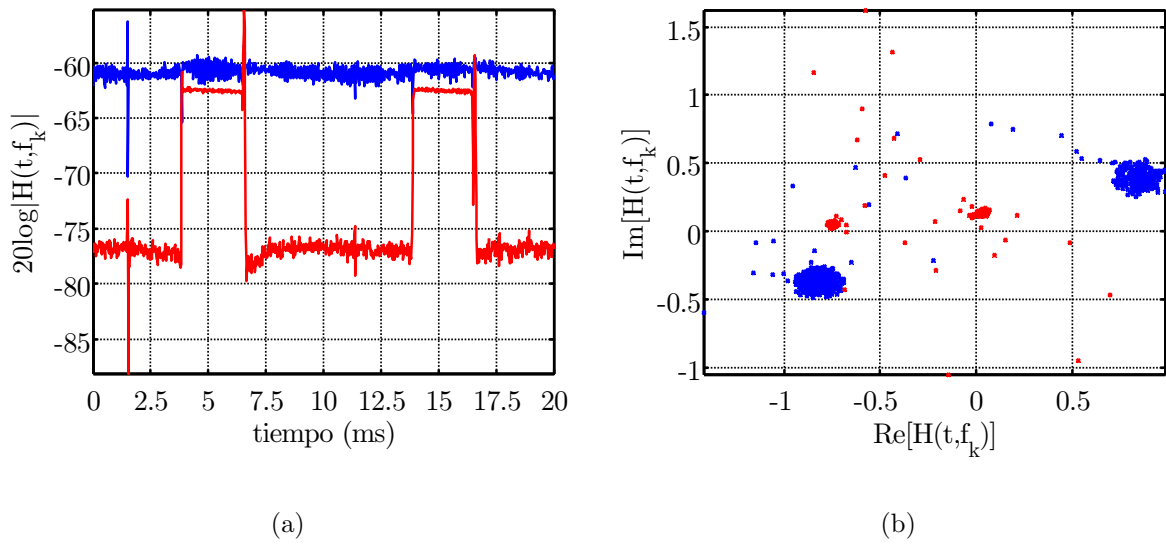


Figura 5.19: Evolución durante el ciclo de red de la respuesta de la fig.5.17, para dos frecuencias: en azul, $f_k = 1,42\text{MHz}$, en rojo, $f_k = 4,59\text{MHz}$; en (a) se muestra la variación de la amplitud, y en (b) el recorrido en el plano complejo de la respuesta

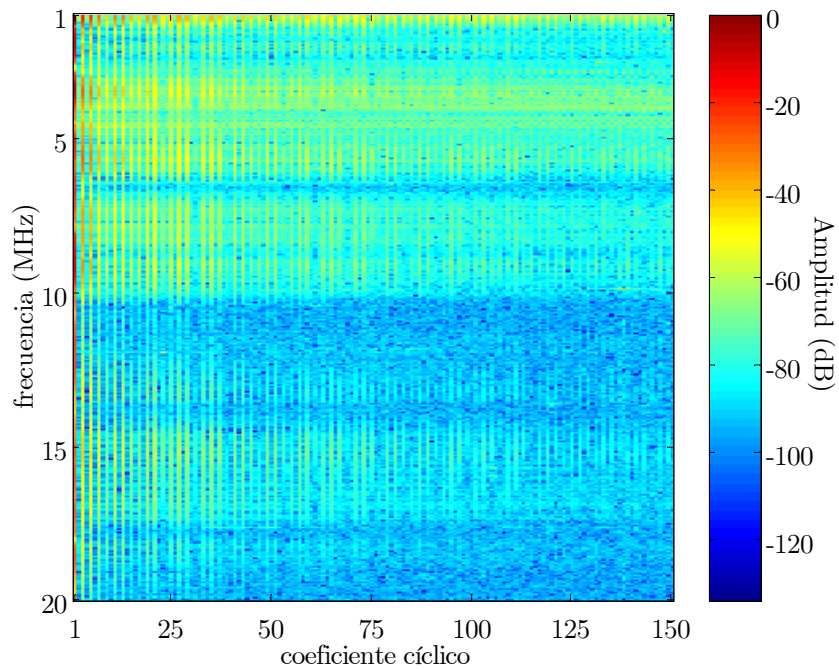


Figura 5.20: Respuesta en frecuencia cíclica correspondiente a la respuesta en frecuencia de la fig.5.17

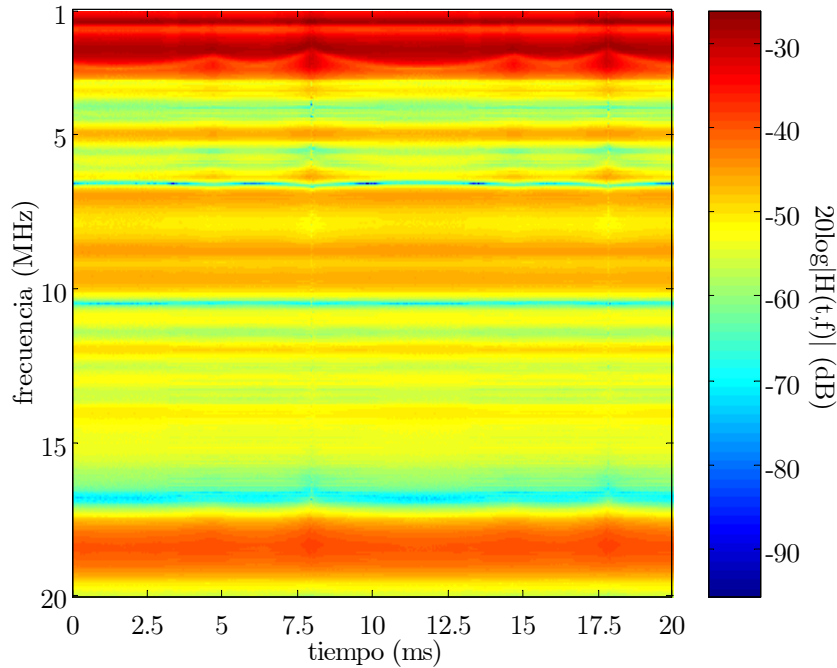


Figura 5.21: Amplitud de la respuesta en frecuencia de un canal medido en una apartamento

De nuevo se recurre a la representación de la variación temporal de la respuesta particularizada para dos frecuencias. Esto se puede observar en la fig.5.22. Las frecuencias elegidas han sido 1.56MHz y 2.64MHz. Para ellas, se muestra la variación cíclica de la amplitud de la respuesta en frecuencia, a la izquierda, y su evolución en el plano complejo, a la derecha. A la primera frecuencia, la respuesta exhibe una excursión aproximada de 7dB en la amplitud y con un perfil que parece la combinación de efectos superpuestos de varias cargas variantes, a la segunda frecuencia la respuesta es de amplitud más estable con cambios de unos 3dB.

El dibujo de los cambios en el plano complejo (fig.5.22, escalado por un factor de 1000), es revelador de la enorme importancia que la dinámica con el ciclo tendría sobre la transmisión de una constelación de señales digitales. En este caso también aparecen saltos de cuadrante por cambios de signo en la parte imaginaria de la portadora de 1.56MHz, pero con un recorrido más homogéneo durante el ciclo, a diferencia de las transiciones rápidas de la figura del canal en la vivienda unifamiliar.

Con el fin de visualizar la distribución de la respuesta del canal en la dimensión frecuencial, se ha incluido la fig.5.23. En ella, aparece la amplitud del valor medio en el ciclo de red de $H(t, f)$, el coeficiente cíclico de orden cero $|H^0(f)|$, para los dos canales en entorno residencial que se han venido estudiando. La selectividad en frecuencia de las curvas de atenuación es ostensible, aunque en algunas de las frecuencias en las que existe un nulo de transmisión tal condición puede cambiar en determinados instantes del ciclo. La mayor atenuación de la casa unifamiliar, en general para todas las frecuencias, cabe atribuirla no tanto a la mayor longitud del enlace sino a la mayor dispersión de la potencia que recorre el camino principal entre el transmisor y el receptor, debida a que hay un número mayor de circuitos eléctricos.

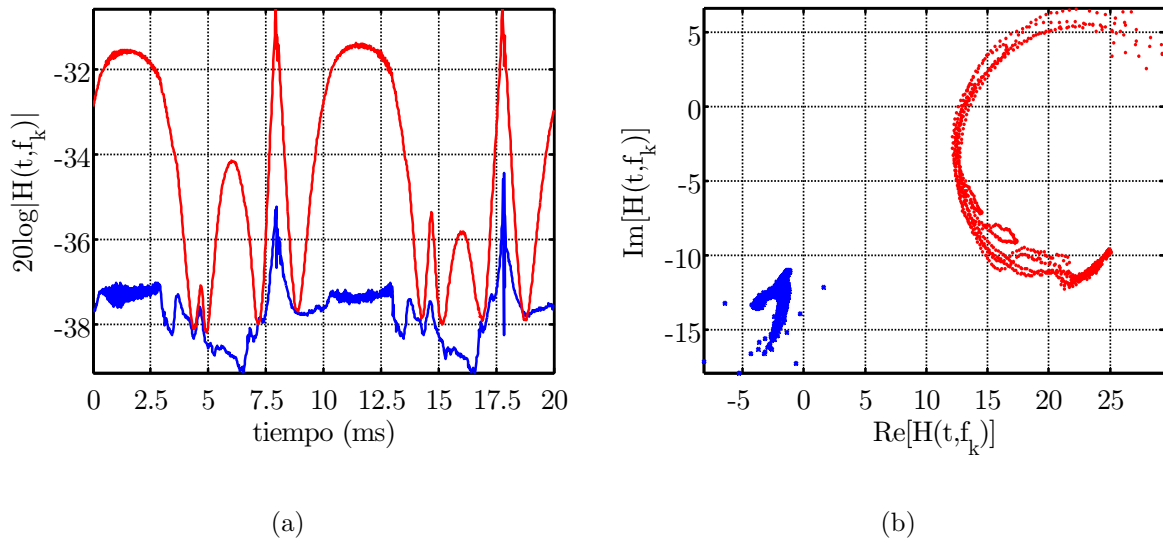


Figura 5.22: Evolución durante el ciclo de red de la respuesta de la fig.5.21, para dos frecuencias: en azul, $f_k = 1,56\text{MHz}$, en rojo, $f_k = 2,64\text{MHz}$; en (a) se muestra la variación de la amplitud, y en (b) el recorrido de la respuesta en el plano complejo

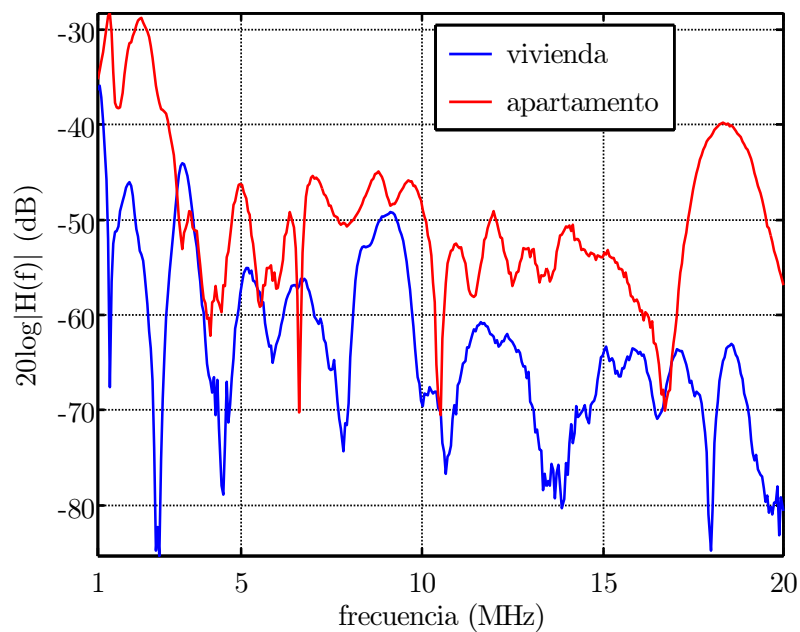


Figura 5.23: Amplitud de la respuesta en frecuencia media de los dos canales domésticos de las fig.5.17 y fig.5.21

5.5.4. Medidas en un Laboratorio Universitario

Para finalizar, se incluye una medida extraída de las realizadas en el edificio de la universidad. Se trata de un enlace establecido en un laboratorio de investigación en el que predominan los equipos informáticos (ordenadores, impresoras, escáneres, etc.), aunque también se encuentran algunos instrumentos como osciloscopios o analizadores de espectro. En el momento de la captura sólo estaban encendidos los equipos informáticos. Los enchufes usados como puntos terminales estaban situados sobre fases diferentes de la señal de distribución de energía. Esto dificulta la estimación de la distancia del camino eléctrico entre transmisor y receptor, que físicamente distaban unos 5m, aunque debía ser larga (pues el transformador de distribución se encuentra en la planta baja, mientras que el laboratorio está en la tercera planta del edificio).

En la fig.5.24, se presenta la respuesta en frecuencia medida para este enlace. En ella, se puede destacar que las variaciones cíclicas más importantes están ubicadas en frecuencias superiores a los ejemplos anteriores. El dibujo geométrico de esta gráfica refleja dos regiones muy marcadas ubicadas sobre los 9ms y 19ms respectivamente, de modo que la periodicidad dominante es de 100Hz, y se extienden sobre una amplia banda de frecuencias.

La fig.5.25 está dedicada a la variación durante el ciclo de la respuesta en frecuencia, haciendo sendos cortes horizontales en las frecuencias: 12.5MHz y 14.16MHz. La excursión de la amplitud de la respuesta para la primera frecuencia es muy elevada, superior a los 15dB, mientras que en la siguiente alcanza los 5dB, con perfiles de variación distintos en ambos casos. La evolución en el plano complejo también es muy significativa en estas frecuencias, con cambios de signo en la primera y describiendo un recorrido de semicircunferencia, pero dentro del mismo cuadrante, en la segunda.

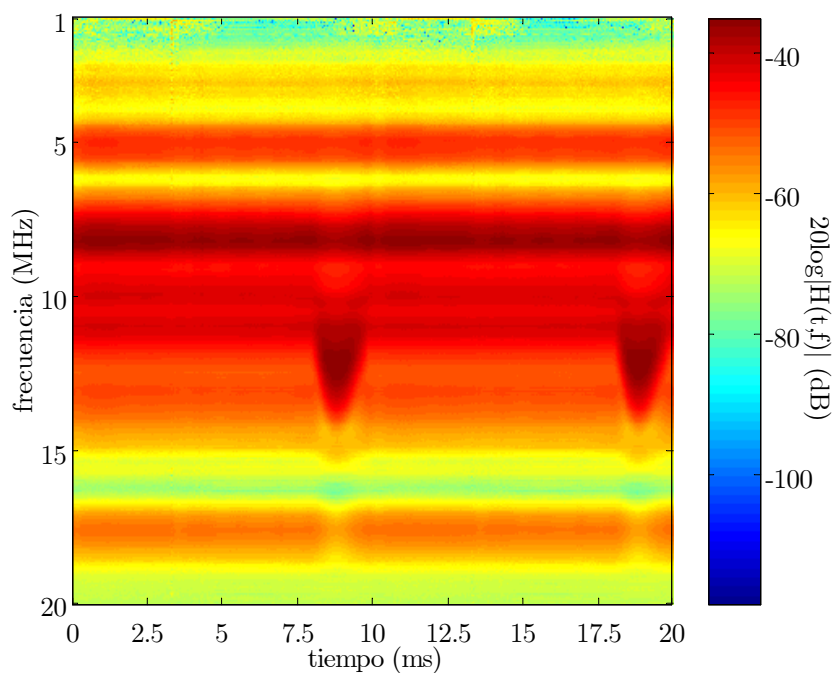


Figura 5.24: Amplitud de la respuesta en frecuencia de un canal medido en un laboratorio

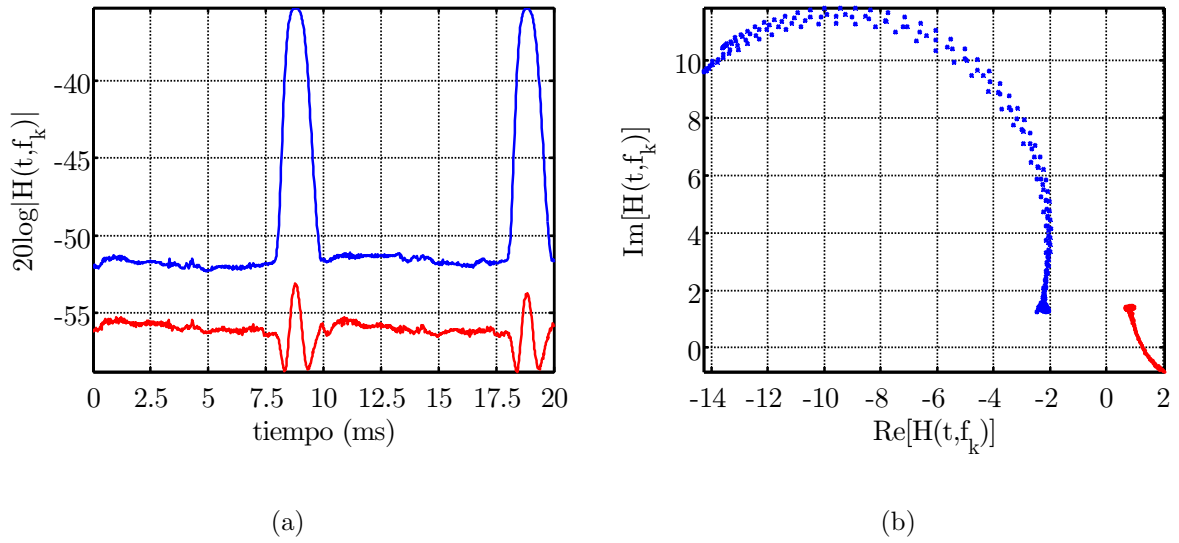


Figura 5.25: Evolución durante el ciclo de red de la respuesta de la fig.5.24, para dos frecuencias: en azul, $f_k = 12,5$ MHz, en rojo, $f_k = 14,16$ MHz; en (a) se muestra la variación de la amplitud, y en (b) la variación de la respuesta en el plano complejo

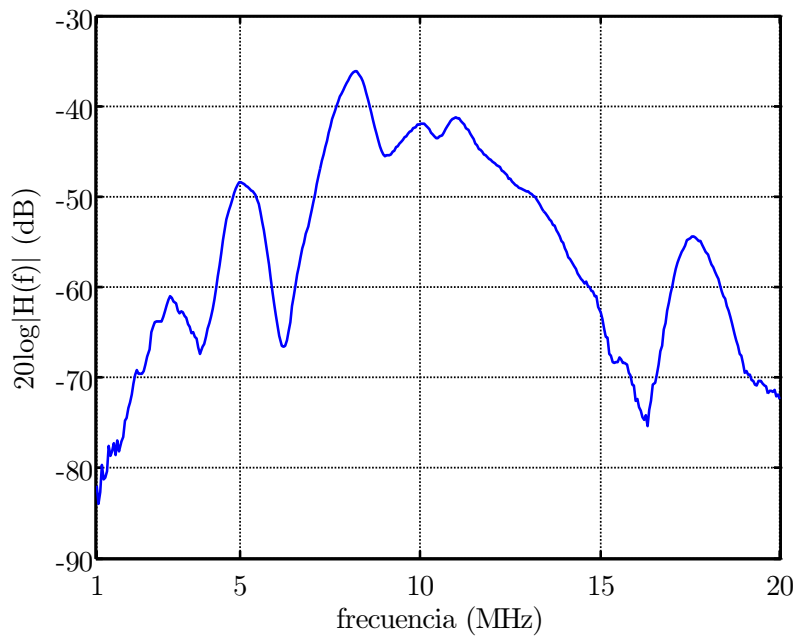


Figura 5.26: Amplitud de la respuesta en frecuencia media del canal de la fig.5.24

Finalmente, se ha dibujado para este enlace la amplitud del promedio temporal de la respuesta a lo largo del ciclo, en la fig.5.26 (en la página previa). Con esta curva se verifica el carácter menos paso bajo de este canal, en relación con los presentados en entorno residencial.

5.5.5. Estudio Estadístico de la Variación Cíclica de la Respuesta

En el apartado anterior se han analizado sólo algunos ejemplos típicos de comportamiento cíclico de la respuesta en frecuencia encontrada en los canales reales examinados. Sin embargo, las pruebas realizadas han abarcado un amplio número de canales sobre los tres escenarios mencionados: apartamento, vivienda unifamiliar y laboratorios y despachos de un edificio universitario. Con la intención de ponderar la importancia de las características cíclicas de los canales, se presenta ahora un estudio estadístico de los resultados obtenidos.

Dispersión del retardo

Para comenzar, se va a estudiar la *dispersión del retardo*, que se suele utilizar para evaluar la longitud efectiva de la respuesta al impulso de un canal de transmisión y, por tanto, es un parámetro que proporciona información sobre la dispersión temporal que introduce [Liu99, Kahn97]. Dado que los canales sobre red eléctrica se modelan como sistemas LPTV, la dispersión del retardo será variante con el tiempo a lo largo del ciclo de red.

Se puede definir el *perfil de potencia* de un sistema LPTV, cuya respuesta al impulso variante es $h(t, t - \tau)$, mediante la siguiente expresión,

$$P(t, \tau) = |h(t, t - \tau)|^2 \quad (5.5)$$

A partir de esta función, se puede calcular el *retardo medio* como,

$$DM(t) = \frac{\int_0^{\infty} \tau \cdot P(t, \tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P(t, \tau) d\tau} \quad (5.6)$$

Y la *dispersión del retardo* o *DS* (*Delay Spread*) como,

$$DS(t) = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} [\tau - DM(t)]^2 \cdot P(t, \tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P(t, \tau) d\tau}} \quad (5.7)$$

El promedio temporal a lo largo del ciclo T_0 del $DS(t)$ sería,

$$\langle DS(t) \rangle = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} DS(t) dt \quad (5.8)$$

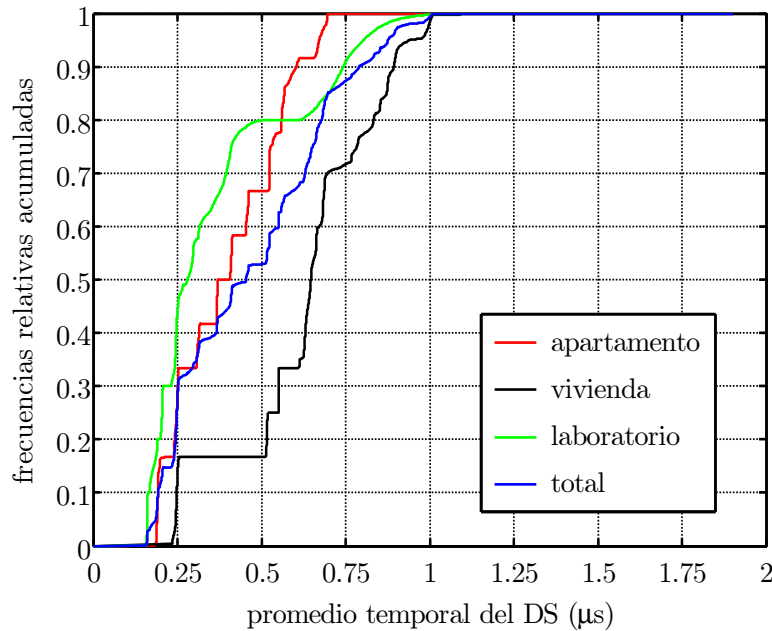


Figura 5.27: Frecuencias relativas acumuladas del promedio temporal del DS , en cada escenario para el conjunto de canales medidos

Y el valor rms del $DS(t)$ sería,

$$DS_{rms} = \sqrt{\langle [DS(t) - \langle DS(t) \rangle]^2 \rangle} \tag{5.9}$$

En primer lugar se presentan, en la fig.5.27, las frecuencias relativas acumuladas (que sirve como estimación de la función de distribución de probabilidad) de los valores de $\langle DS(t) \rangle$ medidos en cada realización (cada uno de los canales medidos en un escenario). No se trata de una medida que proporcione información alguna de la variación cíclica, pero va servir como referencia para entender posteriormente la excursión de las variaciones en relación con este valor promediado.

A la luz de la fig.5.27 se puede deducir que el valor mediano del DS , esto es, el valor que incluye al 50 % de los canales, se encuentra en un rango que va desde $0,3\mu s$ en el escenario de tipo laboratorios a $0,65\mu s$ en la vivienda unifamiliar. El resultado pone de manifiesto la mayor dispersión existente en general en los canales sobre la vivienda que sobre el apartamento, como se había apuntado en los ejemplos previos ⁶.

A continuación se muestran en la fig.5.28 las frecuencias relativas acumuladas del DS_{rms} para cada tipo de escenario. Además, el resultado ha sido normalizado por el promedio temporal del DS obtenido en cada canal. Esta magnitud representa la excursión relativa de los cambios que experimenta el DS durante el ciclo de red.

De la lectura de la curva se puede establecer que mientras que en el apartamento sólo exhiben

⁶El método de sondeo del canal empleado proporciona una estima, con enventanado rectangular en frecuencia, de $H_\ell(k)$. Este hecho provoca que la respuesta impulsiva obtenida a partir de ella sea artificialmente larga, por lo que para calcular el valor de DS se ha aplicado un enventanado en frecuencia a $H_\ell(k)$ que suaviza las transiciones de los extremos de la banda analizada.

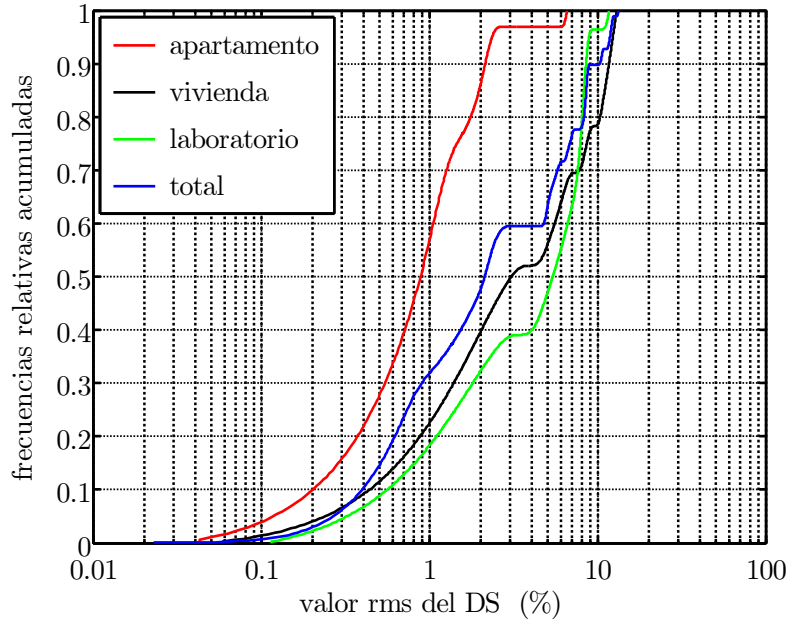


Figura 5.28: Frecuencias relativas acumuladas del valor *rms* del *DS* normalizado por $\langle DS(t) \rangle$, en cada escenario para el conjunto de canales medidos

un 5% de variación en el *DS* el 3% de los canales medidos, en la casa casi el 50% de los canales superan este porcentaje de variación. En el cómputo global se ve que el 80% de los canales medidos presentan variaciones inferiores al 8%.

Estos resultados indican que la duración efectiva de la respuesta al impulso es bastante homogénea, pues varía poco a lo largo del ciclo de red, lo que puede ser interesante de cara al diseño de esquemas de transmisión. Por ejemplo, en sistemas DMT, un parámetro importante es la longitud del prefijo cíclico⁷, cuyo valor se define en función de la duración estimada de la respuesta al impulso del canal [Edfors96] y si ésta no cambia sustancialmente durante el ciclo, la funcionalidad del prefijo queda garantizada.

Respuesta en frecuencia

Seguidamente, se va a analizar en términos estadísticos la respuesta en frecuencia de todos los canales medidos. En el procesado aplicado a las medidas se han eliminado las frecuencias en las que la respuesta presentaba nullos de amplitud importantes⁸. La razón de este proceder es que la estimación de la respuesta en estos puntos no es ni significativa, pues su aportación a la capacidad de información del canal sería despreciable, ni fiable, porque el error de estimación puede ser del orden de la magnitud a estimar.

Para valorar la variación cíclica de la respuesta de los canales, se va a hacer uso de dos parámetros derivados de las medidas de $H_\ell(k)$, que se definen del siguiente modo.

⁷El adjetivo 'cíclico' en este caso no debe inducir a confusión, no está relacionado con variaciones periódicas del canal de transmisión.

⁸El criterio usado para considerar una frecuencia como no válida, ha sido que la energía recibida en la portadora correspondiente estuviera al nivel o por debajo de un umbral, fijado en función de lo recibido en las portadoras no utilizadas en transmisión, por ejemplo aquéllas con $k \in [0, 21]$.

La *Máxima Excursión Normalizada de la respuesta en frecuencia*, MENH, viene dada por,

$$\text{MENH}(k) = \frac{\text{máx}_{p,q}[|H_p(k) - H_q(k)|]}{\frac{1}{L} \sum_{\ell=0}^{L-1} |H_\ell(k)|} \quad (5.10)$$

con $0 \leq p \leq L - 1$ y $0 \leq q \leq L - 1$. El factor de normalización del denominador se ha incluido para facilitar la comparación entre resultados de diferentes canales. Se puede hacer una interpretación geométrica del parámetro $\text{MENH}(k)$, si se recurre a las gráficas (fig.5.19, 5.22 o 5.25) de la evolución de la respuesta en el plano complejo para una determinada frecuencia $f_k = kf_s/N$: el numerador se corresponde con la distancia existente entre los dos puntos más lejanos en el plano.

La *Máxima Velocidad de variación Normalizada de la respuesta en frecuencia*, MVNH, queda definida por la expresión,

$$\text{MVNH}(k) = \text{máx}_\ell \left[\frac{|H_{\ell+1}(k) - H_\ell(k)|}{|H_\ell(k)|} \right] \quad (5.11)$$

con $0 \leq \ell \leq L - 2$. Cuando se observa la respuesta del canal para un índice de frecuencia k durante un ciclo completo, $\text{MVNH}(k)$ representa la máxima variación relativa que ha experimentado en un intervalo de invarianza T_ℓ .

En primer lugar, se presentan en la fig.5.29, las frecuencias relativas acumuladas de la MENH para el conjunto de canales medidos, organizados según cada escenario, para cualquiera de los índices de frecuencia. El cálculo se ha hecho considerando que las características estadísticas de este parámetro son homogéneas para todos los índices de frecuencia y, por tanto, para un escenario se dispone de tantos resultados como el producto del número de canales medidos por el número de frecuencias válidas computadas⁹. Para facilitar la lectura de la gráfica, se ha expresado la variable en porcentaje. La incidencia de la variación durante el ciclo es notoria en todos los escenarios, ya que aproximadamente en el 40 % del total de las frecuencias de todos los canales los cambios son mayores del 10 %. Las curvas de los distintos escenarios son bastante homogéneas en este aspecto, aunque de nuevo es en la casa donde se aprecia una excursión mayor.

En relación con el parámetro MVNH, se han calculado también las frecuencias relativas acumuladas para cualquiera de las frecuencias y el resultado se muestra en la fig.5.30 expresado en unidades porcentuales. La tasa de los cambios es importante, encontrándose variaciones relativas de entre un 2 % y un 6 %, según escenarios, en sólo un intervalo de invarianza (unos $20\mu\text{s}$) en el 40 % de las frecuencias de los canales medidos. Es interesante mencionar que existe correspondencia entre los dos parámetros usados para evaluar la variación de la respuesta en frecuencia, pues el entorno con mayor velocidad de cambio exhibe a su vez la mayor excursión.

⁹Esto equivale a suponer que el comportamiento variante de los canales es en general homogéneo en toda la banda, lo cual puede no ser cierto. No obstante, esta distribución refleja la probabilidad de encontrar un cierto valor de MENH para una frecuencia elegida aleatoriamente sin ningún conocimiento a priori del canal.

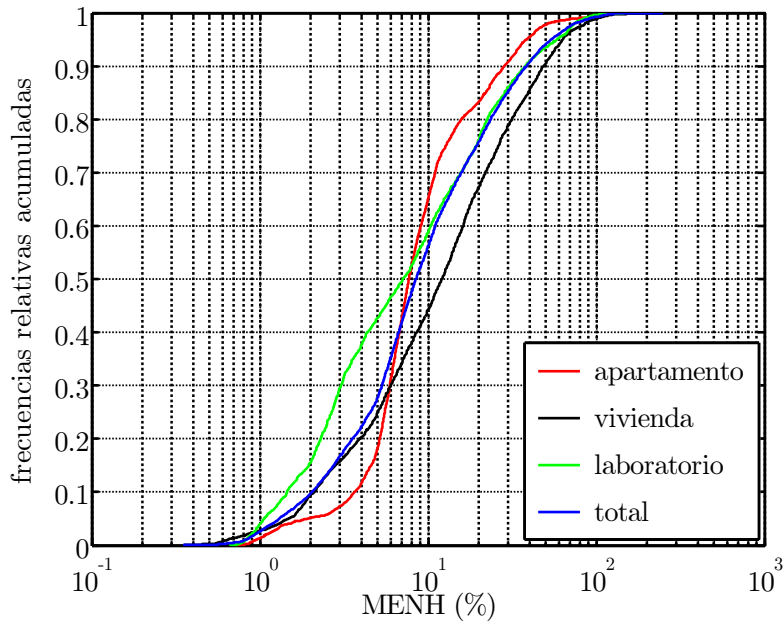


Figura 5.29: Frecuencias relativas acumuladas de la MENH, en cada escenario para el conjunto de canales medidos

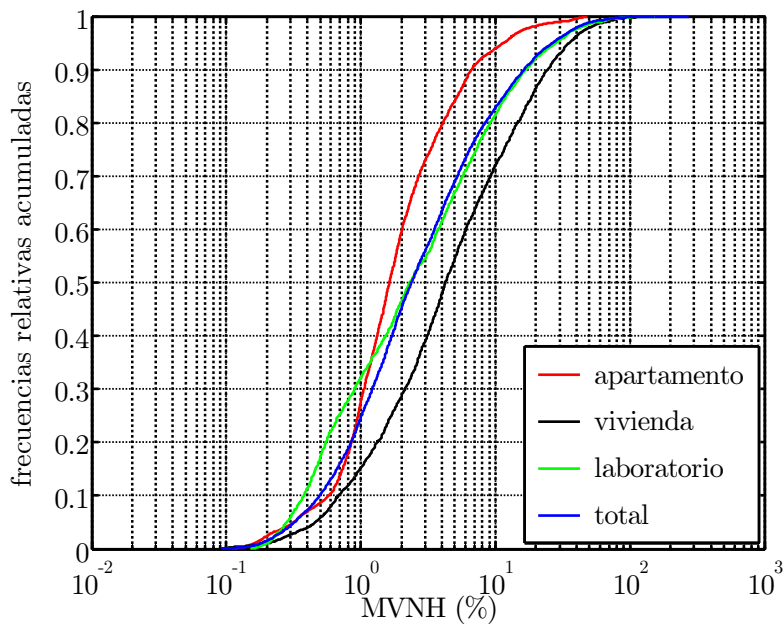


Figura 5.30: Frecuencias relativas acumuladas de la MVNH, en cada escenario para el conjunto de canales medidos

5.6. Medida del Ruido Cicloestacionario Recibido

En esta sección se van a analizar medidas de la densidad espectral de potencia (DEP) instantánea del ruido recibido en casos significativos, elegidos de entre los resultados de las pruebas efectuadas en viviendas y edificios universitarios. Se incluye asimismo, una valoración de la relevancia estadística de esas características cíclicas tras el análisis de todos los canales medidos. Se van a presentar los resultados correspondientes a tres localizaciones diferentes, seleccionadas de cada uno de los escenarios reales analizados: del apartamento, la vivienda unifamiliar y de un laboratorio.

5.6.1. Procedimiento de Medida

El sistema de medida empleado en estas medidas es el mismo que el utilizado en las de ruido generado por los dispositivos (ver sección 5.4). Se ha realizado una estimación espectral para la señal muestreada por una tarjeta de adquisición de datos (TAD) mediante promediado de periodogramas sincronizados con el período de la señal de red.

Durante las medidas se siguieron dos estrategias. En algunos casos se midió la señal de ruido de un modo directo: desconectando el transmisor y capturando el ruido recibido. En otros, se usó un método indirecto: tomando el mismo registro que para obtener la respuesta en frecuencia del canal y haciendo un procesado adicional. Una vez se ha conseguido la estimación de la respuesta en frecuencia, se calcula la parte de la señal recibida que se corresponde con la respuesta a la señal de sondeo y se elimina, así se obtiene una estimación del ruido recibido. Se ha comprobado en múltiples ubicaciones que el resultado de ambos métodos esencialmente concuerda.

5.6.2. Medidas en una Vivienda Unifamiliar

Para comenzar, se muestra en la fig.5.31 la DEP instantánea $S_N(t, f)$ estimada para un canal medido en la vivienda unifamiliar, que se corresponde con la respuesta de canal de la fig.5.17. La homogeneidad de la gráfica en la dimensión horizontal indica que el nivel de ruido recibido es prácticamente constante a lo largo del ciclo de red, pero las dos líneas verticales indican que existen dos instantes en los que se produce un impulso de corta duración.

Con el fin, de obtener una mejor perspectiva de las propiedades del ruido captado se han añadido las curvas de la fig.5.32, en donde aparecen sendos promediados en tiempo y frecuencia, es decir, según la dimensión horizontal y vertical de la figura.

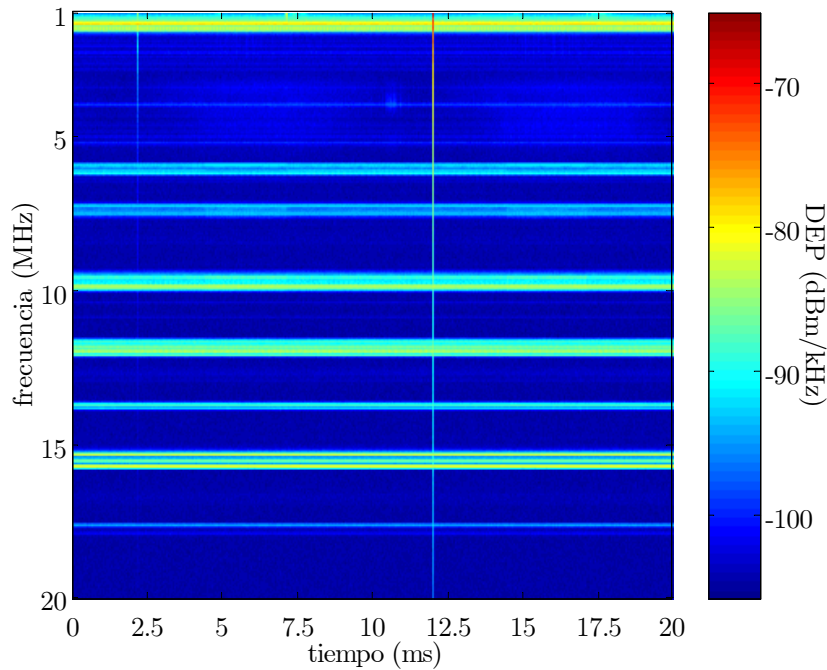


Figura 5.31: DEP instantánea de un canal medido en una vivienda unifamiliar

A la izquierda se ha dibujado el contenido espectral del ruido promediado en el ciclo de red, $\langle S_N(t, f) \rangle = S_N^0(f)$, que presenta bandas claramente diferenciadas, posiblemente debidas a la emisión de dispositivos en las viviendas cercanas y a señales de radio captadas por los cables eléctricos. En la gráfica a la derecha se observa el promedio de la DEP para todas las frecuencias en función de la fase temporal dentro del ciclo de red. Esta representación sirve para reconocer la existencia de un ruido cicloestacionario en forma de impulsos, con un ciclo base de 100Hz y que provocan un cambio muy rápido con una magnitud de 12dB ¹⁰.

5.6.3. Medidas en un Apartamento

A continuación se ofrecen los resultados estimados a partir de la medida de un canal en el apartamento. Con objeto de que sirva de contraste con el caso anterior, esta medida se realizó con la red eléctrica en reposo, de modo que representaría ruido externo o de fondo. Durante su captura, solamente estaba en funcionamiento el ordenador equipado con la tarjeta de adquisición, que siempre se trataba de situar en un circuito eléctrico diferente al del enchufe a medir y lo más alejado posible. La medida se hizo en un horario de poca actividad (a media mañana) lo que hace presumir que en las viviendas adyacentes tampoco existían muchos aparatos encendidos.

¹⁰A diferencia de las medidas de canal que están bastante sobremuestreadas en la dimensión temporal en relación con la velocidad de variación cíclica, en algunas de las capturas de ruido se ha observado que la tasa de muestreo utilizada a lo largo del ciclo de red se encuentra más ajustada a la velocidad de cambio. Esto se observa sobre todo con ruido impulsivo como el mostrado, que se ha elegido por ser el caso donde este efecto es más acusado.

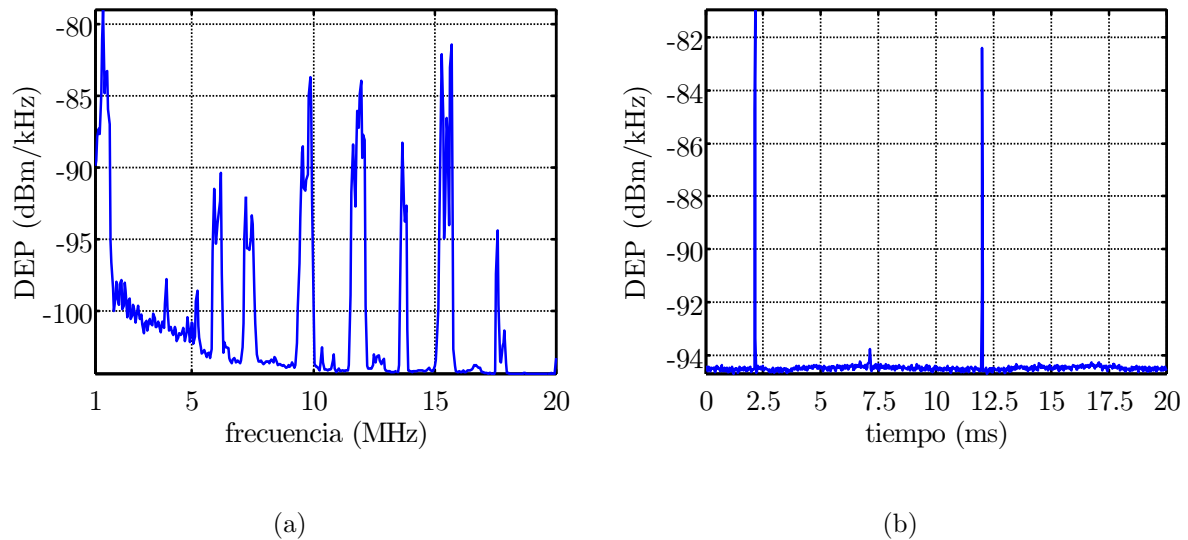


Figura 5.32: Estudio de la DEP instantánea de la fig.5.31: (a) valor medio para todas las fases temporales $S_N^0(f)$, (b) valor medio para todas las frecuencias

La DEP instantánea registrada aparece en la fig.5.33, y muestra que efectivamente el nivel general de ruido era bajo en la región de frecuencias de interés, de 1 a 20MHz.

Se ha querido aprovechar la ocasión para resaltar dos de las ideas mencionadas previamente; que el ruido introducido en la red es más importante en baja frecuencia y que el generado por los dispositivos es predominante. Por ello se ha ampliado la representación incluyendo también la banda de frecuencias por debajo de 1MHz ¹¹. De esta forma se puede apreciar que en la zona entre 100kHz y 1MHz existe un fuerte ruido que es marcadamente cicloestacionario. También existe una irregularidad cerca de los 13ms, que parece ruido de tipo impulsivo sincronizado con el período de red.

De nuevo se aportan los valores promediados de la gráfica en ambas dimensiones, ver la fig.5.34, que permiten clarificar la interpretación de la DEP instantánea.

En el promedio temporal, curva de la izquierda, se refleja que sólo existe un nivel significativo de ruido en torno a 1MHz y que, a pesar de la fuerte atenuación del filtro de acoplamiento, en la primera frecuencia (hasta 50kHz) se capta mucha señal. En la gráfica de la derecha, se ha superpuesto el promediado de todas las frecuencias captadas, con línea roja, al promediado solamente de la banda entre 1MHz y 20MHz, con línea azul. En ellas se confirma que existe una clara componente cicloestacionaria de periodicidad 100Hz en baja frecuencia. En la banda de interés hay impulsos de unos 6dB de amplitud pero de poca energía con un ciclo base de 50Hz.

¹¹Se recuerda que el filtro acoplador atenúa fuertemente fuera de su banda pasante de 100kHz a 20MHz.

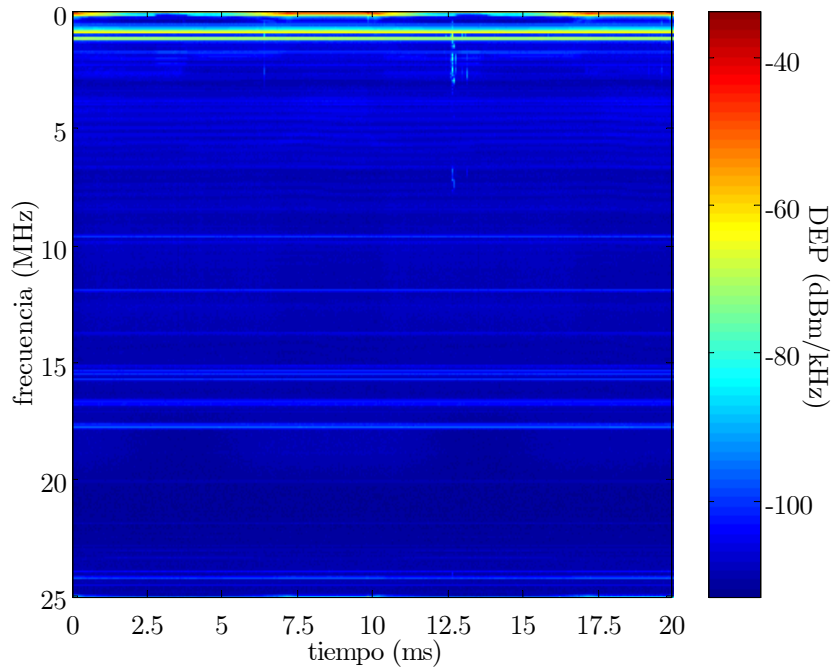


Figura 5.33: DEP instantánea de un canal medido en un apartamento

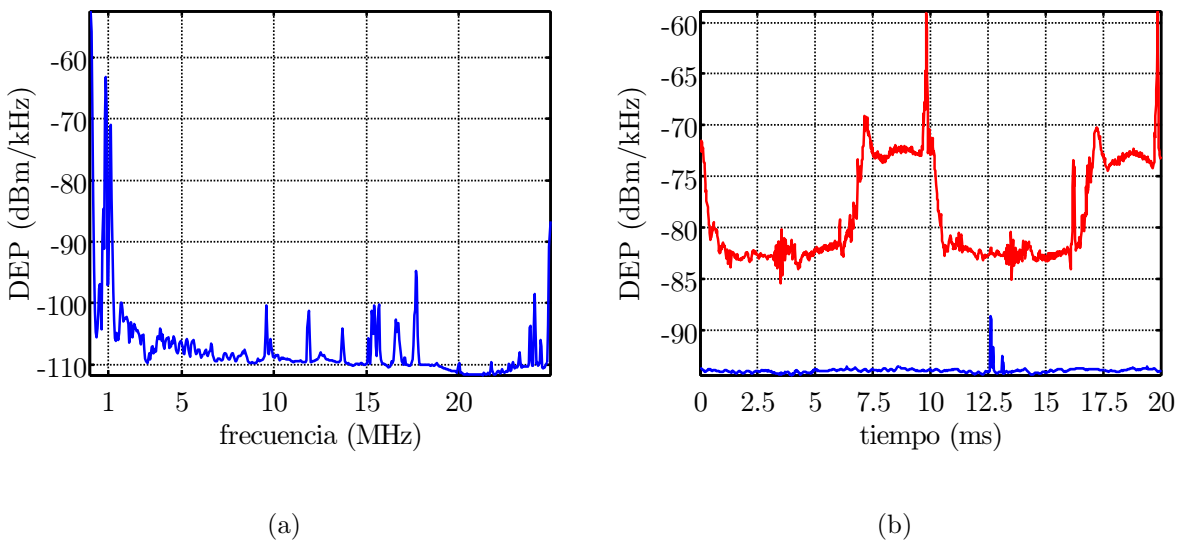


Figura 5.34: Estudio de la DEP instantánea de la fig.5.33: (a) valor medio para todas las fases temporales, (b) valor medio para todas las frecuencias (en rojo incluyendo todas las frecuencias, y en azul solo la banda de 1 a 20MHz)

5.6.4. Medidas en un Laboratorio Universitario

Para terminar se va a estudiar una medida registrada en un laboratorio de investigación, durante la que estaban encendidos diversos equipos informáticos y de instrumentación específica.

En la fig.5.35, se representa la DEP instantánea estimada. Si se observa la gráfica, se puede encontrar cierto parecido con el correspondiente a la respuesta en frecuencia de la fig.5.24. De hecho la captura está tomada en la misma ubicación y bajo las mismas condiciones. Esto puede indicar que el ruido que alcanza al receptor experimenta un filtrado LPTV similar al de la señal transmitida, quizá por el efecto de los mismos dispositivos variantes, confirmando la ligazón existente entre ambos fenómenos, periodicidad del canal y cicloestacionariedad del ruido.

En este sentido, la lectura de las curvas promediadas de la fig.5.36(a) y (b), resulta también ilustrativa si se comparan con las equivalentes para la respuesta del canal, fig.5.26 y 5.25(a) respectivamente.

El promedio temporal del ruido $S_N^0(f)$, en fig.5.36(a), refleja el filtrado de tipo paso banda que también mostraba el promedio temporal de la respuesta en frecuencia del canal, aunque el perfil es diferente y además aparece ruido en baja frecuencia. La evolución durante el ciclo de red del ruido, en fig.5.36(b), tiene una excursión de magnitud similar a la del canal, de unos 15dB. Se observan dos formas superpuestas claramente definidas, una igual a la de la variación cíclica del canal, 5.25(a), en las fases de 9 y 19ms y otra no relacionada con ésta, de una amplitud de unos 6dB, también con periodicidad de 100Hz.

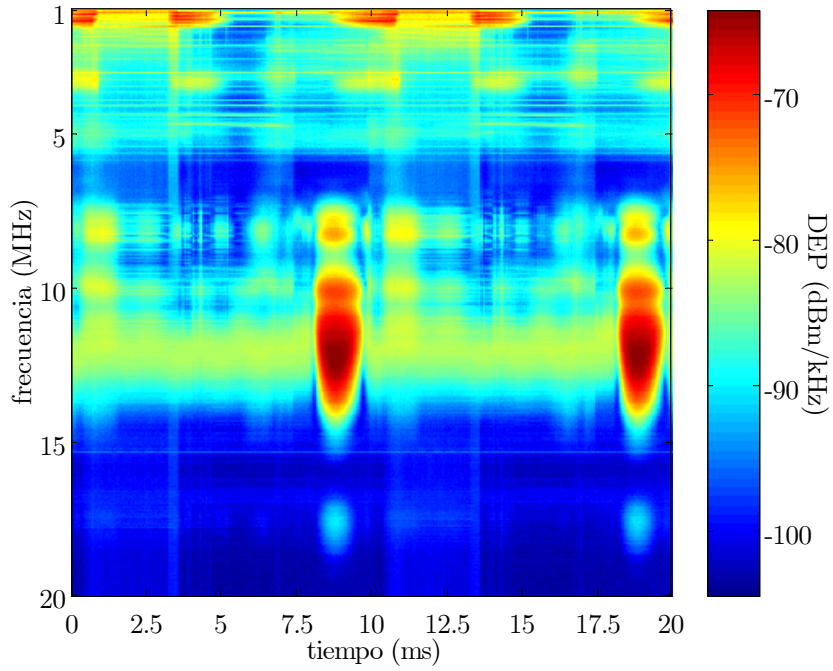


Figura 5.35: DEP instantánea de un canal medido en un laboratorio

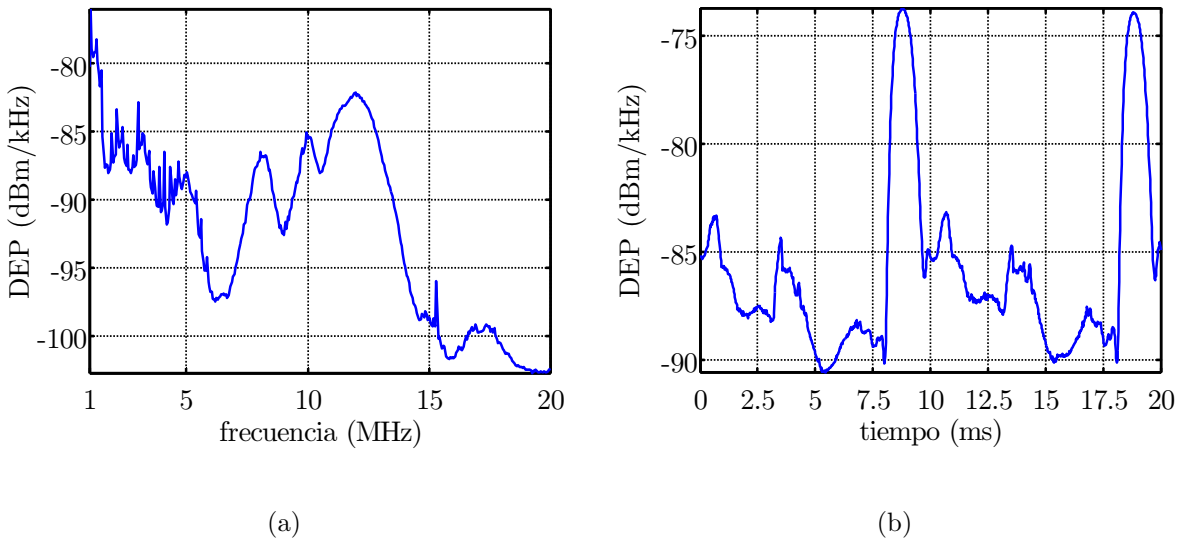


Figura 5.36: Estudio de la DEP instantánea de la fig.5.35: (a) valor medio para todas las fases temporales , (b) valor medio para todas las frecuencias

5.6.5. Estudio Estadístico de la Variación Cíclica del Ruido

En este apartado se pretende analizar de manera estadística la magnitud de las variaciones cíclicas de la DEP instantánea de ruido recibido a través de dos parámetros definidos al efecto y derivados de las medidas.

El primer parámetro se denominará la *Máxima Excursión de la DEP instantánea de Ruido* (MER), y viene dado por la expresión,

$$\text{MER}(k) = \max_{\ell} [10 \log S_N(\ell, k)] - \min_{\ell} [10 \log S_N(\ell, k)] \quad (5.12)$$

con $0 \leq \ell \leq L-1$ y se medirá en dB (pues las DEP instantáneas están en dBm/kHz). Representa la amplitud de la variación del ruido durante un ciclo de red.

El segundo parámetro es la *Máxima Velocidad de variación de la DEP instantánea de Ruido* (MVR), y se define mediante la ecuación siguiente,

$$\text{MVR}(k) = \max_{\ell} [10 \log S_N(\ell + 1, k) - 10 \log S_N(\ell, k)] \quad (5.13)$$

con $0 \leq \ell \leq L - 2$, y también medido en dB . Es una medida del máximo incremento o decremento que muestra la DEP instantánea a una frecuencia entre dos intervalos de invarianza sucesivos dentro del ciclo de red.

En la fig.5.37 se presentan las frecuencias relativas acumuladas para la MER obtenida en los canales de cada escenario para cualquiera de las frecuencias (siguiendo el mismo criterio usado en el estudio estadístico de la variación del canal).

Los canales en los que se aprecian mayores variaciones en el ruido, son los medidos en el apartamento y en los laboratorios y oficinas del edificio universitario. Este resultado no tiene porqué indicar que el ruido emitido por los dispositivos conectados en la red tengan un comportamiento cíclico más acusado (de hecho se comprobó que el escenario donde los canales tenían una variación cíclica mas destacada era la vivienda unifamiliar), sino que quizá la razón de ello es que los canales presentan menor atenuación en general, y el ruido es recibido con mayor nivel. Se puede destacar que en el 20 % de los casos la excursión se sitúa alrededor de los 10dB.

Por último, en la fig.5.38 se incluyen las frecuencias relativas acumuladas para la MVR(k) de los canales de cada escenario. De ella se deduce, que en el 40 % de los casos en un sólo intervalo de invarianza la variación que el ruido experimenta está por encima de 1.5dB. Este último resultado indica que el muestreo de la variación temporal del ruido (según ℓ) está próximo a la tasa límite que garantiza una resolución correcta.

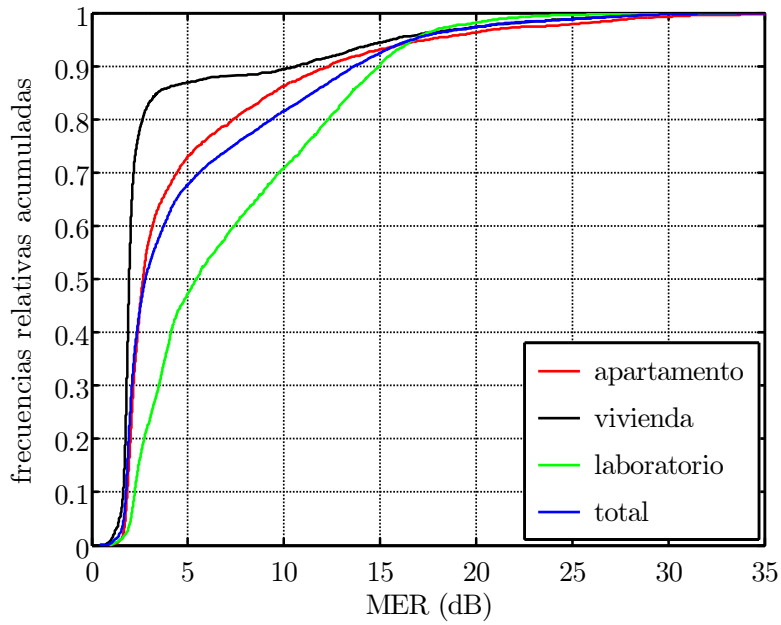


Figura 5.37: Frecuencias relativas acumuladas de la MER, en cada escenario para el conjunto de canales medidos

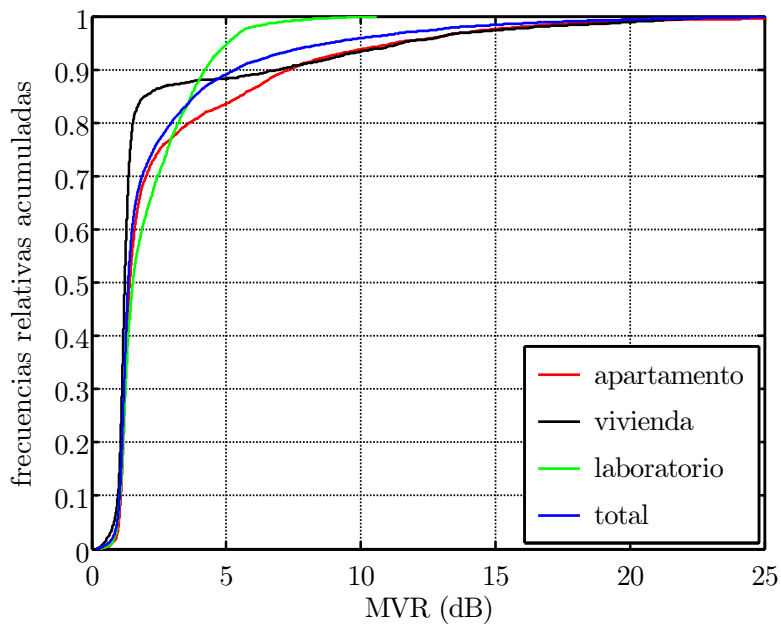


Figura 5.38: Frecuencias relativas acumuladas de la MVR, en cada escenario para el conjunto de canales medidos

5.7. Resumen de la parte relativa al Modelo Cíclico

A lo largo de los dos últimos capítulos se ha presentado un nuevo modelo de canal para la transmisión por redes eléctricas interiores. La propuesta supone una ampliación del modelo enunciado en el capítulo 2 pues, aunque ambos están fundamentados en la consideración de la red eléctrica como una estructura de líneas de transmisión terminadas en cargas, en esta parte de la tesis se libera a la cargas de la restricción de ser lineales. Tomando como punto de partida que los dispositivos conectados a la red presentan un funcionamiento que depende de la amplitud de la tensión de red, se desarrolla un modelo que consiste en un sistema LPTV con ruido aditivo cicloestacionario.

La representación del canal como un sistema LPTV con ruido aditivo cicloestacionario implica que si se caracteriza un ciclo o período de su respuesta, su comportamiento puede ser caracterizado para todo el tiempo. En realidad, se sabe que esto no es estrictamente cierto pues la respuesta del canal variará con el paso de los ciclos, al menos en la medida en que cambian los dispositivos que se encuentran conectados. De modo que el modelo enunciado en el capítulo 2 de canal LTI se torna ahora en un modelo de canal LPTV. Los parámetros del canal son constantes localmente, para cada estado de conexión de dispositivos (con una duración típica de varios minutos) y cambian en cada conmutación de estado, que sucederá en un tiempo aleatorio.

Se ha justificado que los condicionamientos propios de la señal de red, hacen posible una simplificación de las propiedades y relaciones que permiten caracterizar estos sistemas LPTV, las señales cicloestacionarias y su interacción. Esto ha permitido enunciar un modelo aproximado de variación lenta, en virtud del cual se han diseñado métodos de medida que han servido para ratificar experimentalmente las hipótesis teóricas.

Se han analizado los resultados de numerosas medidas llevadas a cabo sobre redes eléctricas reales, en una doble vertiente. Por una parte se han estudiado ejemplos ilustrativos de características cíclicas de dispositivos y canales, y por otra, se han estudiado estadísticamente parámetros que cuantifican las variaciones cíclicas para valorar su importancia. Ese análisis pone de manifiesto que es necesario considerar la naturaleza no lineal o variante de los dispositivos porque las variaciones cíclicas medidas en los canales son notables.

Capítulo 6

Realización del Modelo de Canal

6.1. Introducción

En este capítulo se va a explicar una realización de los modelos de canal que se han discutido en los capítulos previos. Como resultado final se llega a un simulador que permite estudiar las características de las redes eléctricas interiores como canal de transmisión creando y modificando su estructura de manera sencilla.

La organización del simulador sigue la misma estrategia que se ha empleado en el desarrollo de los modelos teóricos. El simulador tiene diversos componentes, orientados a representar los elementos del modelo estructural del canal y su comportamiento como sistema de transmisión de señales. Dado que en esta tesis se han definido dos modelos de comportamiento diferentes, LTI y cíclico, el simulador de canal también tiene dos modos de funcionamiento que se corresponden con cada uno de esos modelos y que se han denominado respectivamente: simulador del modelo lineal invariante y simulador del modelo cíclico. Además, como se ha propuesto que la estructura de la red pueda ser alterada modificando aleatoriamente los parámetros de sus elementos, el simulador proporcionará canales aleatorios para ambos modelos.

Se insiste en que el propósito final del simulador no es replicar exactamente la configuración que tenga una determinada red real, ya que existen diversas aproximaciones en el procedimiento de modelado: adopción del modelo de líneas de transmisión, incertidumbre en la disposición del cableado o en el proceso de medida del ruido generado y la impedancia de las cargas, etc. Tampoco esa estrategia sería muy interesante, dada la gran sensibilidad de la respuesta de los canales respecto a sus condiciones eventuales de carga, aún en la misma localización. El objetivo del simulador es más bien servir como un generador de canales realistas y esperables.

El tratamiento dado en este capítulo al simulador para el modelo LTI y el modelo cíclico es un poco diferente, especialmente en dos aspectos. El primero es la validación del modelado de canal, comparando los resultados de simulación con las medidas de una red real, que se ha hecho sólo para el modelo LTI (pues el cíclico es una extensión de éste). El segundo es que para el modelo LTI, el estudio de resultados de simulación es más extenso. Con él, se ha evaluado

el comportamiento de los canales reales sin necesidad de hacer excesivas medidas de campo (tarea poco novedosa, pues ya existen algunas en la literatura). El estudio de resultados de simulación para el modelo cíclico, en cambio, no ha merecido tanta discusión. En este caso, se analizaron un buen número de medidas (que sí han sido necesarias para respaldar un modelo más innovador) en el capítulo 5 y, a partir de ellas, ya se evaluó el comportamiento cíclico de los canales reales.

Los contenidos del capítulo se han distribuido de la siguiente forma. En primer lugar se presenta un esquema general del simulador de canal y la representación de las señales utilizada, que van a servir de referencia para el resto del capítulo. A continuación, en la sección cuarta, se describe la parte del simulador encargada de representar el modelo estructural y se explica cómo se obtienen los parámetros de los componentes que tienen características comunes a los dos modelos de comportamiento de canal. En este punto se trata la simulación de la dinámica de variación a largo plazo de los dispositivos para generar canales aleatorios. La sección quinta está dedicada al simulador del modelo lineal invariante y en ella se aborda el procedimiento de cálculo de los parámetros del sistema. También se estudia la validez del modelo contrastando los resultados del simulador con las medidas de una red real. Después se muestran diversos ejemplos de resultados obtenidos con el simulador para evaluar las prestaciones generales de los canales y se concluye presentando un simulador de comportamiento para el modelo de canal LTI. La sección sexta contiene la descripción del simulador del modelo cíclico y cómo se modifica el procedimiento de cálculo de los parámetros del sistema para este caso. Además, se incluyen resultados ilustrativos de canales simulados y también se propone un simulador de comportamiento de canal cíclico. Para finalizar, en la sección séptima, se explica cómo se ha incorporado el ruido impulsivo de carácter no estacionario.

En [Cañete01], se aporta una discusión sobre la realización de la variación aleatoria del canal a largo plazo.

6.2. Esquema General del Simulador

El simulador de canal está organizado en dos subsistemas básicos: un simulador estructural y un simulador de comportamiento. La interfaz entre uno y otro es el modelo de comportamiento, que es generado por el simulador estructural y contiene los parámetros del simulador de comportamiento. Esta idea se refleja en la fig.6.1, donde se ha dibujado un esquema general que describe los elementos del simulador y sus relaciones de interdependencia.

El propósito fundamental del simulador estructural es proporcionar los parámetros de un sistema que represente el comportamiento del canal. Para ello necesita información acerca de la red eléctrica sobre la que se establece el enlace y sobre los dispositivos que se encuentran conectados.

En el modelo estructural existen elementos cuyas características son independientes del tipo de modelado de comportamiento a utilizar y son el cableado y el transmisor y receptor. Otros elementos tienen unas características que exigen datos que varían según el tipo de comporta-

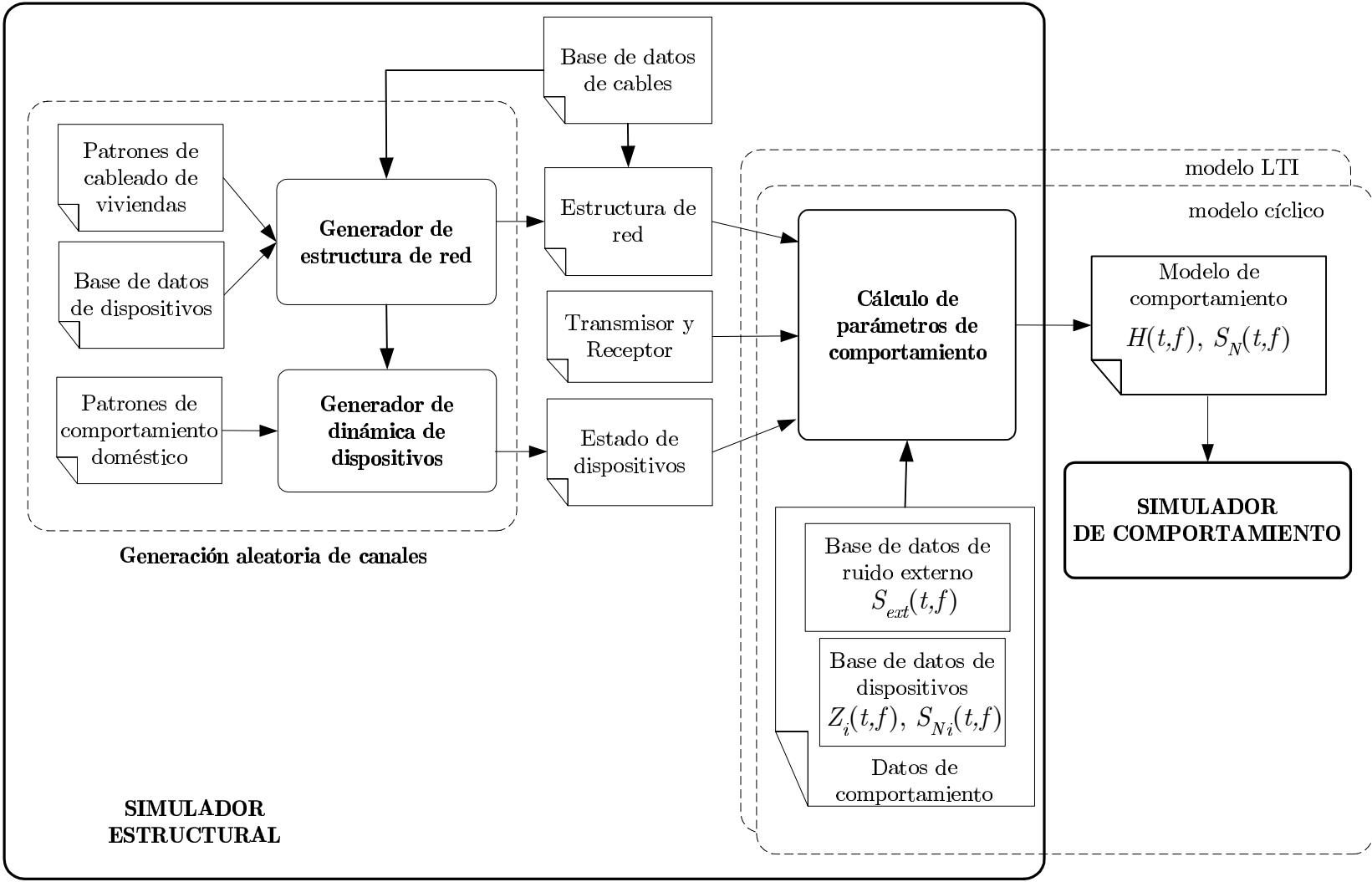


Figura 6.1: Esquema general del Simulador de Canal

miento y son los dispositivos y el ruido externo. De esta forma el simulador estructural se puede ver como un recurso común que utilizan dos posibles simuladores funcionales, del modelo de canal LTI o de canal cíclico.

En el esquema general, también se muestra el bloque de generación de estructura de red y de dinámica de dispositivos utilizados para la generación aleatoria de canales. Este componente del simulador proporciona los datos de estructura de red, ubicación de transmisor y receptor y estado de los dispositivos de manera automática si se desea, aunque también pueden ser proporcionados manualmente.

6.3. Representación de las Señales

Se presentan seguidamente dos aspectos básicos de la representación de las señales en el simulador: las escalas de tiempo según el modo de funcionamiento del comportamiento del canal y, dependiendo de de ellas, la discretización temporal utilizada, que también determinará la resolución espectral.

6.3.1. Escalas de Tiempo

Dado que en este capítulo se recogen los conceptos planteados en capítulos anteriores, resulta conveniente formalizar una idea que subyace en todos ellos: las diferentes escalas de tiempo implícitas en el modelado de canal. En la fig.6.2 se ilustran las tres escalas temporales del modelado que han condicionado el simulador y que podrían denominarse: de invarianza, cíclica y aleatoria.

En la escala medida a nivel de intervalos de invarianza se asume que las condiciones del canal son invariantes y que por tanto puede ser descrito como un sistema LTI caracterizado mediante su respuesta al impulso $h(t)$ o en frecuencia $H(f)$.

La escala cíclica se corresponde con los ciclos de red de período T_0 . A esta escala temporal el canal presenta variaciones temporales periódicas por lo que puede ser descrito mediante un sistema LPTV caracterizado por su respuesta al impulso $h(t, t - \tau)$ o en frecuencia $H(t, f)$.

Finalmente, el nivel superior de la fig.6.2 corresponde a la escala aleatoria, que sirve para representar la variación del canal a largo plazo a medida que se van sucediendo cambios de estado de conexión de los dispositivos. Esta escala está varios órdenes de magnitud por encima de la cíclica pues está asociada a la actividad humana.

La escala de invarianza es utilizada inherentemente en el modelo de canal LTI, mientras que la escala cíclica es la base del modelo de canal cíclico. Sin embargo, hay que recordar que la aproximación de variación lenta del modelo cíclico también hace uso de la escala temporal menor al definir intervalos de invarianza dentro del ciclo de red. En la escala aleatoria, las

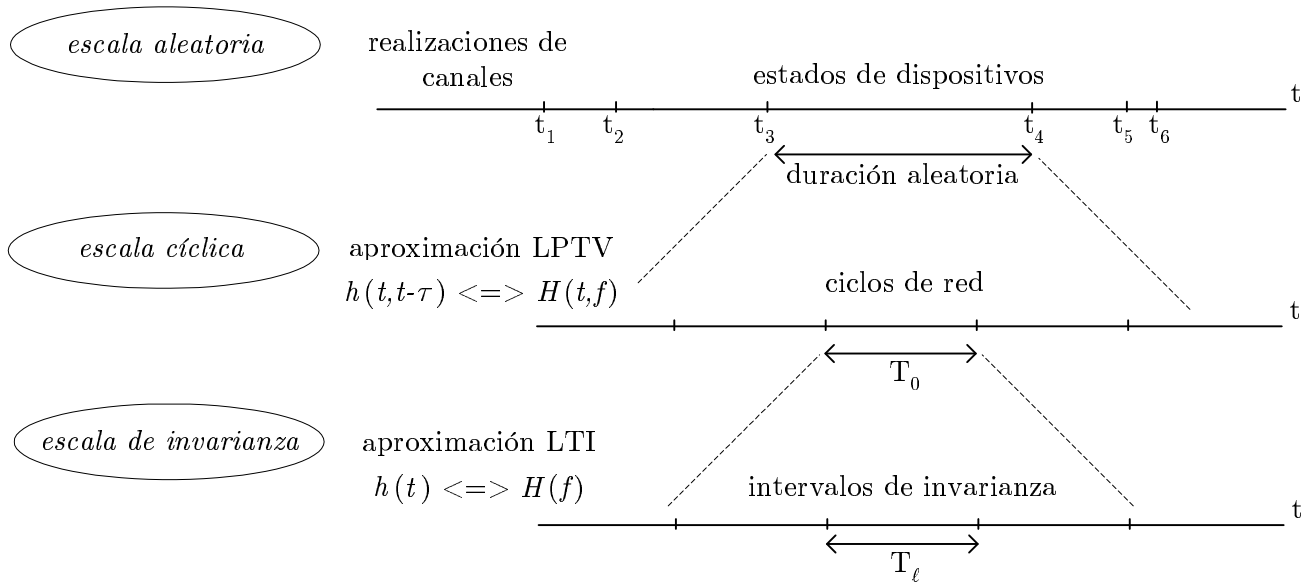


Figura 6.2: Esquema general las diferentes escalas de tiempo involucradas en el modelo de canal

condiciones del canal ya no se pueden considerar estables, ni invariantes ni periódicas, por lo que es más conveniente darle un enfoque estadístico que da lugar a sucesivas realizaciones de los dos modelos de canal, generadas aleatoriamente.

6.3.2. Discretización del Tiempo y la Frecuencia

Para construir el simulador estructural se ha optado por una representación de las características de los elementos en el dominio de la frecuencia. Por esta razón, los datos de entrada y de salida del simulador tendrán en general forma vectorial, conteniendo los valores muestreados en la banda de frecuencias de interés. Este muestreo se define en relación con las anteriores escalas de tiempo.

Muestreo según la escala de invarianza

El simulador sólo puede representar respuestas al impulso de duración limitada a T_{max} y señales transmitidas de ancho de banda limitado a f_{max} . Estos límites vienen impuestos por la discretización frecuencial, que se rige por dos parámetros: la frecuencia de muestreo $f_s = 1/T_s$ y el número de muestras en frecuencia $2N$ (en lo sucesivo se van a referir sólo las N muestras correspondientes a la parte de frecuencias positivas, pues se va a asumir que existe simetría conjugada).

La frecuencia de muestreo elegida está en función de la banda de frecuencias a representar, que se extenderá desde frecuencia cero hasta $f_s/2 = f_{max}$ (de acuerdo con el teorema del muestreo). El valor de este parámetro ha sido fijado en $f_s=60\text{Mm/s}$.

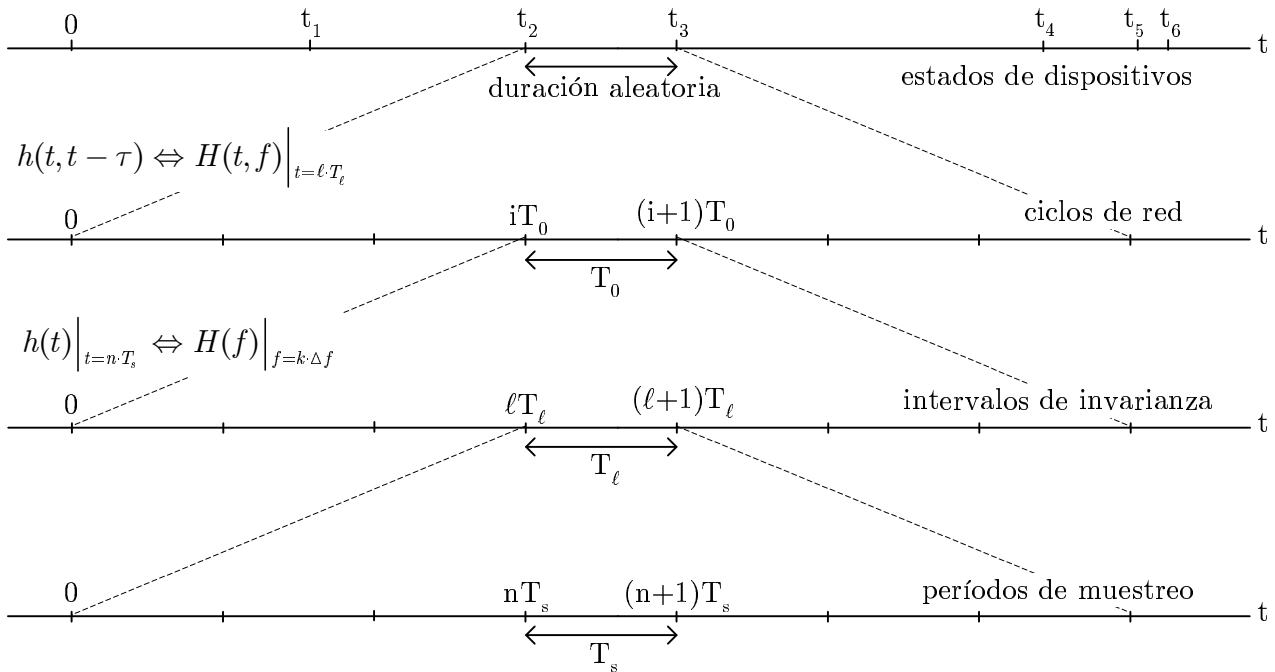


Figura 6.3: Escalas de tiempo incluyendo la discretización temporal

El número de muestras en frecuencia determinará la resolución espectral del simulador $\Delta f = f_s/2N$ y también la duración máxima representable de la respuesta al impulso del sistema pues $T_{max} = 1/\Delta f$. El valor por defecto de este parámetro es $N = 2048$ puntos.

El muestreo de la respuesta en frecuencia puede producir *aliasing* temporal en la respuesta al impulso del canal si la resolución espectral es pobre, lo que exige un valor máximo para Δf o mínimo para N . Llamando D a la duración de la respuesta al impulso, para evitar el *aliasing* debe cumplirse que $D < T_{max}$. Se ha estimado, para varios canales medidos, el valor de D que garantiza que la relación entre la energía de la respuesta al impulso contenida dentro de esta duración y la que queda fuera es al menos de 20dB. Los resultados indican que $D < 20\mu s$ para la mayoría de los casos, por lo que basta tomar $N = 615$ muestras, a la frecuencia de muestreo seleccionada. A causa del procesamiento posterior del simulador mediante la FFT (*Fast discrete Fourier Transform*) N ha de ser potencia de 2 por lo que se ha elegido el valor conservador de $N = 2048$.

La traducción de esta discretización a las escalas temporales anteriores se ha reflejado en la fig.6.3. El intervalo de muestreo T_s es la unidad menor de discretización temporal del simulador y marca la temporización de la escala de invarianza. La respuesta al impulso del canal se muestrea a una tasa de f_s y queda según un índice discreto n .

Muestreo según la escala cíclica

La discretización de la escala cíclica viene dada por el período de red, de duración $T_0=20\text{ms}$. En un ciclo de red, de acuerdo con la aproximación de variación lenta, se puede hacer una subdivisión en intervalos de invarianza, de duración T_ℓ . Para garantizar la periodicidad de la respuesta del sistema es necesario encajar los intervalos de invarianza con el ciclo de red y se ha hecho considerando que existen L intervalos en cada ciclo, por lo que $T_\ell = T_0/L$. La aproximación discreta de la respuesta en frecuencia del canal se hace tomando muestras equiespaciadas en el ciclo de red para cada valor del índice discreto ℓ , dando lugar a una sucesión de respuestas en frecuencias de sistemas LTI equivalentes.

La representación muestreada no sólo en la frecuencia sino también en la dimensión de variación temporal periódica obliga a una serie de consideraciones.

El muestreo en frecuencia visto desde la escala cíclica ha de garantizar que no exista *aliasing* temporal al calcular la respuesta al impulso del canal LTI correspondiente a cada intervalo de invarianza. Con una resolución $\Delta f=14.6\text{kHz}$ para $N=2048$, la ventana temporal sería de $1/\Delta f=68\mu\text{s}$, que se correspondería con la duración del intervalo de invarianza T_ℓ . Por otra parte, la resolución espectral debe estar en un orden de magnitud superior a la frecuencia de ciclo del sistema LPTV. Esta condición es necesaria para que se cumpla la aproximación LPTV de variación lenta: así el ensanchamiento espectral que provoca la variación temporal del sistema es despreciable, ya que no es resoluble por el simulador (esto es fácil de cumplir, pues para que Δf fuera del orden de los 50Hz, con una frecuencia de muestreo $f_s=60\text{Mm/s}$, se necesitaría un $N \simeq 600000$).

El muestreo a lo largo del ciclo de red debe ser suficiente para seguir la velocidad de cambio del canal. En un ciclo de red, el número de intervalos de invarianza sería $L=T_0/T_\ell=T_0 \cdot \Delta f=292.96875$, que se truncan a la parte entera: $L=292$ intervalos/ciclo ¹. En alguna ocasión puede necesitarse mayor resolución en la dimensión temporal, por ejemplo para estudiar ciertos cambios abruptos de la respuesta del canal, para ello se puede emplear otra combinación de parámetros reduciendo la resolución espectral con: $N=512$, $\Delta f=58.6\text{kHz}$, $T_\ell=17\mu\text{s}$ y $L = 1171$.

Las condiciones de la discretización se pueden resumir en que el intervalo de invarianza debe ser lo suficientemente grande como para contener la respuesta al impulso del canal y lo suficientemente pequeño como para poder considerar que en él esta respuesta no varía.

La **escala aleatoria** tiene una discretización flexible: no presenta intervalos equiespaciados porque se organiza según los estados de conexión de los dispositivos cuya duración es aleatoria, del orden de minutos. En cada estado el canal presenta una determinada respuesta, calculada según el modelo lineal invariante o cíclico, que permanece constante hasta se produce un cambio de estado en alguno de los dispositivos.

¹Esto supone subestimar un poco la duración del ciclo de red, en este caso a realmente 19.934ms, es decir que la frecuencia sería un 0.33% mayor que los 50Hz nominales. Ya se argumentó que no es una pérdida de precisión relevante (ver notas del apartado 5.4).

escala temporal	unidad temporal	duración
aleatoria	estados conexión	minutos
cíclica	ciclos red	20ms
invariante	intervalos de invarianza	μs

Cuadro 6.1: Resumen de la temporización del simulador

A modo de resumen se ha incluido el cuadro 6.1, en la que se aprecian los valores de las unidades de las distintas escalas temporales. Se aprecia como cada una de ellas está unos tres órdenes de magnitud por encima de la escala inferior. En la práctica puede haber en torno a un millón de muestras en un ciclo de red, que pueden organizarse en cientos de intervalos de invarianza. En un minuto caben 3000 ciclos de red, por lo que un estado de conexión puede durar decenas de miles de ciclos de red.

Formato de los datos del simulador

Los datos usados para simular los dos modelos de canal son versiones en tiempo discreto de los parámetros utilizados en los modelos enunciados en tiempo continuo.

Para el modelo LTI: el comportamiento del dispositivo i -ésimo viene dado por la impedancia $Z_i(k)$ y la DEP de ruido $S_{N_i}(k)$, donde la variable k es el índice de frecuencia discreta, el ruido externo se describe por su DEP $S_{N_{ext}}(k)$ y el comportamiento del sistema se representa por la respuesta en frecuencia $H(k)$ y la DEP de ruido recibido $S_N(k)$.

Para el modelo cíclico: en la caracterización de los dispositivos se usa la impedancia $Z_i(\ell, k)$ y la DEP instantánea de ruido $S_{N_i}(\ell, k)$, para el ruido externo la DEP instantánea $S_{N_{ext}}(\ell, k)$ y para el comportamiento del sistema la respuesta en frecuencia $H_\ell(k)$ y la DEP instantánea de ruido recibido $S_N(\ell, k)$.

6.4. Descripción del Simulador Estructural

En esta sección se explica el simulador estructural y, particularmente, aquéllos de sus elementos con características comunes a los dos simuladores funcionales.

6.4.1. Datos de Entrada

Como se observa en el diagrama general de la fig.6.1, la función principal del simulador estructural es calcular los parámetros del modelo de comportamiento del sistema. Esta función requiere la siguiente información de entrada:

- Estructura de red: disposición del cableado de la red eléctrica y localización de los diversos dispositivos.

- **transmisor y receptor:** ubicación dentro de la estructura de la red, son los puntos de entrada y salida de la señal, y sus impedancias.
- **Estado de dispositivos:** estado de funcionamiento (encendido, apagado o desenchufado).
- **Datos de comportamiento:** características de los dispositivos y del ruido externo.

A partir de estas entradas, el simulador estructural genera como salida las funciones del modelo de comportamiento del sistema. La información de salida tienen un formato diferente según el modo de trabajo del simulador: siguiendo el modelo de canal LTI o cíclico.

La información de estructura de red y de estado de dispositivos puede ser introducida manualmente al simulador como una configuración de canal fija o bien puede ser generada automáticamente en cada simulación. En el último caso, el simulador genera aleatoriamente los datos a partir de patrones de cableado habitual en viviendas y de valores estimativos de tiempos de encendido y apagado de dispositivos (ver fig.6.1).

Definición de los Datos Comunes a Ambos Modelos

Los elementos comunes del modelo de la estructura para los dos modelos de comportamiento son la estructura de red, el transmisor y receptor y el estado de los dispositivos. En el simulador estructural la definición de estos elementos es, en consecuencia, independiente del cálculo de los parámetros del modelo de sistema.

Estructura de Red

La estructura de red comprende los cables eléctricos dispuestos según una determinada topología, la localización en sus enchufes de los dispositivos que haya conectados y también los enchufes en los que se van a colocar el transmisor y el receptor. Para describirla se emplean los siguientes datos:

- **Parámetros de los cables.** Se utiliza una base de datos (indicada en la fig.6.1) que contiene los parámetros primarios R,L,C y G de varios tipos de cable de uso común en instalaciones eléctricas interiores clasificados según su calibre (ver datos en el cuadro 2.1 del apartado 2.5.1). Están calculados para cada uno de los valores de frecuencia a evaluar. Estos valores determinan las características de las líneas de transmisión básicas disponibles en el simulador.
- **Topología de la red.** Se debe definir una configuración de tramos de líneas de transmisión y dispositivos. La configuración puede representarse mediante una estructura de datos en árbol cuyos nodos representan los puntos de interconexión de las líneas de transmisión. En la fig.6.4 se incluye un diagrama de ejemplo de lo que podría ser la estructura de la red para un apartamento con cuatro circuitos eléctricos diferentes.

Los **nodos** se organizan en tres clases:

- **nodo raíz**, que es único y representa el cuadro de distribución, la interfaz con la red eléctrica exterior, y el punto del que parten todos los circuitos eléctricos.
- **nodos intermedios**, son múltiples y representan las uniones de los distintos tramos de cable.
- **nodos terminales**, son también múltiples y representan las tomas de alumbrado y enchufes.

Las **características** de cada uno **de los nodos** de la red se definen a su vez con un registro que tiene los siguientes campos:

- **etiqueta**, con la que se le identifica en el árbol completo de la red.
- **clase de nodo**, si es el raíz o un nodo intermedio o terminal.
- **tipo de cable**, se refiere a la sección de línea de la que cuelga el nodo.
- **longitud**, también de la sección de línea.
- **padre**, etiqueta del nodo superior en el árbol del cual pende la sección de línea que llega hasta él.
- **hijos**, etiquetas de los nodos inferiores en el árbol a los que se llega desde él.
- **tipo de dispositivo**, identificación del dispositivo que se encuentra conectado al nodo que sirve para extraer los parámetros correspondientes de la base de datos. Como caso particular también se incluyen el transmisor y el receptor como tipos de dispositivo.
- **estado de dispositivo**, estado de funcionamiento del dispositivo conectado al nodo.

Dependiendo de la clase de nodo algunos de estos campos no se utilizan, por ejemplo, el nodo raíz no tiene tipo de cable, ni longitud, ni padre, y sólo los nodos terminales tienen identificación del tipo de dispositivo.

Transmisor y Receptor

La descripción del transmisor y el receptor viene dada por las impedancias medidas de equipos de generación de señales y de análisis respectivamente. Estas medidas incluyen el efecto de los circuitos de acoplamiento, según se explicó en el apartado 3.2. La localización del transmisor y el receptor en la estructura queda indicada en los nodos correspondientes del árbol de la red.

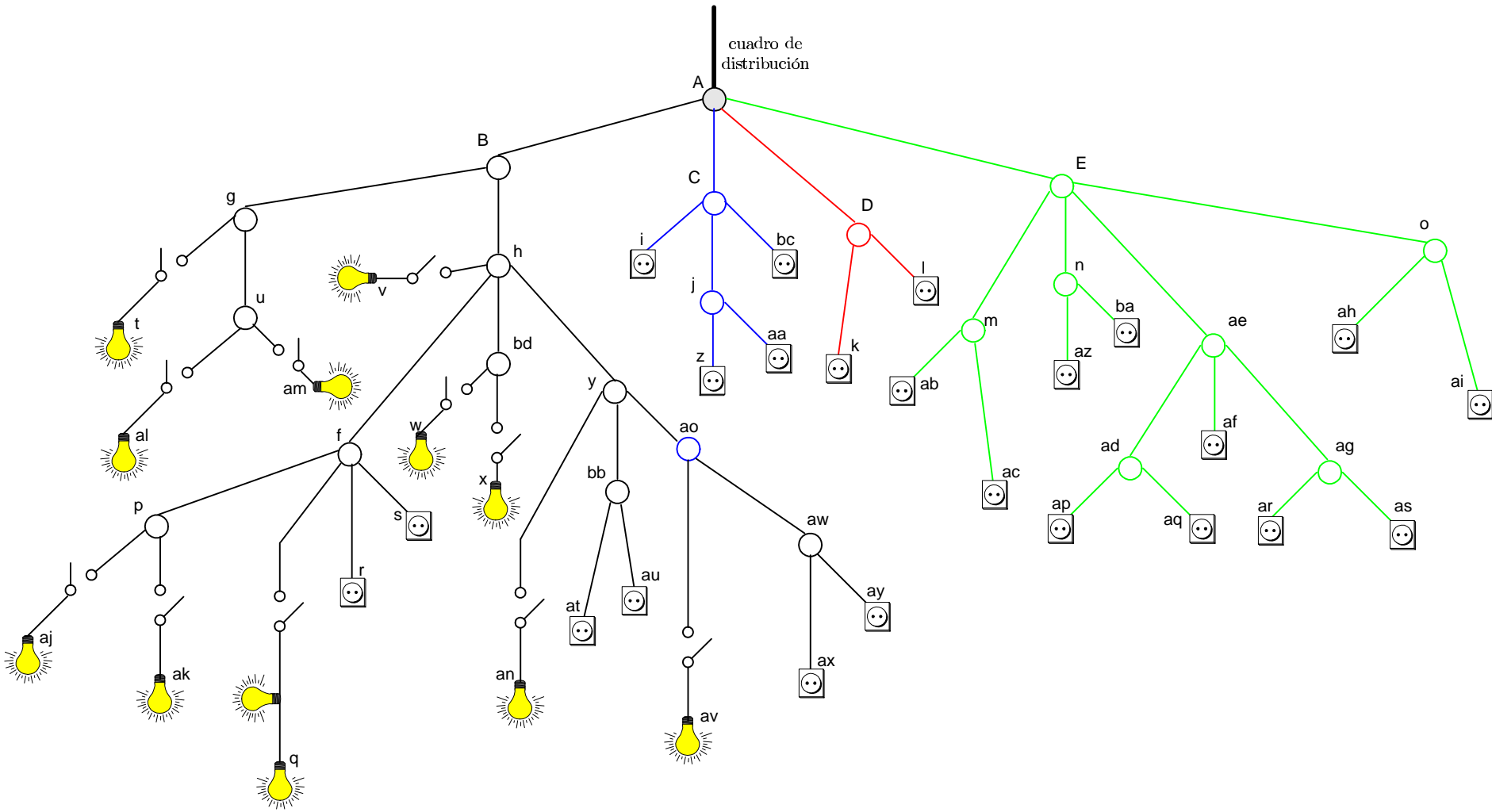


Figura 6.4: Esquema de ejemplo de la estructura de red para un apartamento con cuatro circuitos eléctricos

6.4.2. Generación de Canales Aleatorios

El simulador permite la generación de modelos aleatorios de canal definiendo distribuciones estadísticas para algunos de los parámetros del modelo estructural. El procedimiento tiene dos partes principales: un generador de estructura de red y un generador de dinámica de dispositivos.

Este modo de funcionamiento permitirá hacer posteriores análisis estadísticos del comportamiento del sistema haciendo múltiples simulaciones, bien de una cierta estructura de red con diferentes realizaciones de estados de dispositivos, o bien de múltiples realizaciones de estructuras de red.

Generador de Estructura de Red

El generador de estructura de red tiene a su vez dos partes independientes: el procedimiento de generación de cableado y el de asignación de dispositivos.

Generación de cableado: Este procedimiento usa como entradas patrones de cableado de viviendas, con tipos de cables y disposiciones de trazado típicas. Se pueden establecer tres tipos de topología en función de la red interior a estudiar: apartamento, vivienda unifamiliar y oficina.

Para cada una de ellas se diseña una disposición inicial de los nodos con una estructura jerárquica en árbol fija, es decir, un cierto número de circuitos con un número de nodos en cada uno de ellos de determinada clase y relación de 'parentesco'. La selección del resto de parámetros de la topología, longitudes y tipos de cable, es aleatoria. La limitación que impone la disposición fija de la red no es excesivamente fuerte, ya que, aún teniendo establecidos el número de líneas de transmisión que contiene el modelo de red, dándole a algunos tramos valores de longitud muy pequeños se elimina su influencia. También la restricción de una jerarquía fija con un cierto número de hijos de cada nodo puede ampliarse haciendo que uno de ellos esté virtualmente unido al padre, a través de una línea de longitud mínima, e incorporar así los hijos de éste.

Las longitudes de los distintos tramos se generan suponiendo que es una variable aleatoria X con una distribución Rayleigh [Jeruchim00],

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (6.1)$$

asignando el valor de su parámetro σ (que representa la moda) en función del tipo de escenario deseado (por ejemplo para un apartamento podría tomarse $\sigma=3\text{m}$, para una vivienda unifamiliar de dimensiones moderadas $\sigma=5\text{m}$).

El tipo de cable de cada circuito eléctrico se elige considerando equiprobables todos los cables disponibles tomados de datos de fabricantes.

Asignación de dispositivos: Este procedimiento consiste en asignar a cada nodo terminal un tipo de dispositivo seleccionado aleatoriamente de entre los disponibles en la base de datos. La distribución de probabilidades de cada uno de esos dispositivos se ha hecho en base a

Dispositivo	c.abierto	PC	TV	bombilla1	bombilla2
probabilidad	0.270	0.054	0.054	0.270	0.135

Dispositivo	lámpara halógena	Frigorífico	lavadora	aspiradora	microondas
probabilidad	0.081	0.027	0.054	0.027	0.027

Cuadro 6.2: Probabilidades utilizadas para la selección aleatoria de un conjunto de cargas en un apartamento

una estimación aproximada de la frecuencia relativa de aparición de cada uno de ellos en los domicilios.

Sirva como ejemplo el cuadro 6.2, que ilustra la distribución de probabilidades si se consideraran sólo diez posibles tipos de dispositivos para simular redes eléctricas domésticas. Se observa como los más probables serían el circuito abierto (enchufes sin usar) y las bombillas denominadas de tipo 1, las situadas en salas y dormitorios, las de tipo 2 serían las de baños ². Los que menos probablemente se encontrarían en un determinado enchufe serían el frigorífico, la aspiradora o el microondas (ya que en una vivienda sólo suele haber uno o ninguno).

Además de la selección aleatoria de los puntos de conexión de las cargas, también se puede distribuir la localización del transmisor y el receptor con una probabilidad uniforme entre todos los nodos terminales posibles.

Generador de Dinámica de Dispositivos

El generador de dinámica de dispositivos calcula sus estados de conexión a partir de parámetros estadísticos estimados en función del comportamiento doméstico. Una sucesión de estados de conexión se ha considerado un proceso aleatorio modelable como una cadena de Markov [Allen90].

En el simulador se utilizan los tiempos de permanencia, en cada estado de conexión posible, asociados a cada dispositivo. Con ellos, se obtienen secuencias realistas de transiciones entre estados a partir de generadores de números aleatorios exponenciales. El algoritmo de generación proporciona dos vectores para cada dispositivo, uno conteniendo la sucesión de estados y otro con los tiempos en que se producen las transiciones.

Posteriormente se realiza una ordenación conjunta de las transiciones de todos los dispositivos existentes en la red a simular para establecer una sucesión de estados de red, es decir, intervalos estables entre cualquier cambio de estado de alguno de los dispositivos a ella conectado. Para cada estado de red solamente es necesario calcular un modelo de comportamiento.

Seguidamente se detalla este procedimiento, primero describiendo el modelado usado y después dando valores para la realización.

²Esta distinción se hace porque tienen una dinámica de conexión y desconexión normalmente diferente, lo que hace apropiado considerarlas como dos tipos de dispositivo para el estudio de la variación temporal del canal a largo plazo.

Modelado de la Dinámica de Dispositivos

Cada uno de los dispositivos conectados a la red eléctrica representa un bipolo cuyos parámetros, en general, van a presentar variación en el tiempo, dependiendo de si en un instante el dispositivo está funcionando o no. Se podrían describir la mayoría de los dispositivos mediante dos estados: encendido (*on*) y apagado (*off*). Sin embargo, para algunos electrodomésticos (secadores de pelo, aspiradoras, batidoras, etc.) sería necesario un modelo tri-estado: *on*, *off* y *out* (desenchufado, terminal en circuito abierto). Estas transiciones entre estados, dado que cambian las impedancias de la red, dan lugar a variaciones en la respuesta completa del canal.

Para estudiar estas conmutaciones de cargas se ha recurrido a los modelos de cadenas de Markov de tiempo continuo (la diferencia de las cadenas con respecto a los procesos es que tienen un espacio de estados discreto).

Un proceso aleatorio $X(t)$, se dice que forma una cadena de Markov de tiempo continuo si a la hora de determinar un estado futuro del proceso sólo es necesario conocer el estado actual, es decir, que la trayectoria de estados pasados no influye [Klein75, Allen90]. De ello se deduce que el tiempo de permanencia del proceso en cualquier estado debe ser a su vez un proceso aleatorio 'sin memoria', lo que implica que debe estar distribuido exponencialmente.

Además, se dice que una cadena de Markov es homogénea si las probabilidades de transición entre estados son estacionarias, o lo que es lo mismo, si dado un estado de conexión de carga en un cierto instante $X(t_i)$, la probabilidad de llegar a otro estado $X(t_{i+m})$ en un instante posterior tras m cambios, no depende de t_i .

El caso más simple de cadenas de Markov es el que sirve para describir transiciones en un espacio de dos estados, como se dibuja en la fig.6.5.

En esta figura se incluyen las tasas de transición: λ_{on} ($on \rightarrow off$), y λ_{off} ($off \rightarrow on$) medidas en s^{-1} . Para llegar a ellas conviene definir el tiempo de permanencia τ_i en un estado i -ésimo, cuya función de densidad de probabilidad exponencial es,

$$f_{\tau_i}(t) = \lambda_i e^{-\lambda_i t}, \quad (t > 0) \quad (6.2)$$

y por tanto la función acumulativa de distribución es,

$$P(\tau_i \leq t) = \int_0^t \lambda_i e^{-\lambda_i u} du = 1 - e^{-\lambda_i t} \quad (6.3)$$

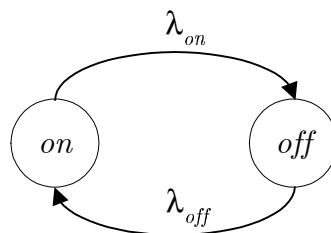


Figura 6.5: Modelo bi-estado para generar cadenas de Markov

El tiempo medio de permanencia en el estado i -ésimo, $\mu_i = E[\tau_i]$, resulta ser $\mu_i = 1/\lambda_i$, y la varianza del tiempo de permanencia es $\sigma_i^2 = 1/\lambda_i^2$.

De forma análoga, se puede definir el diagrama de estados para un modelo de cadenas de Markov tri-estado. Para el caso de los electrodomésticos portátiles pueden ser eliminadas algunas transiciones entre estados que no tienen mucho sentido, como se aprecia en la fig.6.6.

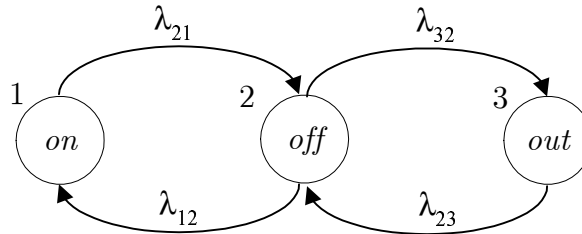


Figura 6.6: Modelo tri-estado para generar cadenas de Markov

Estadística de variación de dispositivos domésticos

Como no se pretende realizar un modelado exacto de la instalación de una determinada red eléctrica sino sólo de configuraciones esperables, es innecesario hacer un estudio pormenorizado de las probabilidades de transición de todos los dispositivos que se conectan a estas redes. Es suficiente hacer estimaciones razonables de estas probabilidades en virtud del comportamiento habitual en los domicilios a lo largo del día.

En el cuadro 6.3, se han incluido ejemplos de valores razonables para los tiempos medios de permanencia en estado activo e inactivo para varios dispositivos de los que se han incorporado al modelo.

Por ejemplo, cabe aplicar un modelo bi-estado para describir la actividad de un horno de microondas, una de las cargas que se ha comprobado que introduce mayor ruido en la red eléctrica. En este caso, puede ser una estimación válida que el tiempo medio de permanencia encendido es de unos 3 minutos, es decir $\mu_{on} = 0,05$ horas, y que el tiempo medio de permanencia apagado es $\mu_{off} = 4$ horas. Esto supone que el tiempo medio entre transiciones sería $\mu =$

Dispositivo	μ_{on} (horas)	μ_{off} (horas)
bombilla baño	1/12	2
bombilla sala o halógeno	2	6
horno de microondas	0.05	4
Televisión u ordenador	2	4
Frigorífico	1/6	2
Lavadora	1.5	20

Cuadro 6.3: Ejemplo de parámetros estadísticos de variación de algunas dispositivos típicos

$(\mu_{on} + \mu_{off})/2 \simeq 2$ horas. La tasa de transiciones sería $\lambda = 1/\mu \simeq 0,5$ transiciones/hora, y en un período de $T = 24$ horas el número medio de transiciones sería $\lambda \cdot T \simeq 12$. A la hora de definir estos parámetros se puede tener en cuenta el nivel de actividad que se desarrolla según el período del día, es decir, establecer períodos de alta actividad (por ejemplo de mañana temprano o de tarde-noche), con tiempos medios menores, y de baja actividad (por ejemplo de madrugada o a media mañana), con tiempos medios mayores, es decir, con menor número de transiciones por unidad de tiempo.

En la fig.6.7 puede verse una realización de la cadena de Markov que se generaría con los parámetros indicados y que consiste en una secuencia aleatoria discreta que determinará la evolución temporal de las conmutaciones. Esta cadena gobernaría los valores de la carga del dispositivo a incluir en el modelo de canal, lo que significa que estos valores de carga serían lo que suelen llamar cadenas ocultas de Markov.

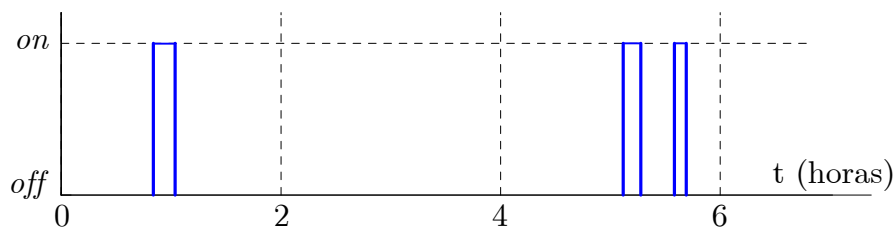


Figura 6.7: Ejemplo de una posible realización de una cadena de Markov para modelar la conmutación de un horno de microondas

Para el caso de cargas con tres estados de conexión, también se pueden mencionar a modo de ejemplo los valores de los parámetros para una aspiradora: $\mu_1 = 1/\lambda_{21} = 0,25$ horas, $\mu_3 = 1/\lambda_{23} = 20$ horas y $\mu_2 = 1/(\lambda_{12} + \lambda_{32}) = 0,05$ horas, que supondría en promedio 20 transiciones de enchufado a desenchufado o a activo una vez que se alcanzase el estado *off*.

Se puede intuir que las condiciones del canal van a ir cambiando a lo largo del día, a medida que los dispositivos van conmutando entre sus estados. De modo que la evolución a largo plazo del canal puede verse como una sucesión de canales aleatorios cada uno de los cuales presentará una cierta respuesta en frecuencia y condiciones de ruido diferentes.

6.5. Simulador del Modelo Lineal Invariante

En esta sección se explica el funcionamiento del simulador de canal cuando trabaja para generar modelos de comportamiento LTI. El contenido abarca diversos aspectos: los elementos de la estructura con características dependientes del tipo de modelado, el procedimiento de cálculo de las funciones del modelo de comportamiento, la validación del modelo LTI comparando resultados de simulación con medidas reales, un estudio del comportamiento esperable en canales reales y, finalmente, el simulador de comportamiento LTI.

6.5.1. Definición de los Elementos de la Estructura

En este apartado se describe el formato de los datos que modelan los dispositivos y el ruido externo, que son los elementos de la estructura del sistema que se representan de forma diferente según el modelo lineal y el cíclico.

Definición de las características de los dispositivos. Los datos se han tomado de medidas realizadas a aparatos reales (ver apartado 3.2). Los dispositivos han sido modelados como bipolos, cuyos parámetros son:

- Impedancia, un vector de valores complejos que representan la impedancia del dispositivo según el índice de frecuencia discreta.
- Densidad espectral de potencia (DEP) de ruido, un vector de valores reales que representan la DEP que el dispositivo emite muestreada en la banda de frecuencias de interés.

Definición de las características del ruido externo. También tomada de medidas realizadas en redes reales sobre distintos escenarios (ver apartado 3.4). Como parámetro se utiliza un vector real que representa la DEP valorada en cada frecuencia.

Se puede elegir esta DEP entre cuatro clases posibles: de medidas en un apartamento, una vivienda unifamiliar, laboratorios o en despachos. En los datos de cada una de estas clases existen tres vectores disponibles de realizaciones distintas de DEP y que pueden ser seleccionados manualmente o aleatoriamente por el simulador.

6.5.2. Cálculo de Parámetros para el Sistema LTI

Una vez se han definido los parámetros de la estructura de la red y del comportamiento de los dispositivos y el ruido externo para un cierto enlace, se puede calcular el modelo de comportamiento del sistema que representa a ese canal.

El procedimiento de cálculo se basa en los pasos descritos en el apartado 2.5.1 para obtener la respuesta en frecuencia de una línea de transmisión múltiple usando los parámetros ABCD.

Posteriormente se calcula el ruido total recibido aplicando la superposición del ruido externo y de todas las componentes de ruido generadas en los dispositivos y filtradas por la red, según el método presentado en 2.5.2.

Algoritmo de Cálculo

Los parámetros de entrada del algoritmo son: los generales del simulador estructural, número de muestras N , frecuencia de muestreo f_s , la estructura de la red a simular y el estado de los dispositivos, y los datos de comportamiento de los dispositivos y el ruido externo.

Para cada uno de los estados de la red, que representa el intervalo de tiempo durante el que los dispositivos permanecen en un estado de funcionamiento estacionario, se calculan los parámetros de su comportamiento como sistema.

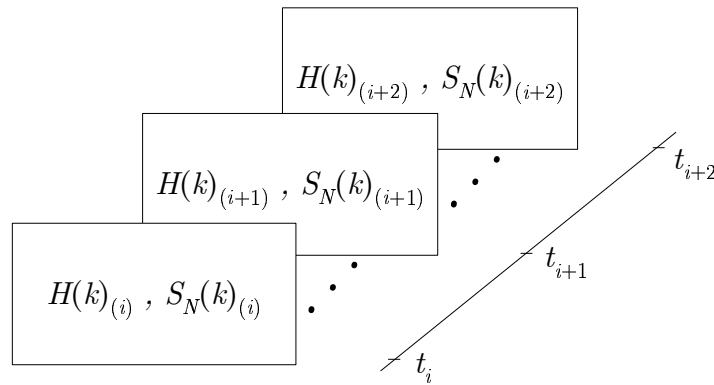


Figura 6.8: Diagrama del resultado que proporciona el simulador del modelo lineal invariante

Los pasos que realiza este algoritmo son:

1. Obtención de la respuesta en frecuencia del canal $H(k)$ del enlace entre el nodo terminal del transmisor y del receptor, mediante el algoritmo *Búsqueda de respuesta* que se describe más adelante.
2. Obtención de la respuesta en frecuencia virtual, $H_{N_i}(k)$, que 've' cada uno de los dispositivos ruidosos considerado como un generador i -ésimo. Esto se hace aplicando el algoritmo *Búsqueda de respuesta* para el enlace entre el nodo terminal del dispositivo y el del receptor.
3. Obtención del ruido equivalente total en el receptor $S_N(k)$.
4. Almacenamiento de los vectores con los resultados de $H(k)$ y $S_N(k)$.

Este algoritmo de cálculo proporciona como **resultado** los siguientes datos:

- una matriz que contiene los vectores de respuesta en frecuencia para cada uno de los estados de la red.
- una matriz con los vectores de DEP de ruido recibido para cada uno de los estados de la red.
- un vector de tiempos de transiciones entre los sucesivos estados de red.
- una estructura de datos sobre dispositivos en la que se incluyen el nodo terminal, la cadena de estados y los tiempos de transición de cada uno de ellos.

Esta información sirve para definir el modelo de comportamiento del canal descrito en la sección 2.5.3: una sucesión aleatoria de canales LTI con un ruido aditivo estacionario que van cambiando a largo plazo según los tiempos almacenados de cambio de estado de red. En la fig.6.8 se trata de representar este resultado.

Algoritmo *Búsqueda de respuesta*

Es un algoritmo básico que calcula la respuesta en frecuencia entre dos puntos de acceso de la red, es decir, entre dos nodos terminales cualesquiera del árbol que representa su estructura.

Tiene como parámetros de entrada el árbol de nodos de la red y la ubicación del transmisor y del receptor del enlace que se desea analizar.

Las tareas que realiza son:

1. Determinar la secuencia de nodos que conforman el camino principal del enlace mediante algoritmos de recorrido y búsqueda en árboles [Aho83, Franch94].
2. Crear una estructura en árbol nueva que será una versión reorganizada del árbol original donde hay una serie de nodos alineados, los del camino principal, de los que cuelgan el resto de nodos de la red.
3. Colapsar cada rama del nuevo árbol en una impedancia en paralelo. Se realiza trasladando todas las cargas de los nodos terminales hacia arriba en el árbol mediante una rutina recursiva que aplica la propiedad de movilidad de impedancias (definida por la ecuación (2.5)).
4. Calcular las matrices de parámetros ABCD de cada elemento de la estructura final de líneas de transmisión que supone el camino principal con las impedancias equivalentes de las ramas.
5. Calcular la respuesta en frecuencia del enlace.

6.5.3. Validación del Modelo de Canal LTI

El propósito de este apartado es estudiar la validez del modelado (construido sobre datos empíricos y supuestos teóricos), confrontando para algún canal los resultados del procedimiento de cálculo de parámetros del sistema LTI con los valores medidos en la red eléctrica real.

Verificación para una instalación real

Se va a contrastar la respuesta en frecuencia obtenida con el simulador con la respuesta medida para un canal en un apartamento de unos $80m^2$, cuya red eléctrica tiene cuatro circuitos diferentes. El modelado de la red eléctrica real ha incluido más de 50 nodos (e igual número de secciones de línea de transmisión) y 15 dispositivos, todos ellos en reposo. Para la ubicación del transmisor y receptor se han elegido dos enchufes dentro del mismo circuito eléctrico aunque situados en habitaciones diferentes, con un enlace de unos 20m aproximadamente.

La comparación se muestra en la fig.6.9 y se presenta en términos de la respuesta en frecuencia del canal en módulo y fase. No se debe esperar una coincidencia perfecta, ya que el modelo ha sido construido sin un conocimiento exacto de la topología, que se ha estimado por inspección visual de la instalación. Pero ciertamente, las gráficas tanto de la respuesta de amplitud como de

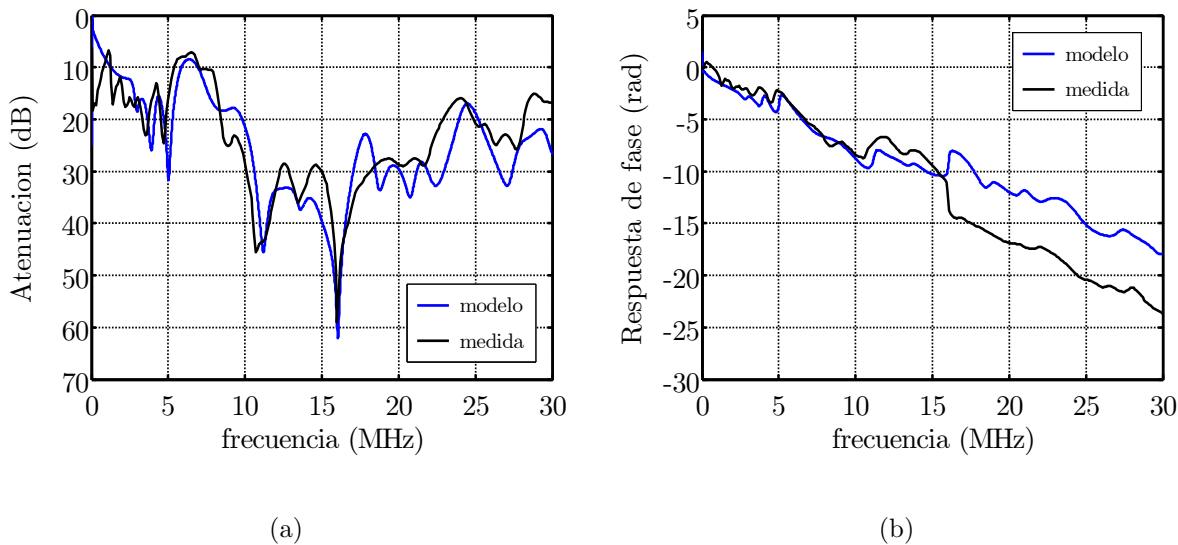


Figura 6.9: Comparación entre la respuesta en frecuencia medida sobre un canal real y la obtenida mediante el simulador: (a) respuesta de amplitud, (b) respuesta de fase

fase, resultan bastante similares. Las discrepancias mayores aparecen en baja frecuencia, donde los fenómenos de propagación por líneas de transmisión son menos importantes y, además, los equipos de medida presentan mayor incertidumbre. En cualquier caso es la banda de menor interés para la transmisión porque es la que exhibe un mayor nivel de ruido en general.

Aunque se observa un desajuste entre las dos curvas de atenuación, el error entre la simulación y la medida real se compensa entre diferentes frecuencias y la diferencia entre las atenuaciones medias es de aproximadamente 1.4dB. También es interesante destacar que la diferencia entre la excursión de la atenuación en las dos curvas es de unos 0.5dB. La conclusión es que, aunque los valores de la respuesta en los distintos puntos de frecuencia no coinciden perfectamente, sí existe una buena correlación en las características agregadas para toda la banda.

En cuanto a la respuesta de fase el resultado de la comparación es similar. Aunque a primera vista puede parecer que hay notables discrepancias entre la curva modelada y la medida, si se observan con atención también son parecidas. Las mayores diferencias se deben a regiones localizadas de frecuencia que presentan una fase claramente no lineal, estas zonas se suelen corresponder con los 'nulos' de la respuesta de amplitud. Sin embargo, se puede comprobar que la pendiente de la respuesta de fase, relacionada con la velocidad de propagación, está bastante bien modelada. Este aspecto se ha tratado de aclarar en la fig.6.10, donde se incluyen detalles de las curvas de fase modelada y medida para la mitad superior de la banda de frecuencias que en principio parece la zona de menor similitud. Además se ha dibujado la recta de regresión para las dos curvas que confirma que la diferencia de pendientes en esta región está por debajo del 10%.

A pesar de las diferencias observadas, este test de validación revela que el resultado del modelo presenta un parecido bastante razonable con el canal medido. Por otra parte, como el modelado de ruido se basa en el procesado de medidas reales, necesariamente debe dar resultados realistas.

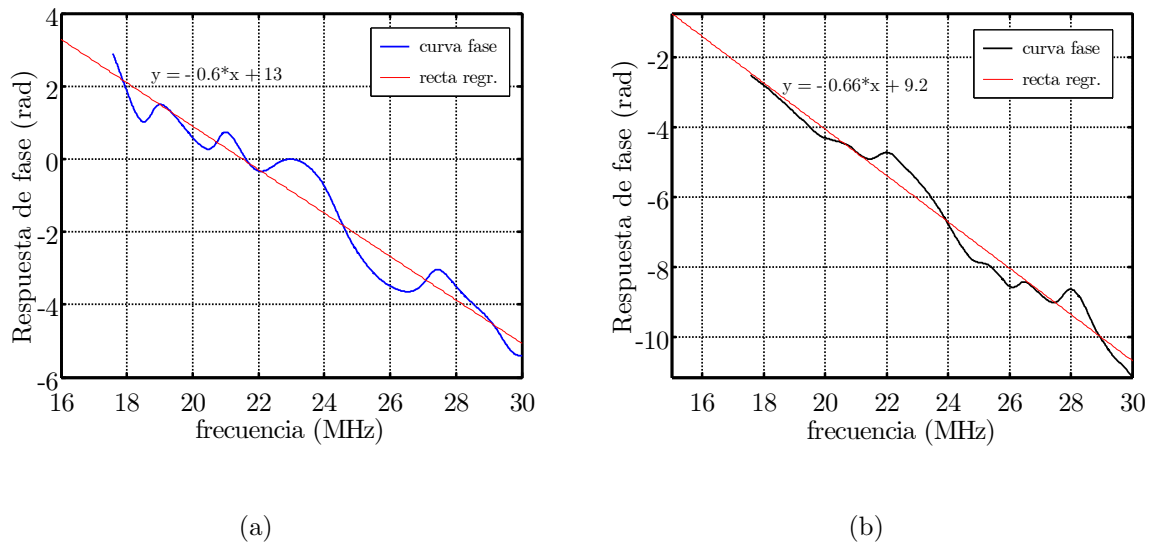


Figura 6.10: Detalle de la comparación de las respuestas de fase en la fig.6.9 incluyendo las rectas de regresión: (a) resultado del modelo, (b) resultado de la medida

En conclusión, el simulador va a proporcionar una buena estimación de la capacidad del canal (que depende de la DEP de señal transmitida, la DEP de ruido recibida y la atenuación del canal en la banda de interés [Shannon48]) y su 'riqueza' espectral, los parámetros que podrían ser considerados más importantes.

Generalización de la validez del modelo

Una vez comprobada la correspondencia del modelado con la realidad, el objetivo a partir de este momento no será simular el comportamiento de un canal real determinado, adaptando el modelo a la instalación eléctrica sobre la que se establece el enlace. Lo que se desea es usar el simulador como una herramienta para probar sistemas de transmisión que representen con fidelidad las características esperadas en la práctica.

La ligazón que tiene el modelo con la estructura real de la red justifica la extrapolación de sus resultados a otros casos de topologías reales. La parametrización de bajo nivel realizada permite su traslación a otros trazados diferentes y a otros dispositivos. Para ello, simplemente hay que redimensionar y reubicar las líneas de transmisión en función del tipo de escenario que se desee simular. Por ejemplo, el número de circuitos es 4 en apartamentos de tamaño medio o pequeño, pero se puede elevar a 8 ó 10 para modelar viviendas mayores. El número de terminales, enchufes y puntos de luz, por cada circuito eléctrico se puede elegir entre 1 ó 2 para los de mayor consumo (cocina y horno) y 15 ó 20 para los de alumbrado. Las distancias entre conexiones de los cables y los dispositivos se pueden dejar al procedimiento de generación aleatoria de canales, éstos últimos los seleccionará de entre la base de datos de las medidas disponibles y los repartirá por toda la red.

El gran número de dispositivos estudiados, alrededor de cincuenta, permite describir una extensa variedad de redes eléctricas interiores. No obstante, el simulador se ha creado pensando en su adecuación a domicilios y pequeñas oficinas, que es donde se han desarrollado la mayor parte

de las medidas. Para representar otro tipo de redes sería necesario ampliar las bases de datos utilizadas en el modelado midiendo nuevas cargas y facilitando posiblemente nuevas topologías de cableado.

6.5.4. Resultados Ilustrativos del Simulador LTI

Como se argumentó en la introducción del capítulo, el simulador de canal LTI se ha utilizado como herramienta para analizar configuraciones realistas de redes eléctricas, eludiendo la necesidad de hacer muchas medidas de campo. El simulador permite evaluar la influencia que los cambios en la estructura de la red tienen sobre su comportamiento como canal de transmisión.

En este apartado se incluyen resultados de pruebas del simulador para algunas configuraciones de red que sirven para resaltar las características más importantes de estos canales. En particular, se va a mostrar la importancia que tienen sobre la respuesta del canal y el ruido recibido aspectos como la topología de la red, la selección del punto de conexión del transmisor y receptor, los dispositivos conectados, etc. También, se presentan ejemplos de la variación a largo plazo esperable en el comportamiento del canal.

Influencia de la topología de la red

Se ha tomado como base de simulación la estructura de la red eléctrica del apartamento del apartado anterior. Aunque, para estas pruebas, se han situado en la red unos veinte dispositivos activos, entre puntos de luz y enchufes con aparatos conectados, de los que doce introducen ruido (las bombillas no generan un ruido apreciable). Todos los dispositivos están en un sólo estado de conexión: en funcionamiento, por lo que esta configuración puede considerarse invariante en el tiempo (no se pretende observar la variación temporal a largo plazo del canal).

En primer lugar, se analiza la influencia de la disposición del cableado en la respuesta del canal. Para ello, sobre esta configuración, se eligen distintas ubicaciones para el transmisor y el receptor, definiendo así el camino principal de distintos canales.

Se estudian tres canales o configuraciones sobre la red en cuestión:

- A, con un camino principal de 20.7m y transmisor y receptor en el mismo circuito, el de alumbrado, con cables de 1.5mm^2 de sección.
- B, con un camino principal de 33.8m y transmisor y receptor en circuitos diferentes. Pues se ha trasladado el receptor al circuito de fuerza con cables de 2.5mm^2 de sección.
- C, con un camino principal de 21.6m. El transmisor está situado en el circuito con cables de 6mm^2 y el receptor en el circuito con cables de 2.5mm^2 .

A continuación, en las fig.6.11, 6.12 y 6.13, se muestran la amplitud de la respuesta en frecuencia y la respuesta al impulso normalizada correspondiente a cada uno de los tres casos.

Respuestas al impulso

La forma de cálculo de la respuesta en frecuencia en el simulador, por muestreo en frecuencia hasta 30MHz, supone en realidad un enventanado rectangular en frecuencia que provoca una dispersión temporal excesiva al estimar la respuesta al impulso del canal. Para estimar la respuesta al impulso del canal se ha aplicado un enventanado más apropiado a la respuesta en frecuencia proporcionada por el simulador. Se suaviza la respuesta en los extremos de la banda de interés, atenuando 6dB en 1MHz y 29MHz, lo que tiene un propósito doble: paliar la dispersión temporal y eliminar las componentes de baja frecuencia en las que la aproximación de líneas de transmisión no es buena.

En las respuestas al impulso se puede apreciar el característico perfil de múltiples ecos debidos al fenómeno de la propagación multicamino. La causa son las diversas reflexiones que sufre la señal a medida que avanza por el camino principal en cada discontinuidad o derivación en las líneas de transmisión, en cualquier desadaptación de impedancia. Estas respuestas al impulso se asemejan a las de algunos canales de radiocomunicación que también son susceptibles de sufrir estos efectos dispersivos.

La longitud del camino principal del enlace determina el retardo temporal del impulso inicial, mayor para el canal B que es el más largo. Sin embargo, la dispersión de la respuesta está ligada más a las ramificaciones que encuentre la señal en su trayecto que a la distancia que recorra (como se vio en las medidas de canales reales en el apartado 3.3). Este efecto se aprecia en la respuesta al impulso del canal C, mucho más esparcida que la del canal A aunque la distancia sea casi la misma, pues su camino principal incluye el cuadro de distribución al pasar por varios circuitos eléctricos.

Para cuantificar la comparación se ha construido el cuadro 6.4, donde se encuentran algunos parámetros de las respuestas al impulso: el retardo inicial, t_0 , que representa el tiempo en que se alcanza el primer 'pico' de la respuesta; el retardo medio (DM), que indica el retardo hasta que llega la mitad de la energía del pulso; y la dispersión del retardo (DS , *Delay Spread*), que es una medida de la dispersión temporal eficaz ³.

En el apartado 5.5 ya se utilizaron el retardo medio $DM(t)$ y la dispersión del retardo $DS(t)$ para analizar las respuestas de canales LPTV, definidos respectivamente en (5.6) y (5.7). En este caso, ambos parámetros son independientes del tiempo.

Los datos del cuadro sirven para cuantificar las conclusiones cualitativas extraídas a partir de las curvas. Efectivamente, los canales B y C, establecidos entre circuitos eléctricos distintos, presentan mayor dispersión del retardo que el A. El retardo inicial t_0 se corresponde con la distancia del enlace, mientras que el retardo medio se ve influido tanto por la distancia como por lo ramificado del trazado. La medida de t_0 está limitada en resolución por el muestreo temporal debido a la corta distancia existente entre transmisor y receptor. Si se mide este

³Como las distancias de transmisión son muy cortas, cualquier pequeña dispersión temporal residual en la estimación de la respuesta al impulso provoca precursores no causales. Para garantizar la causalidad y así hacer realizable el filtro que simula la respuesta al impulso del canal, se ha introducido un retardo de $1.67\mu s$ apreciable en las figuras y que ha sido eliminado en los valores de t_0 y DM .

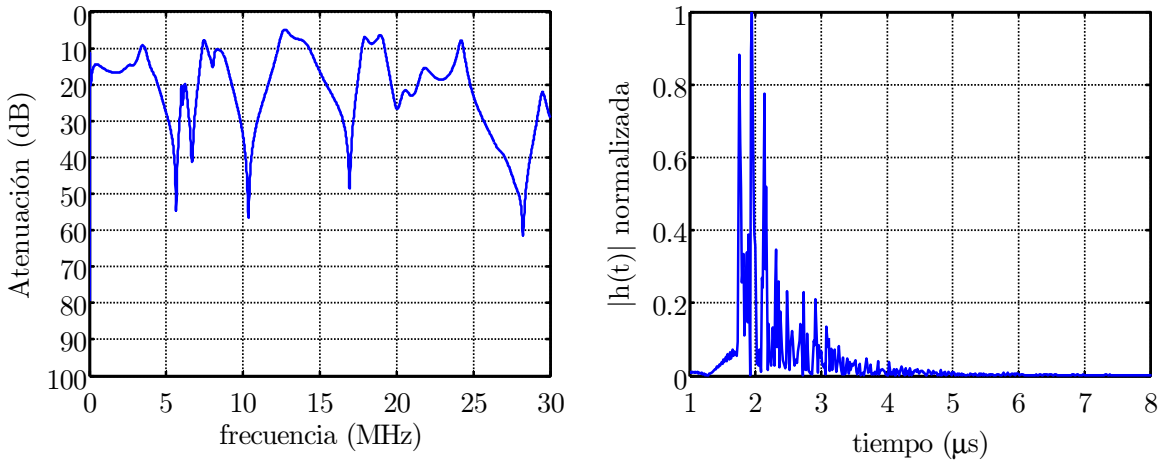


Figura 6.11: Resultados de la simulación del canal A: a la izquierda, amplitud de la respuesta en frecuencia; a la derecha, amplitud de la respuesta al impulso normalizada

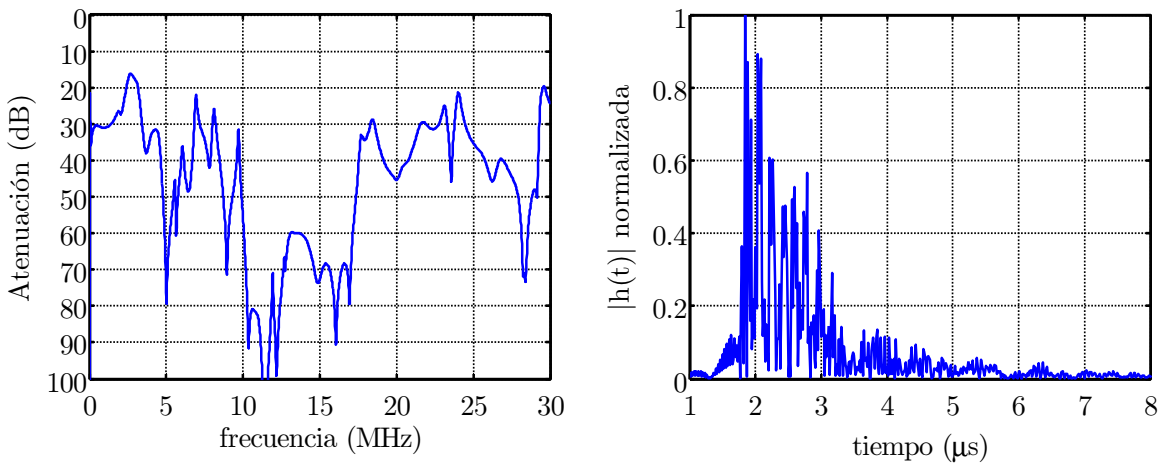


Figura 6.12: Resultados de la simulación del canal B: a la izquierda, amplitud de la respuesta en frecuencia; a la derecha, amplitud de la respuesta al impulso normalizada

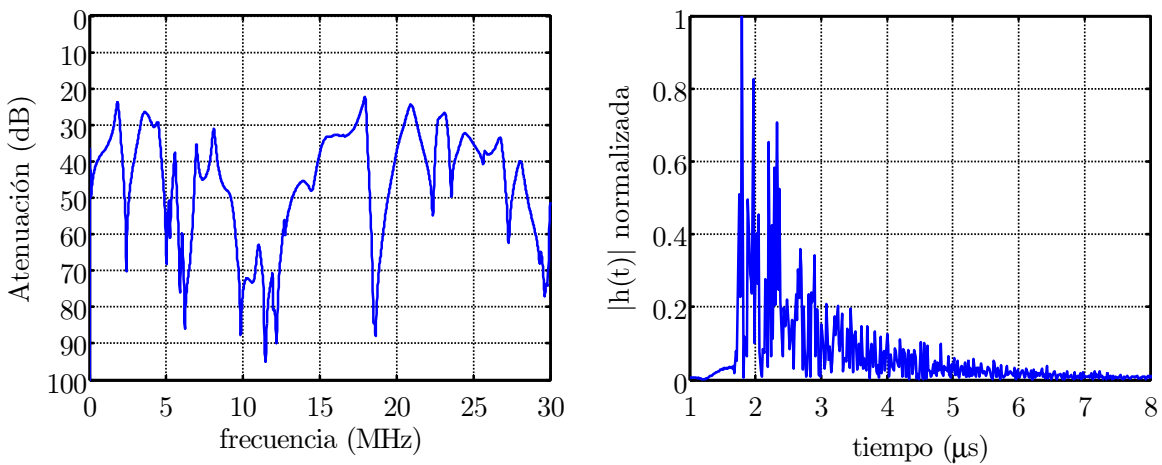


Figura 6.13: Resultados de la simulación del canal C: a la izquierda, amplitud de la respuesta en frecuencia; a la derecha, amplitud de la respuesta al impulso normalizada

canal	A	B	C
t_0 (μs)	0.10	0.20	0.10
DM (μs)	0.33	0.63	0.66
DS (μs)	0.29	0.55	0.64

Cuadro 6.4: Parámetros de las respuestas al impulso correspondientes a las configuraciones de canal simuladas

parámetro en función del período de muestreo, $T_s=16.7ns$, los valores del retardo inicial serían respectivamente 6, 12 y 6 muestras.

Respuestas en frecuencia

La distorsión también es perceptible al analizar la respuesta en frecuencia de los tres canales bajo estudio, con profundos nulos debidos a los desvanecimientos propios del multicamino. Las propiedades de las líneas de transmisión ya hacían previsible este comportamiento, puesto que una derivación en circuito abierto de una longitud múltiplo impar de un cuarto de la longitud de onda de la señal, puede verse desde el camino principal como un cortocircuito y provocar un nulo en la respuesta del canal a la frecuencia correspondiente. Entre esos nulos aparecen bandas de atenuación más suave que pueden ser aprovechadas y combinadas para conseguir transmisiones fiables. En cualquier caso, es destacable que incluso con distancias de enlace cortas, la atenuación resulta ser muy elevada. Ello no es achacable a las pérdidas de los cables sino a la fuertes pérdidas por desadaptación y a la dispersión de la potencia en cada derivación, que hacen que buena parte de la inyectada no alcance el receptor.

En las respuestas en frecuencia se pone de manifiesto la mayor dispersión de los canales B y C que presentan una selectividad en frecuencia mayor, es decir, bandas más estrechas y nulos más profundos en amplitud, si bien la del canal A tampoco es desdeñable. La atenuación media es de 21dB, 46dB y 45dB respectivamente en cada uno de los tres casos. Se observa también que es menos determinante la distancia de transmisión que el grado de ramificación del enlace, pues el canal C tiene más del doble de atenuación media que el canal A.

Un parámetro que permite caracterizar la selectividad en frecuencia de un canal de transmisión es el ancho de banda de coherencia (B_c), que representa el rango de frecuencias en las que la respuesta en frecuencia del canal puede considerarse aproximadamente constante. Este parámetro es inversamente proporcional a la dispersión del retardo pero no existe una expresión cerrada para esta relación. Se va a considerar la aproximación $B_c \approx 1/(5DS)$ (también empleada en el ámbito de canales de radiocomunicación [Rappa96, Lee86]), según la cual se obtendría un B_c de 680kHz, 360kHz y 310kHz, respectivamente para los tres canales.

Se suele decir que un canal de transmisión es selectivo en frecuencia si el ancho de banda de transmisión utilizado es mayor que su ancho de banda de coherencia. En el caso de los canales sobre redes eléctricas los valores proporcionados explican por qué para sistemas de transmisión a alta velocidad se emplean esquemas multiportadora. En ellos, cada portadora usa un ancho de banda de transmisión inferior a B_c y se enfrenta por tanto a un canal no selectivo.

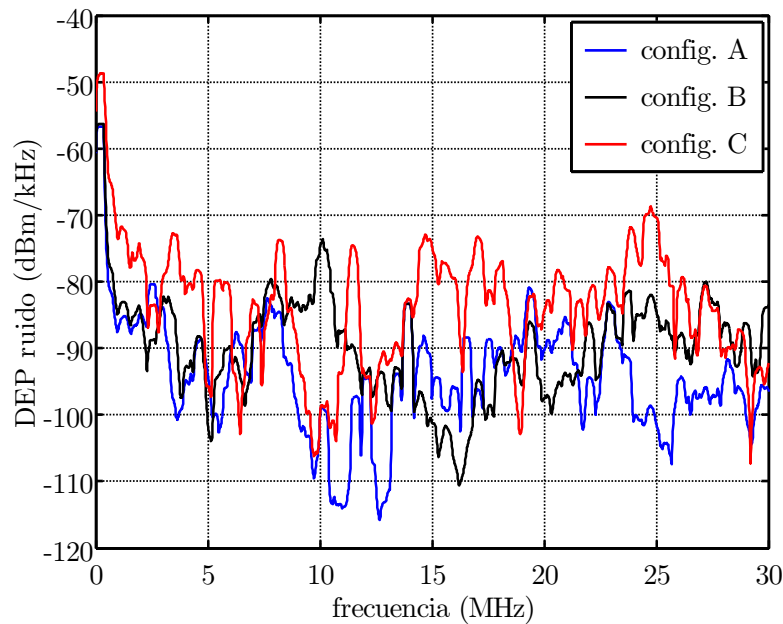


Figura 6.14: DEP de ruido recibido en la simulación del canal para las tres configuraciones

Ruido

Otro aspecto importante de la simulación sería analizar el ruido recibido en las tres configuraciones de canal, por ello en la fig.6.14 se muestran las respectivas DEP. Los valores medios de la DEP de ruido recibido para los tres canales son -97, -92 y -87dBm/kHz respectivamente. Además, la distribución espectral del ruido es muy variable, observándose diferencias superiores a 30dB para la misma frecuencia entre, por ejemplo, el canal A y el C.

A la luz de los resultados presentados se hace evidente la influencia de la topología de la red en las prestaciones del canal. Simplemente variar la localización del transmisor y el receptor aún en la misma vivienda producirá diferencias notables en la relación señal a ruido esperable en recepción, pues tanto el ruido recibido como la respuesta en frecuencia pueden cambiar mucho. Este carácter variable de la relación señal a ruido según el enlace elegido induce a pensar en la necesidad de usar esquemas de recepción de algún modo adaptativos.

Influencia de las características de los dispositivos

En este punto se va a resaltar la influencia que tienen los dispositivos de la red en las prestaciones del canal de transmisión. Para verificar este efecto se va a mostrar un ejemplo de simulación de una configuración de red eléctrica bajo diferentes condiciones de los dispositivos conectados. Se va a tomar como referencia el canal de la configuración A en la red del apartamento estudiado en el apartado anterior. En el enlace cuya respuesta se representó en la fig.6.11 la derivación más próxima al receptor estaba situada a 2.5m en el mismo circuito eléctrico y era una sección de línea de 1.5m que simulaba un enchufe adyacente sin nada conectado. Se estudia la influencia que tendría sobre la respuesta la introducción de una lámpara halógena en ese punto, conectada y encendida. Esta nueva configuración de red va a denominarse como canal D.

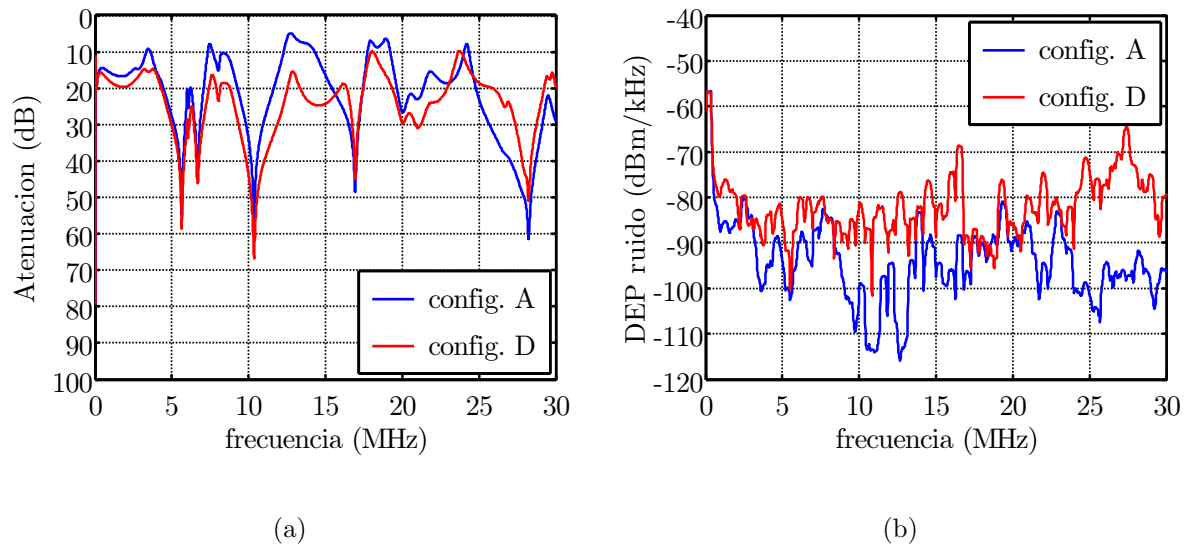


Figura 6.15: Comparación de la simulación del canal con las configuraciones A y D: (a) amplitud de la respuesta en frecuencia, (b) DEP de ruido recibido

En la fig.6.15 se ha dibujado a la izquierda la amplitud de la respuesta en frecuencia del canal D superpuesta a la ya conocida del canal A para facilitar la comparación. Es muy notable el efecto que provoca la conexión pues varía la forma de la respuesta. Aunque grosso modo se mantienen las frecuencias de los nulos, la atenuación de las bandas útiles se ve acentuada. Esto hace que la atenuación media sea de 24.4dB casi 3dB mayor que en el canal A, lo que indica que con ese pequeño cambio el canal recibe la mitad de la potencia.

En la gráfica de la derecha se representa la comparación en términos de la DEP de ruido recibida en ambos casos. Dado que se ha conectado un dispositivo que emite un ruido considerable, cabe esperar un aumento en la perturbación que alcanza al receptor. Así se demuestra en la figura, siendo la DEP media de -84dBm para el canal D, 11dB por encima de la registrada para el canal A. Sin embargo, el anterior razonamiento no siempre es acertado. En ocasiones el dispositivo introducido presenta hacia la red una carga, como en este ejemplo, que altera la respuesta de amplitud causando un incremento general de la atenuación del enlace y esto disminuye la cantidad de ruido proveniente de dispositivos más lejanos que puede provocar una disminución global en el ruido total recibido.

Resultados para Canales Generados Aleatoriamente

A continuación, se va a demostrar la utilidad del procedimiento de generación automática de canales. La diversidad de prestaciones de los canales resultantes es muy grande, simplemente cambiando los parámetros de las longitudes de las secciones de cable en la estructura. No obstante, para enfatizar la capacidad del simulador, se presenta una muestra de resultados para tres canales obtenidos aleatoriamente en un entorno doméstico tipo apartamento. Se ha manteniendo fijo tanto el punto de conexión del emisor y receptor como los parámetros del

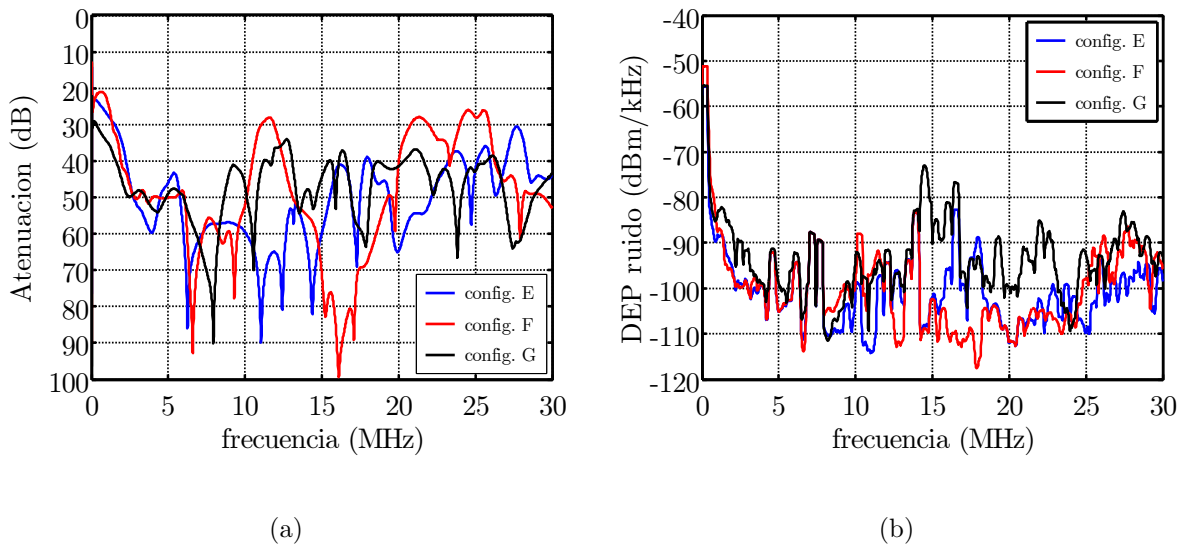


Figura 6.16: Comparación de la simulación para tres canales generados aleatoriamente correspondientes a las configuraciones E, F y G: (a) amplitud de la respuesta en frecuencia, (b) DEP de ruido recibido

generador aleatorio.

De esta manera, lo obtenido puede entenderse como realizaciones diferentes de la simulación del mismo proceso aleatorio, aunque se trata de un proceso muy complicado: la configuración de una red eléctrica doméstica completa.

La estructura de la red a simular tenía 32 nodos terminales y se permitió que cualquiera de ellos pudiera tener conectado cualquiera de los dispositivos existentes (ruidosos o no, e incluso podrían quedar en circuito abierto). El transmisor y el receptor se encontraban enchufados a circuitos eléctricos diferentes. Las realizaciones dieron lugar a tres configuraciones de canal que serán denominadas: E, con una distancia del camino directo entre transmisor y receptor de 47.6m; F, con una distancia de 36.5m; y G, con una distancia de 41.3m.

En la fig.6.16 se muestra a la izquierda el resultado para la amplitud de la respuesta en frecuencia de los tres canales. De la gráfica se desprende que la variedad proporcionada por el generador de canales aleatorios es importante. Entre los resultados, la diferencia de atenuación para diversos puntos en frecuencia excede los 20dB. Las atenuaciones medias son: 50.4dB, 48.2dB y 47.2dB, respectivamente para el canal E, F y G. La desviación típica de las atenuaciones entre los distintos puntos en frecuencia es: 12.1dB, 16.5dB y 9.1dB.

Las diferencias entre el ruido medio recibido en estos tres canales generados aleatoriamente se pueden ver en la gráfica de la derecha de la fig.6.16. En este aspecto, las variaciones obtenidas son también notables, por ejemplo el nivel medio de la DEP para todas las frecuencias es en cada caso: -103, -102 y -96 dBm/kHz. Estos valores son pequeños pero congruentes con la alta atenuación que muestran los canales, por lo que la relación señal a ruido resultante estaría en niveles similares a otras simulaciones. La desviación típica de los valores de DEP que se captan en cada frecuencia son: 8.5, 9 y 9.5dB. Y, en términos absolutos, existen diferencias en el nivel

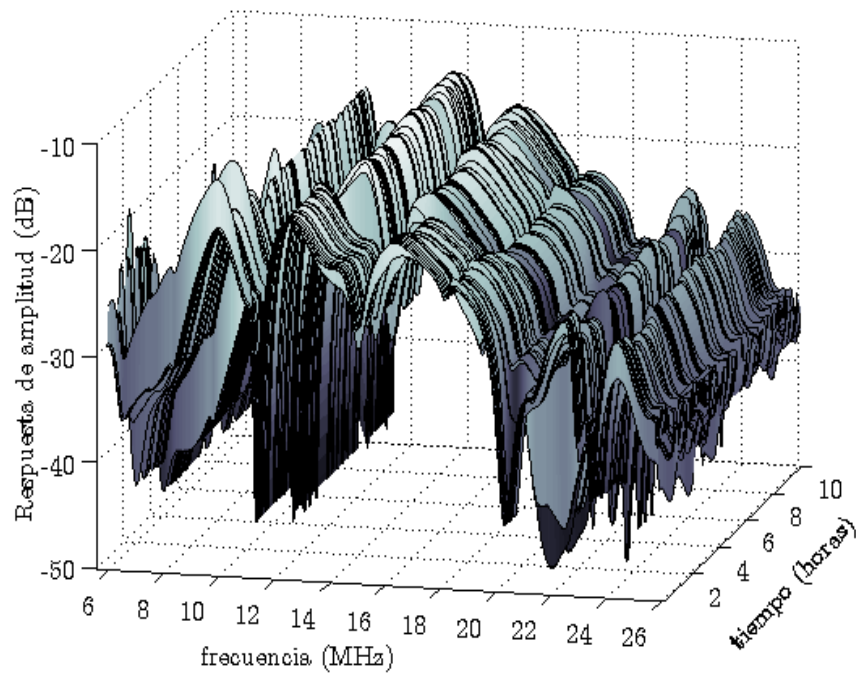


Figura 6.17: Evolución a lo largo de diez horas de la amplitud de la respuesta en frecuencia para el canal C

de ruido mayores de 25dB entre los tres canales para una misma frecuencia.

Efecto de la variación Temporal a Largo Plazo

La variación temporal del canal a largo plazo es consecuencia de las secuencias de transición de estados de conexión de los distintos dispositivos, que son generadas aleatoriamente. Para ilustrar este aspecto del simulador se ha calculado, a modo de ejemplo, la evolución de los parámetros del sistema correspondiente a una configuración de canal a lo largo de un día. Para esta simulación se ha elegido la configuración de canal C, cuyo modelo de estructura de red ya es conocido.

Los resultados de esta simulación se presentan en las fig.6.17 y 6.18, que se corresponden respectivamente con la amplitud de la respuesta en frecuencia y el ruido recibido a lo largo de un intervalo simulado de diez horas.

La evolución temporal de la respuesta de amplitud se ha limitado a la banda de frecuencias entre 6 y 26MHz para resaltar los cambios que aparecen en la gráfica. Las conmutaciones de estado de los dispositivos provocan variaciones de casi 20dB a algunas frecuencias, por ejemplo alrededor de los 22MHz. Se puede estudiar la variación de la amplitud de la respuesta en frecuencia observando para cada punto de frecuencia la sucesión de valores aleatorios a lo largo del tiempo. La desviación típica de tal variación es mayor de 7.5dB para algunas frecuencias. Además, si se promedian todas las desviaciones típicas obtenidas para cada frecuencia el resultado es de 2.25dB.

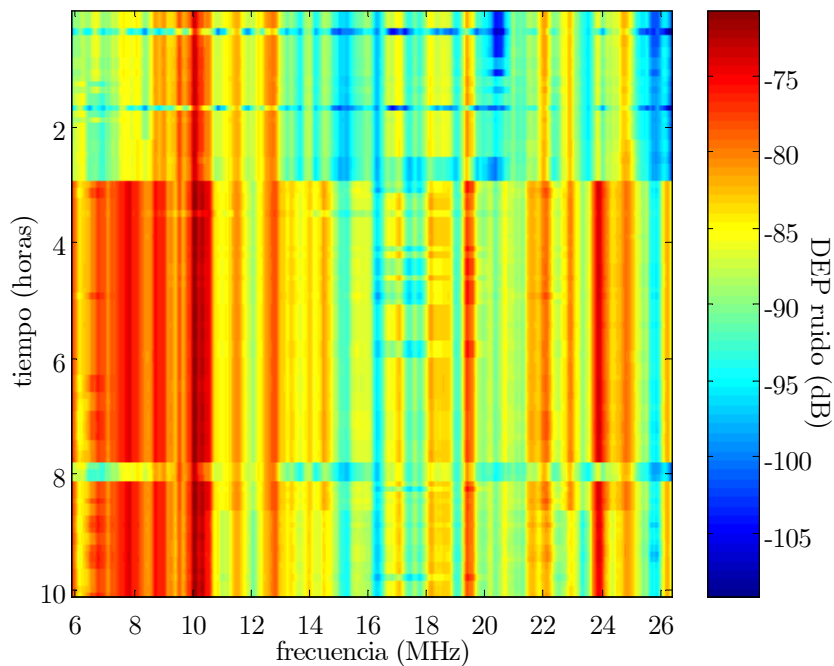


Figura 6.18: Evolución a lo largo de diez horas de la DEP de ruido recibido para el canal C

La representación de la evolución temporal de la DEP de ruido recibido también se ha limitado a la misma porción del espectro. En la representación se pueden apreciar variaciones de unos 20dB en diversas frecuencias, sobre los 8, 14 y 24MHz, debidas a una transición producida a las 3 horas aproximadamente. También aparece otra transición importante a las 8 horas. La desviación típica de la DEP a lo largo del tiempo para cada frecuencia es de unos 2.75dB en promedio, llegando en algún caso a exceder los 11dB.

La utilidad de este tipo de simulaciones puede ser el conseguir una estimación del número de cambios que pueden ocurrir en el canal para un período determinado y en especial el número de ellos cuya magnitud implique una variación sustancial de las prestaciones del canal. A partir de esta información se pueden hacer estudios de parámetros del canal esperables a largo plazo como: atenuación, ruido, capacidad de información, etc. Los resultados pueden facilitar indicadores de la calidad del servicio ofrecido al usuario del canal, tanto en términos de valores promedios como para el caso peor.

6.5.5. Simulador de Comportamiento de Canal LTI

La construcción de un simulador de comportamiento para el modelo lineal e invariante (LTI) de canal se puede realizar de forma sencilla a partir de las funciones que proporciona el simulador estructural: $H(k)$, la respuesta en frecuencia, y $S_N(k)$, la densidad espectral de potencia (DEP) del ruido recibido (ver el esquema general de la sección 6.2).

Según se muestra en la fig.6.19, el simulador de comportamiento se puede sintetizar con dos filtros LTI: uno de señal y otro para colorear el ruido. En la realización práctica de los filtros se puede optar por la solución más directa que sería utilizar dos filtros FIR, de respuestas al impulso $h(n)$ y $g(n)$.

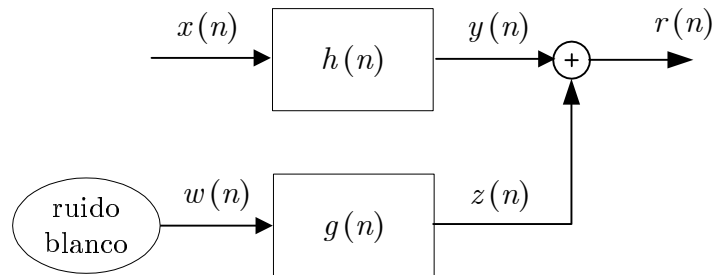


Figura 6.19: Esquema del simulador de comportamiento de canal LTI

Filtro de canal

la respuesta al impulso del filtro FIR de canal, $h(n)$, se calcula mediante la transformación inversa de Fourier de tiempo discreto (*Inverse Discrete-time Fourier Transform*, IDFT) de la respuesta en frecuencia, $H(k)$ [Proakis98].

Dado que la respuesta en frecuencia del canal está muestreada con N valores en el espectro positivo, la $h(n)$ resultante será de $2N$ coeficientes. Como $h(n)$ debe tener una duración efectiva menor que T_{max} , que se corresponde con esas $2N$ muestras, se puede aplicar un enventanado temporal para reducir su duración (de hecho las últimas muestras no son significativas por el posible *aliasing* temporal).

Filtro de ruido

Los coeficientes del filtro conformador de ruido se estiman a partir de los valores de la DEP de ruido recibido $S_N(k)$. La estimación se basa en la propiedad de filtrado LTI de una señal aleatoria que sirve para calcular la DEP de la señal de salida,

$$S_z(k) = S_w(k) \cdot |G(k)|^2 = S_N(k) \tag{6.4}$$

Si se asume que la excitación es ruido blanco, de DEP constante $S_w(k) = \sigma_w^2$, los coeficientes del filtro FIR $g(n)$, cuya transformada de Fourier $G(k)$ cumple que $\sigma_w^2 \cdot |G(k)|^2 = S_N(k)$, se pueden calcular mediante un modelado de tipo MA (*Moving Average*) [Proakis98]. Este procedimiento no es eficiente computacionalmente, pero es sencillo y eficaz. Si se desea realizar un emulador de canal, sería mejor usar un modelado de tipo ARMA (*AutoRegressive Moving Average*) que proporciona un filtro IIR (*Infinite Impulse Response*) de muchos menos coeficientes.

El simulador de comportamiento puede verse como una realización aleatoria que representa al

canal en cada uno de sus estados de conexión de dispositivos y que está descrita por un par de filtros $h(n)$ y $g(n)$ como en el esquema de la fig.6.19.

6.6. Simulador del Modelo Lineal Cíclico

Esta sección se dedica al simulador cuando trabaja para generar comportamientos de canal según el modelo lineal cíclico. La base para el simulador en este modo de funcionamiento es la aproximación de sistemas LPTV de variación lenta mediante la subdivisión en intervalos de invarianza (ver sección 6.3). Ese modelado da lugar a una representación de la variación cíclica del canal como una sucesión de sistemas LTI, encajados en el período de la señal de distribución de energía eléctrica, que permite relacionar ambos modos de funcionamiento del simulador.

Esta sección tiene una organización análoga a la de la sección 6.5, pero se ha eliminado el apartado de validación del simulador en este caso. La justificación de la utilidad del simulador dada para modelo de comportamiento LTI es extensible para el modelo cíclico, ya que las diferencias entre uno y otro no son sustanciales en el proceso de cálculo, como se explicará más adelante. También la parte de resultados ilustrativos del simulador se ha abreviado, pues no es necesario revisar de nuevo la influencia en los parámetros de comportamiento del canal de aspectos comunes como: la topología de la red, la generación aleatoria de canales o la variación a largo plazo. Además, el comportamiento cíclico de los canales reales no es objeto de éste capítulo pues ya se abordó en el capítulo 5.

6.6.1. Definición de los Elementos de la Estructura

En este apartado se describe el formato de los datos para modelar los dispositivos y el ruido externo (que son los elementos de la estructura del canal diferentes en el modelo lineal y en el cíclico).

Definición de las características de los dispositivos. Los parámetros que definen el comportamiento cíclico de los dispositivos son:

- Impedancia variante, una matriz $Z(\ell, k)$ de valores complejos en el plano tiempo-frecuencia. Sirve para describir la variación a lo largo del ciclo de red (según ℓ) y la selectividad en frecuencia (según k).
- Densidad espectral de potencia instantánea de ruido, una matriz $S_N(\ell, k)$ de valores reales en el plano tiempo-frecuencia. Representa la variación temporal y distribución frecuencial de la DEP del ruido generado por el dispositivo.

Los datos han sido obtenidos de medidas realizadas a aparatos eléctricos reales (ver las secciones 5.3 y 5.4).

Definición de las características del ruido externo. El ruido externo, aunque es la componente del ruido total no asociada a los dispositivos enchufados a la red, es la suma de múltiples perturbaciones algunas de las cuales estarán originadas por otros dispositivos en la red eléctrica exterior. Por esa razón este ruido también exhibe una variación cíclica y su representación será una matriz de DEP instantánea, $S_{Nf}(\ell, k)$.

En el simulador, el valor de esta matriz se puede elegir entre tres posibles resultados de medidas realizadas en cada uno de los escenarios analizados: apartamento, vivienda unifamiliar, laboratorios y despachos (ver sección 5.6).

Para simular fielmente la variación cíclica del canal es necesario mantener una referencia temporal en los parámetros de todos los dispositivos modelados. Las medidas de impedancia variante se sincronizaban con la señal de red y están por tanto 'enfasadas' con su paso por cero, pero las medidas de ruido se han obtenido sin ninguna referencia temporal antes de ser procesadas. El procesamiento aplicado salvaguarda la periodicidad de la DEP instantánea de ruido generada por cada dispositivo, pero además hay que realizar un ajuste de la fase temporal para sincronizarla con el resto del modelo ⁴.

Además del ajuste de la fase temporal relativa al ciclo de red, es necesario hacer una compensación del suelo de ruido en las medidas de la DEP instantánea de cada dispositivo. El suelo de ruido se debe a que estas medidas se han realizado con una tarjeta de adquisición de datos (TAD) que introduce cierto ruido interno y de cuantificación (ver sección 5.4). En el cálculo del ruido total en el receptor la aportación de cada fuente ruidosa se sumará y con la compensación se trata de paliar la superposición del ruido de la TAD ⁵.

6.6.2. Cálculo de Parámetros para el Sistema Cíclico

Para calcular los parámetros de comportamiento del sistema se sigue un procedimiento muy similar al ya explicado para el modelo LTI en la sección 6.5.2. La diferencia sustancial reside en que las estructuras de datos utilizadas como entradas a los algoritmos pasan de ser vectores a matrices. Por ejemplo, el procedimiento de definición de la estructura de la red y del estado de los dispositivos es esencialmente el mismo. También la selección del camino principal y el colapso de las ramas del árbol que se despliegan desde él es igual, pero modificando las operaciones

⁴Este ajuste requiere una estimación de la portadora de 50Hz residual en cada medida, para ello se aplica a las muestras un filtro FIR paso banda muy selectivo centrado en esa frecuencia. El origen del ciclo, se toma como el punto de cruce por cero con derivada positiva. En los cálculos, hay que tener en cuenta la respuesta de fase a los 50Hz del circuito acoplador en la medición (básicamente $\pi/2$) y del filtro digital para la extracción de la portadora.

⁵Esta corrección se hace primero estimando el suelo de ruido en cada medida de los dispositivos ruidosos bajo prueba: midiendo sin nada conectado a la entrada del instrumento bajo las mismas condiciones (de rango de cuantificación y número de bits de conversión). A continuación, se resta esta medida de la obtenida para el dispositivo. Este procedimiento es útil siempre que el ruido introducido por la TAD sea estacionario, lo que es una aproximación razonable según se ha comprobado experimentalmente.

involucradas para trabajar con impedancias matriciales en vez de vectoriales. En consecuencia, la respuesta en frecuencia que resulte de los algoritmos del simulador estructural tendrá forma de matriz, no de vector.

Como se explicó en la sección 6.2, en este modo de trabajo el simulador funciona con varias escalas de tiempo, ilustradas en la fig.6.2. En especial, ahora se utilizan dos niveles de discretización temporal: la escala de invarianza y la escala cíclica. La escala temporal superior, la aleatoria, no tiene un tratamiento diferenciado en el simulador cíclico respecto al lineal.

Algoritmo de cálculo

Los parámetros de entrada del algoritmo son: los generales del simulador estructural, número de muestras N , frecuencia de muestreo f_s , la estructura de la red a simular y el estado de los dispositivos, y los datos de comportamiento de los dispositivos y el ruido externo.

Para cada uno de los estados de la red, en los que los dispositivos permanecen en un estado de funcionamiento estable, se realizan los pasos siguientes para calcular los parámetros de sistema:

1. Obtención de la respuesta en frecuencia del sistema equivalente LTI, $H_\ell(k)$, para el enlace entre el nodo terminal del transmisor y del receptor. Se debe hacer sucesivamente para cada una de las ℓ fases temporales, procediendo igual que en el simulador LTI. Esto proporciona la aproximación de variación lenta para la respuesta variante del canal.
2. Cálculo de la respuesta en frecuencia del sistema equivalente LTI que 've' cada uno de los dispositivos ruidosos $H_{\ell n}(k)$ (para el dispositivo n -ésimo) entre el enlace entre su nodo terminal y el del receptor. Sucesivamente para cada una de las ℓ fases temporales.
3. Obtención del ruido equivalente total en el receptor $S_N(\ell, k)$ mediante la superposición de todas las fuentes filtradas y el ruido externo.
4. Almacenar las matrices de resultado: $H_\ell(k)$ y $S_N(\ell, k)$.

El resultado final del algoritmo son los parámetros siguientes:

- una estructura de datos, en forma de vector, cuyos elementos son las matrices de la respuesta en frecuencia para cada uno de los estados de la red.
- un vector cuyos elementos son las matrices de DEP instantánea de ruido recibido para cada uno de los estados de la red.
- un vector de tiempos de transiciones entre los sucesivos estados de la red.
- una estructura de datos sobre dispositivos en la que se incluyen el nodo terminal, la cadena de estados y los tiempos de transición de cada uno de ellos.

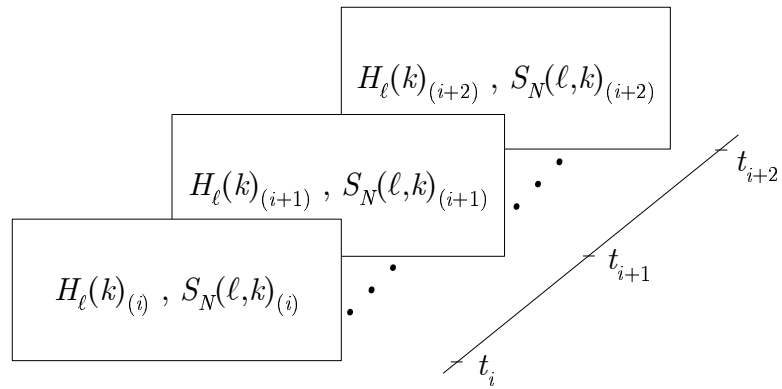


Figura 6.20: Diagrama del resultado que proporciona el simulador de modelo de canal cíclico

Esta información sirve para definir completamente el modelo de comportamiento del canal según fue descrito en la sección 4.3.3: será una sucesión aleatoria de canales LPTV de variación lenta con un ruido aditivo cicloestacionario. Estos canales irían cambiando a largo plazo según los tiempos de transiciones almacenados, como se representa gráficamente en la fig.6.20.

6.6.3. Resultados Ilustrativos del Simulador Cíclico

El objetivo de este apartado es demostrar que el simulador en su modo de funcionamiento cíclico proporciona resultados razonables y comparables con los registrados en las medidas del capítulo 5, pero sin hacer una evaluación de las características cíclicas de los canales simulados, pues ya se realizó sobre resultados de medidas.

Además, solamente se resaltan aspectos del sistema simulado relacionados con la variación cíclica, pues todo lo demás ya se ha tratado en el apartado 6.5.4. Por ejemplo, la variación del comportamiento del enlace a largo plazo, según las conmutaciones entre estados de carga diferente, es igual que en el caso LTI aunque los parámetros que definen el canal en cada estado sea diferente. Por este motivo en esta sección sólo se van a estudiar resultados para un enlace 'estático', en el que los dispositivos no cambian de estado de conexión.

La configuración de canal usada se corresponde con la red del apartamento descrito en el apartado 6.5.4 del simulador LTI, con el propósito de facilitar las comparaciones. En esta ocasión se han ubicado el transmisor y el receptor en el mismo circuito, el de cables de 2.5mm^2 , entre los cuales resulta un camino principal de 21.5m. En la red se han distribuido más de diez dispositivos con comportamiento invariante y cinco más con características cíclicas.

Respuesta en frecuencia

Bajo estas condiciones se ha obtenido la respuesta en frecuencia cuya amplitud se muestra en la fig.6.21. En la representación se puede apreciar claramente una variación cíclica en muchas frecuencias, destacando por ejemplo las bandas por debajo de 2MHz, entre 7 y 10MHz, y entre 13 y 17MHz. Con la ayuda de la escala de color se puede ver que los cambios durante el ciclo exceden los 10dB en algunos casos, tanto en regiones de baja atenuación como en otras con mayores niveles.

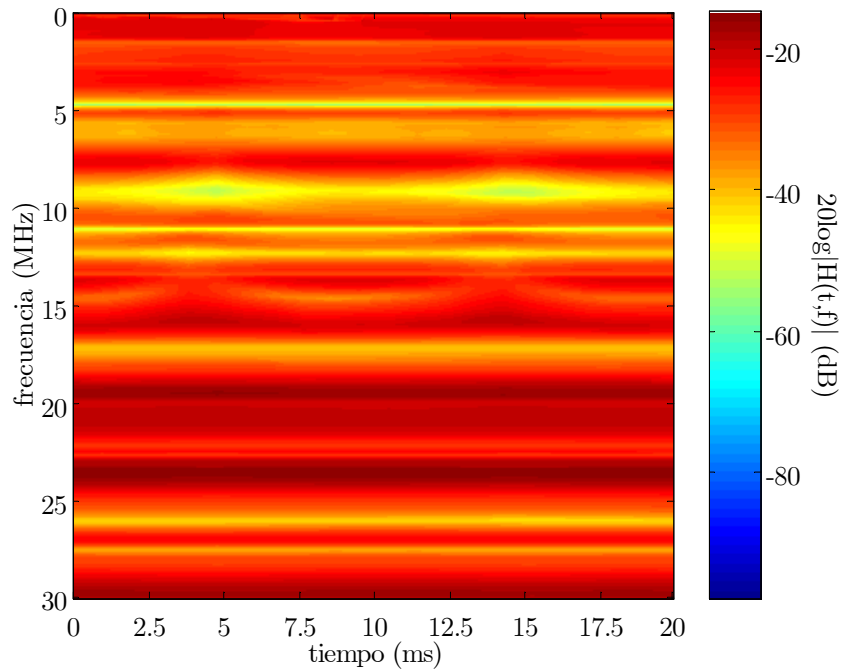


Figura 6.21: Amplitud de la respuesta en frecuencia de un canal simulado para un apartamento

La atenuación media se sitúa en un valor de aproximadamente 35dB. En la gráfica, se observa que la forma de la variación cíclica no es uniforme para todas las frecuencias lo que es atribuible a que está originado por diversos dispositivos (aunque en ocasiones esto puede suceder incluso para un mismo dispositivo).

Para resaltar la selectividad en frecuencia de la variación cíclica se ha representado en la fig.6.22 la máxima excursión normalizada de la respuesta en frecuencia, $MENH(k)$, definida en (5.10). De este modo, se comprueba cómo algunas frecuencias exhiben variaciones periódicas de mayor intensidad que otras, alcanzado cambios de un 150% y en media para todas las frecuencias en torno al 50% (unos 6dB). Conviene incidir, de nuevo, en que los valores concretos de las frecuencias más influidas por los cambios cíclicos no son relevantes pues para otra configuración serán otros, pero sí que tiene interés el efecto por sí mismo y su magnitud.

Además, el margen dinámico de la variación cíclica de la respuesta del canal va a depender no sólo de las cargas que tenga conectadas, sino también de dónde las tenga conectadas en relación al camino principal del enlace. Esto puede ser simulado haciendo modificaciones en la estructura de red, cambiando de sitio los dispositivos.

Por otra parte, es interesante explorar la forma de la selectividad temporal de la respuesta fijando la frecuencia. Esto se ha reflejado en la fig.6.23, en la que se han elegido los perfiles correspondientes a 7.62 y 15.82MHz que resultan ser de tendencias opuestas, es decir que los máximos de uno coinciden con los mínimos del otro.

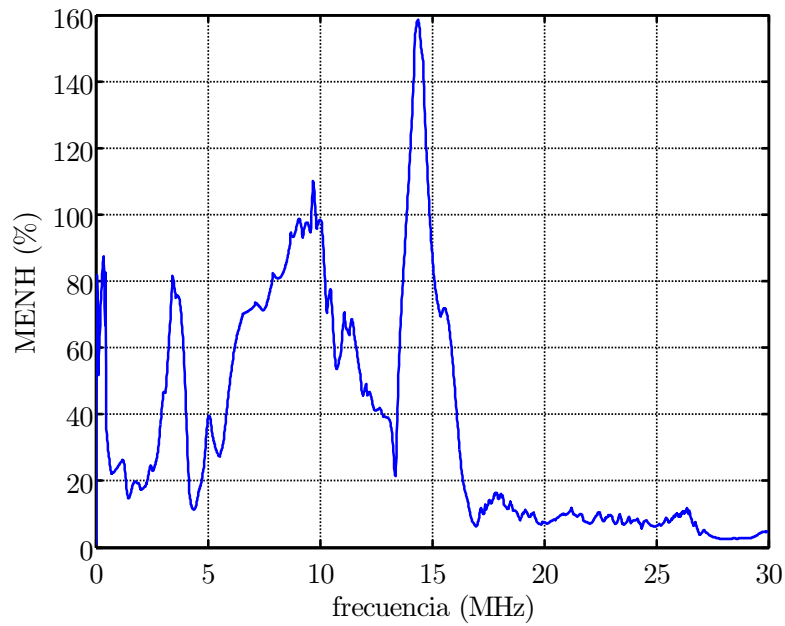


Figura 6.22: Máxima excursión normalizada de la respuesta en frecuencia de la fig.6.21

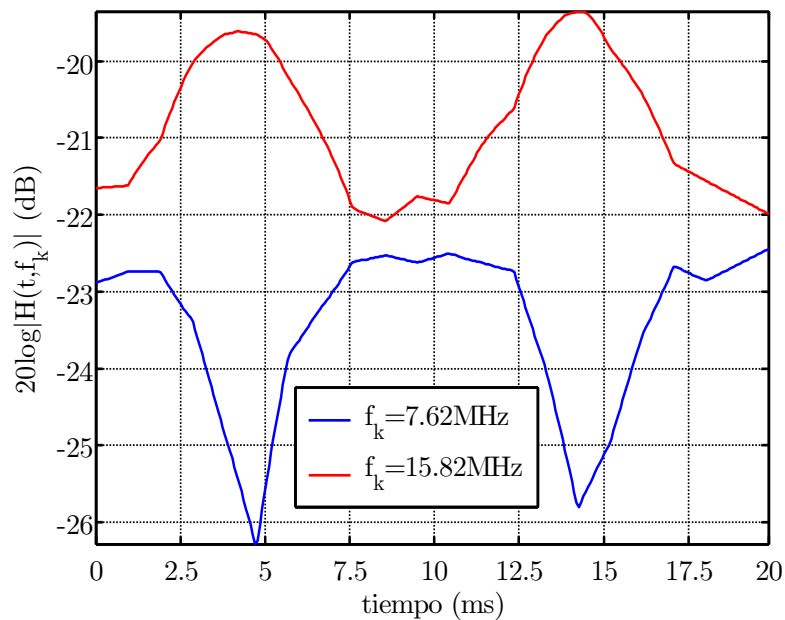


Figura 6.23: Evolución cíclica de la respuesta de amplitud de la fig.6.21 para dos frecuencias

Ruido

En la fig.6.24, se puede apreciar la DEP instantánea recibida que se ha obtenido para el canal simulado. Como sólo contiene 5 dispositivos que actúan como fuentes ruidosas variantes en el tiempo, la forma que se observa en la gráfica recuerda necesariamente a la del ruido emitido por ellos, aunque atenuados por la red. Este resultado corresponde al ruido recibido, considerando que todos están en su estado activo y distribuidos entre los enchufes de los cuatro circuitos eléctricos modelados. Se producen singularidades en fases temporales diferentes, pues están provocadas por dispositivos distintos, por ejemplo en torno a 5 y 15ms en baja frecuencia y entre 9 y 14ms en frecuencias mayores.

En la siguiente figura, la 6.25, se ha incluido la máxima excursión de la DEP instantánea de ruido, $MER(k)$, definida en (5.12). En este caso se observa también una fuerte dependencia con la frecuencia, decreciendo la excursión a medida que aumenta la frecuencia, aunque hasta los 10MHz se exceden los 5dB ⁶. Este resultado es congruente con el hecho de que en general el ruido se concentra en bandas de baja frecuencia.

A continuación, en la fig.6.26 se ha representado la evolución temporal del ruido durante el período de red para las frecuencias de 180kHz y de 8.06MHz. Es interesante notar que a pesar de la atenuación de los circuitos acopladores empleados en las medidas originales, a 180kHz existe bastante ruido. La gráfica exhibe la superposición de las contribuciones de diferentes dispositivos.

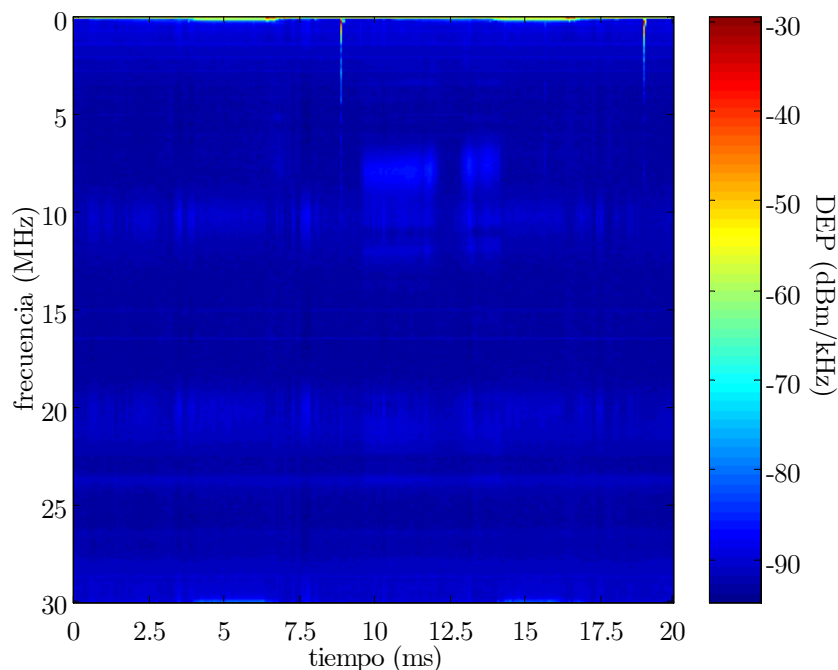


Figura 6.24: DEP instantánea de ruido del canal simulado para un apartamento

⁶Se recuerda que el repunte de la curva en 30MHz no es significativo pues a esa frecuencia aparecen algunas componentes debidas a distorsión provocada por la instrumentación de medida.

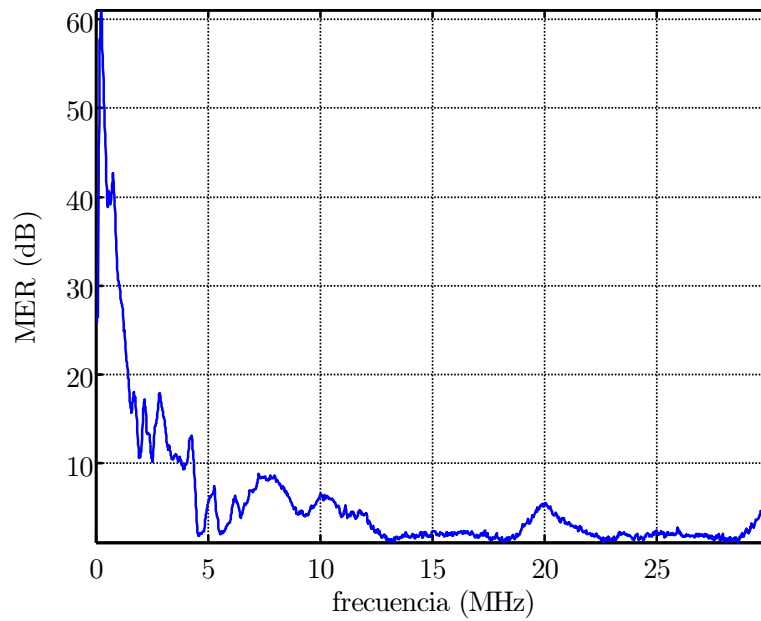


Figura 6.25: Máxima excursión de la DEP instantánea de ruido de la fig.6.24

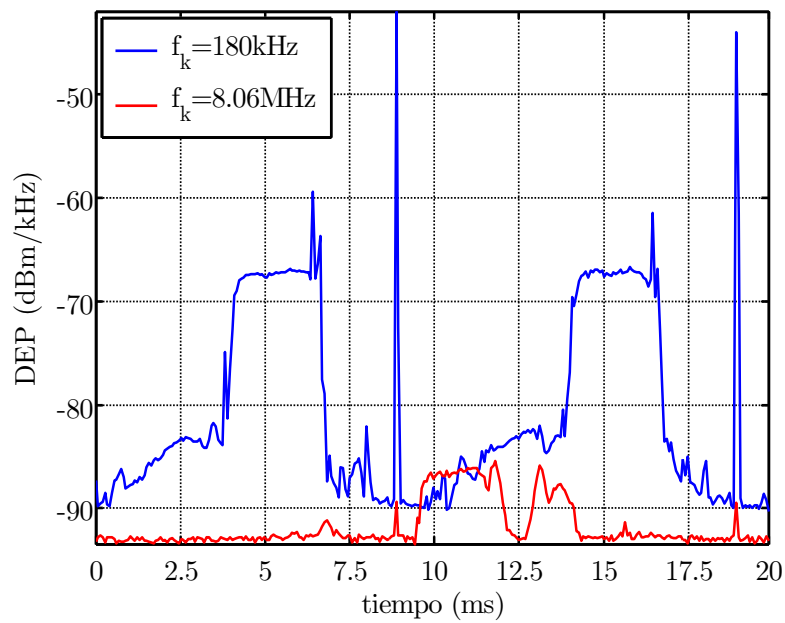


Figura 6.26: Evolución cíclica de la DEP de ruido de la fig.6.24 para dos frecuencias

Las gráficas de resultados del simulador mostradas están en concordancia, como cabía esperar, con las de medidas sobre canales reales.

6.6.4. Simulador de Comportamiento de Canal Cíclico

En el capítulo 4 se definió el modelo de canal cíclico, en la fig.4.7, de manera general para señales en tiempo continuo. Su realización práctica obliga a convertirlo a tiempo discreto, muestreando a razón de T_s en las dos variables temporales t y τ que respectivamente dan lugar a las variables n y m , resultando en un esquema como el representado en la fig.6.27. Se sigue la misma notación que en el simulador de comportamiento LTI descrito el apartado 6.5.5 y, de nuevo, está constituido por dos filtros: de canal y de ruido, sólo que en este caso son variantes con el tiempo.

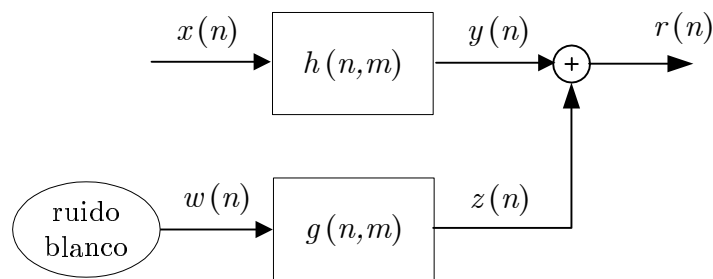


Figura 6.27: Esquema del modelo de canal cíclico equivalente en tiempo discreto

Como se explica a continuación, la respuesta del filtro de canal se obtiene directamente de $H(t, f)$, pero la respuesta del filtro de ruido hay que calcularla a partir de la ecuación (4.16) y la DEP instantánea deseada a su salida, la del ruido recibido $S_N(t, f)$.

La lentitud de la variación del canal hace innecesario que el simulador estructural trabaje con una resolución en la dimensión cíclica al nivel del período de muestreo T_s . Por ello, se estableció un intervalo de invarianza T_ℓ durante el cual el sistema se supone constante, y se dividió el ciclo de red en L de estos intervalos. El intervalo de invarianza, lógicamente supone una discretización temporal más gruesa y contendrá M intervalos de muestreo.

Los parámetros de sistema proporcionados por el simulador estructural son: la respuesta en frecuencia del canal $H_\ell(k)$ y la DEP instantánea de ruido total recibido $S_N(\ell, k)$, ambos matrices de dimensiones $L \times N$.

Las relaciones entre estas magnitudes temporales se recogen a continuación,

$$\begin{aligned} T_0 &= L \cdot M \cdot T_s \\ T_\ell &= M \cdot T_s \\ T_0 &= L \cdot T_\ell \end{aligned} \tag{6.5}$$

La representación mediante subdivisión en intervalos de invarianza significa un diezmado en la variable n , por el factor de M muestras. Por esta razón, para construir el simulador de

comportamiento con la tasa de muestreo adecuada a la velocidad de transmisión, es necesario generar las respuestas impulsivas de los filtros $h(n, m)$ y $g(n, m)$, por medio de algún tipo de interpolación.

Filtro de canal

El objetivo será conseguir la respuesta al impulso del filtro de canal que aparece implícita en la relación entrada-salida del sistema en ausencia de ruido,

$$y(n) = \sum_i h(n, n - i)x(n - i) \quad (6.6)$$

La respuesta será periódica en n con un período de $L \cdot M$ muestras, y el índice i abarca la duración efectiva de la duración de $h(n, n - i)$.

Para calcular $h(n, n - i)$ se dispone de $H_\ell(k)$, la respuesta en frecuencia de los sistemas LTI equivalentes en cada intervalo de invarianza. A partir de ella, mediante la transformación inversa de Fourier, se consigue la respuesta al impulso de L filtros FIR $h_\ell(n)$.

El índice temporal ℓ , a razón de T_ℓ , tiene la siguiente relación con el índice de tiempo n , a razón de T_s ,

$$\begin{aligned} n &= \ell \cdot M + \lambda \\ \ell &= 0, 1, 2 \dots L - 1 \\ \lambda &= 0, 1, 2 \dots M - 1 \end{aligned} \quad (6.7)$$

Donde se ha incluido a λ como factor de expansión, que será utilizado en la interpolación para recomponer el sistema a la tasa original.

La respuesta del sistema invariante 'congelado' en n cada T_ℓ segundos quedaría reflejada en la siguiente relación entrada-salida,

$$y(n) = \sum_i h_{\lfloor \frac{n}{M} \rfloor}(i)x(n - i) \quad (6.8)$$

En ella, los filtros de canal en cada intervalo de invarianza son una versión 'retenida' LTI del filtro de canal LPTV deseado, es decir,

$$h_\ell(n) = h(\ell M + n, \ell M) \quad (6.9)$$

Para realizar la interpolación de las respuestas indexadas en ℓ se va a describir el método más simple, que se deriva del esquema presentado en la sección 5.2. Se trata de construir el filtro variante de canal mediante una interpolación de orden cero, que es en una aplicación directa de (6.8). En la fig.6.28 se muestra esta interpolación mediante un diagrama de bloques ⁷.

⁷La estructura que se presenta en la fig.6.28 es una representación de sistemas discretos de tasa múltiple denominada como forma directa tipo A [Phoong96]. Si no se cumple la limitación impuesta de que la respuesta al impulso del sistema LPTV sea suficientemente corta (ver 4-A.2), el estudio tendría también validez pero esa estructura debería ser cambiada por la de tipo B. A pesar de tal limitación, no muy restrictiva por otra parte, se ha elegido esta estructura por resultar más intuitiva.

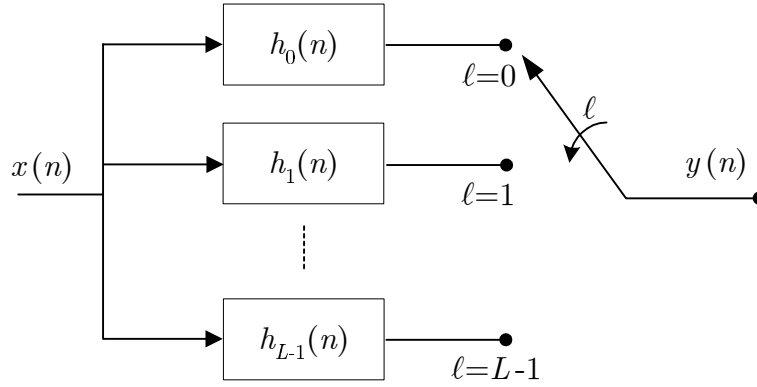


Figura 6.28: Síntesis de la respuesta variante del canal en función de las respuestas LTI mediante interpolación de orden cero

Otra alternativa, que podría dar un resultado más fiel en canales en los que la aproximación de variación lenta sea más discutible, porque sea difícil asumir que $h_\ell(n) \simeq h_{\ell+1}(n)$ (bien porque el intervalo de invarianza no sea tan 'pequeño' o la variación del canal no sea tan 'lenta'). Esta opción consistiría en utilizar una interpolación lineal y cuya estructura se describe en la fig.6.29. En este caso, la interpolación de la respuesta entre los distintos intervalos de invarianza se realiza mediante la combinación lineal de la respuesta de cada filtro LTI con la de su adyacente. La ponderación de esa combinación la gobierna el índice de expansión λ , que va desplazando la respuesta del sistema variante, muestra a muestra, de un intervalo de invarianza al siguiente.

Con la ayuda del dibujo, es más sencilla la interpretación de la ecuación que rige la síntesis de la respuesta variante del canal a razón de T_ℓ , que sería,

$$\begin{aligned}
 y(n) &= \sum_{m=0}^{ML-1} [h_\ell(m) \cdot (1 - \frac{\lambda}{M}) + h_{\ell+1}(m) \cdot (\frac{\lambda}{M})] \cdot x(n - m) \\
 &= \sum_{m=0}^{ML-1} [h_\ell(m) \cdot (1 - \frac{n - \ell L}{M}) + h_{\ell+1}(m) \cdot (\frac{n - \ell L}{M})] \cdot x(n - m) \\
 &= \sum_{m=0}^{ML-1} [h_{\lfloor \frac{n}{L} \rfloor}(m) \cdot (\frac{M - n + \lfloor \frac{n}{L} \rfloor L}{M}) + h_{\lfloor \frac{n}{L} \rfloor + 1}(m) \cdot (\frac{n - \lfloor \frac{n}{L} \rfloor L}{M})] \cdot x(n - m)
 \end{aligned} \tag{6.10}$$

Donde se observa, tras una comparación con (6.6), que el primer factor del sumatorio constituye la respuesta variante del sistema en n y m , expresada en función de las respuestas LTI de la aproximación.

El efecto de los coeficientes de ponderación variantes según λ , representa el uso de un filtro interpolador variante de dos coeficientes entre cada dos respuestas LTI contiguas. Esta idea se refleja en la fig.6.30, donde se vislumbra la respuesta triangular de un filtro de $2M$ muestras, que se iría recorriendo al cambiar los dos coeficientes de cada filtro interpolador en la estructura de la fig.6.29.

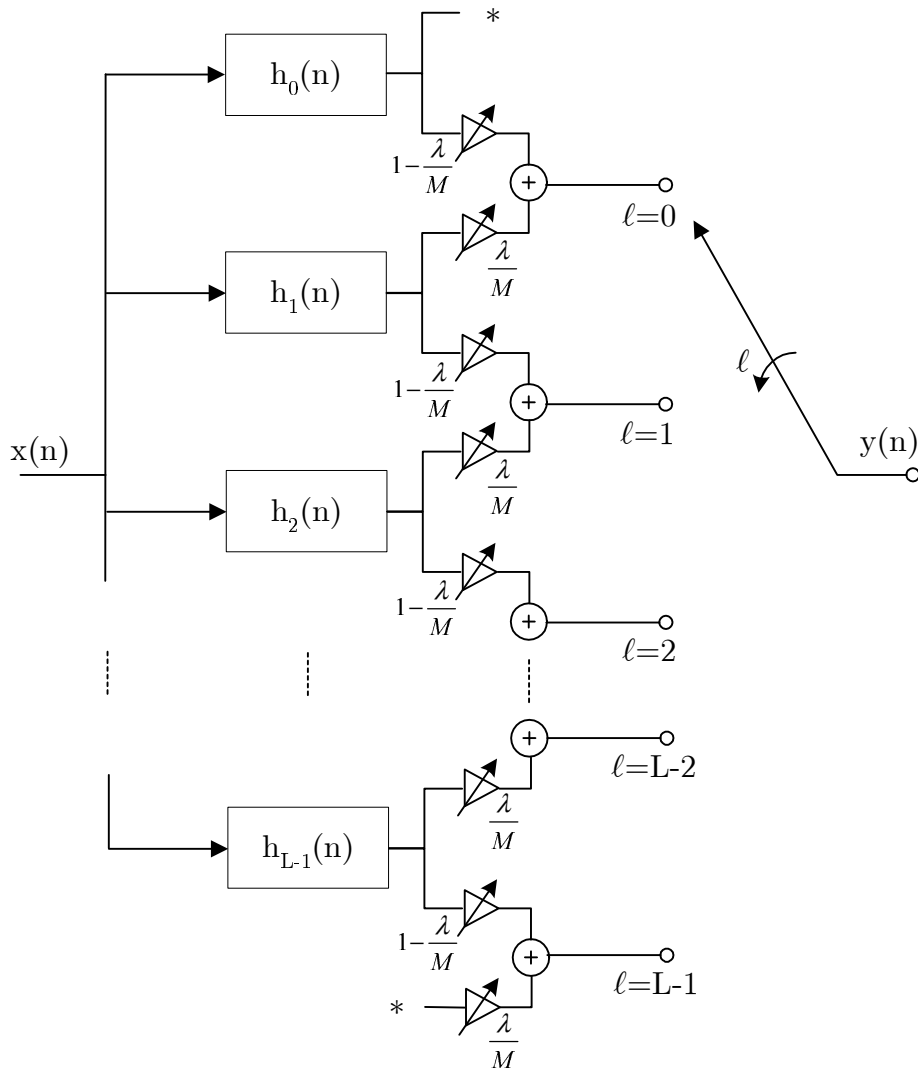


Figura 6.29: Síntesis de la respuesta variante del canal en función de las respuestas LTI.
Interpolación lineal

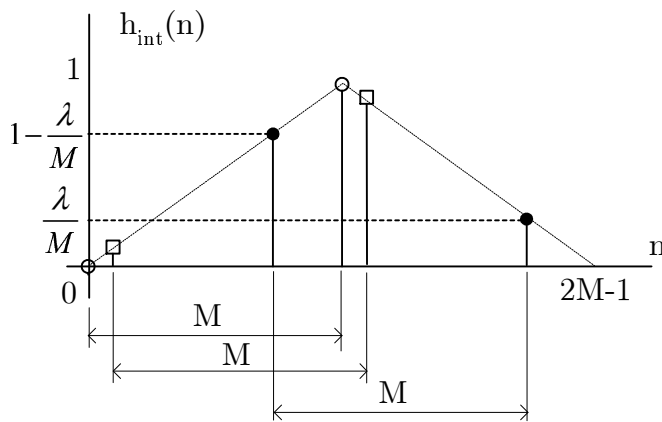


Figura 6.30: Filtro interpolador variante equivalente a la estructura usada en la síntesis mediante interpolación lineal

El simulador de canal cíclico se puede considerar como el caso más general, ya que el simulador LTI anterior es una simplificación. De hecho, el simulador cíclico se puede reducir al simulador LTI: sería como considerar que el canal no tiene una apreciable variación temporal. En tal caso, se puede eliminar el carácter periódico reduciendo el comportamiento del canal a un sistema LTI cuya respuesta sería el valor medio de las respuestas impulsivas $h_\ell(k)$, es decir,

$$h(n) = \frac{1}{L} \sum_{\ell=0}^{L-1} h_\ell(n) \quad (6.11)$$

Filtro de ruido

De forma análoga a (6.6), la relación entrada-salida del filtro variante de ruido del modelo de la fig.6.27 será,

$$z(n) = \sum_i g(n, n-i)w(n-i) \quad (6.12)$$

La respuesta al impulso $g(n, m)$ será también periódica en n con período de $L \cdot M$ muestras. Para obtenerla, se dispone de la DEP instantánea de ruido total recibido, $S_N(\ell, k)$, que se puede interpretar como la DEP que se recibiría en cada uno de los estados invariantes del canal según el índice ℓ . Para cada uno de los estados se calcula la respuesta de un filtro conformador de tipo FIR, $g_\ell(n)$, siguiendo un modelado de tipo MA como en el diseño del filtro de ruido del simulador de comportamiento LTI.

Se asume que la excitación es ruido blanco, de DEP constante $S_w(k) = \sigma_w^2$, y se obtienen los coeficientes del filtro FIR $g_\ell(n)$, cuya transformada de Fourier $G_\ell(k)$ cumple con la condición de que $\sigma_w^2 \cdot |G_\ell(k)|^2 = S_N(\ell, k)$.

Finalmente, para conseguir $g(n, m)$ se debe realizar una interpolación por un factor M , expandiendo el índice ℓ de la fase temporal del ciclo de red para llevarlo a la tasa de muestreo del sistema de transmisión, como en la fig.6.28.

También sería posible obtener un filtro de ruido correspondiente a un simulador de comportamiento LTI que represente en promedio al simulador cíclico. La respuesta en frecuencia del filtro LTI $G(k)$ estaría relacionada con las respuestas en frecuencia $G_\ell(k)$ de la siguiente forma,

$$|G(k)| = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{\ell=0}^{L-1} |G_\ell(k)|^2} \quad (6.13)$$

El simulador de comportamiento es un conjunto de dos esquemas como el descrito en la fig.6.28, uno con los filtros $h_\ell(n)$ y otro análogo con los filtros conformadores del ruido $g_\ell(n)$. Esta representación es una realización aleatoria del canal calculada por el simulador estructural para uno de sus estados de conexión de dispositivos.

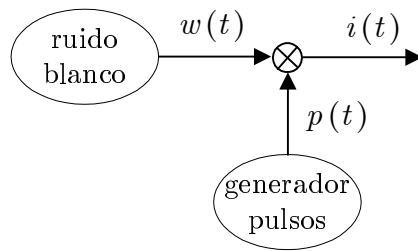


Figura 6.31: Esquema de generación de ruido impulsivo

6.7. Incorporación del Ruido Impulsivo al Simulador

En las secciones previas, los modelos de canal sólo han contemplado perturbaciones de carácter estacionario o cicloestacionario. En esta sección se va a realizar una ampliación del simulador para que incluya además ruido impulsivo (cuyos parámetros estadísticos no responden a esa caracterización).

En el capítulo 1 se mencionaba que existen componentes de ruido impulsivo que en realidad presentan variación periódica con el ciclo de red en sus parámetros estadísticos, por lo que pueden ser representados en los modelos anteriores como ruido cicloestacionario. El interés se centra ahora en el denominado *ruido impulsivo asíncrono* que no encaja con el modelado previo (ya que no tiene sentido extraer de él una densidad espectral de potencia ni siquiera 'instantánea').

Aunque el origen de este tipo de ruido es misceláneo, algunas medidas realizadas indican que está causado principalmente por transitorios esporádicos que se producen en la red eléctrica, no necesariamente asociados a los dispositivos conectados a la red de cableado propia.

Existen referencias en las que se aborda el análisis del ruido impulsivo en canales sobre redes eléctricas, las más antiguas centradas en baja frecuencia [Chang89] y otras más recientes que extienden el estudio hasta decenas de MHz [Zimmer02, Degard02]. Éstas últimas se han tomado como base para diseñar el procedimiento de generación de ruido impulsivo en el simulador.

Se ha supuesto que este ruido es el resultado de multiplicar secuencias aleatorias de pulsos rectangulares $p(t)$ por ruido blanco, como se muestra en la fig.6.31, obviando características espectrales más detalladas (en realidad suelen ser superposiciones de sinusoides de frecuencia variable y amortiguadas por una envolvente exponencial decreciente).

Además, se ha asumido que para describir estas secuencias de pulsos se requieren tres variables aleatorias: la amplitud (A_i) y duración (D_i) de los pulsos y el tiempo entre pulsos (TEP_i). Un ejemplo de posible realización de las secuencias de pulsos aparece dibujada en la fig.6.32.

Los parámetros de estas variables aleatorias se han calculado a partir del análisis de los resultados de medidas proporcionados en [Zimmer02] y [Degard02]. En el primer caso, las medidas fueron realizadas en redes eléctricas de baja tensión exteriores e interiores y, en el segundo, en la red interior de un domicilio.

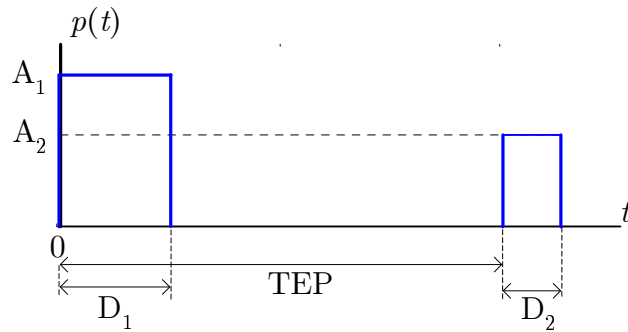


Figura 6.32: Secuencias de pulsos para describir el ruido impulsivo

- **Amplitud, A_i .** Es una variable medida en voltios y que ha sido modelada mediante una distribución Rayleigh, cuya función densidad de probabilidad aparece en (6.1). El valor de la moda elegido por defecto ha sido $\sigma=1.2$, que da lugar a un valor medio de 1.5 y una desviación típica de 0.8. Valores razonables para σ estarían comprendidos entre 0.75 y 2.
- **Duración, D_i .** Es una variable medida en μs , para la que se ha asumido una distribución exponencial de función densidad de probabilidad,

$$f_X(x) = \alpha \cdot e^{-\alpha x} \tag{6.14}$$

La media de la distribución se corresponde con $1/\alpha$, y el valor elegido por defecto ha sido $\alpha = 0.02$, por lo que la duración media de los pulsos sería de $50\mu s$ (para una $f_s=60\text{Mm/s}$, equivaldría a 3000 muestras). A la luz de las medidas consultadas, valores razonables de duración media estarían entre los 10 y $200\mu s$.

- **Tiempo entre pulsos, TEP_i .** Se mide en segundos, y es una variable aleatoria que también se ha asumido que sigue una distribución exponencial, en este caso con: $\alpha=0.2$. Esto indica una tasa media de llegada de pulsos de 5s, que se correspondería con 250 ciclos de red, el rango de valores para α podría situarse entre 0.1 y 2 (es decir entre 10s y 0.5s de media entre pulsos) ⁸.

Para añadir el ruido impulsivo al simulador de comportamiento se ha trasladado el modelo de la fig.6.31 a tiempo discreto (ajustado con el período de muestreo general del simulador), como se representa en la fig.6.33. En ella, se suma la señal $i(n)$ a la señal proveniente del transmisor filtrada por el canal, $y(n)$, y al ruido estacionario o cicloestacionario, $z(n)$, que serían la salida del simulador LTI (ver fig.6.19) o cíclico (ver fig.6.27).

Para la generación de los pulsos se emplea un esquema simple de cadenas de Markov como el utilizado en el modelado de la dinámica de estados de conexión de dispositivos.

⁸En las referencias sobre el tema, suelen encontrarse recurrentemente valores de tiempo entre llegada de pulsos en torno a 10ms y 20ms. Esto se corresponde realmente con lo que denominan *ruido impulsivo periódico* relacionado con el ciclo de red que en el modelado propuesto en este trabajo se ha identificado como parte del ruido cicloestacionario e incorporado bien como ruido proveniente de dispositivos o como ruido externo.

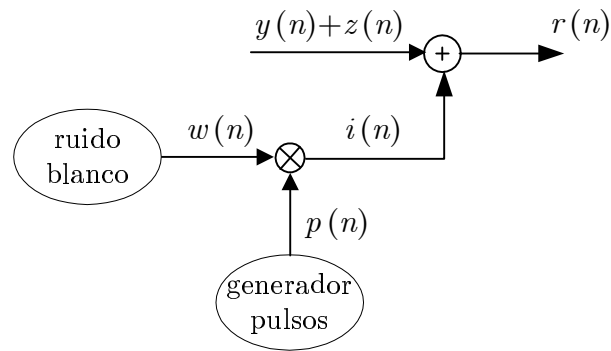


Figura 6.33: Adición del ruido impulsivo al simulador

El carácter esporádico del ruido impulsivo unido a la elevada tasa de muestreo del simulador, necesaria para modelar una banda de frecuencias tan ancha, hace que las simulaciones para evaluar el impacto del ruido impulsivo sobre la señal recibida sean de larga duración. Este hecho invita a estudiar este efecto a una escala temporal más elevada, por ejemplo a nivel de intervalo de invarianza (en promedio las ráfagas de ruido impulsivo durarían unos 10 intervalos), evaluando estadísticamente el porcentaje de intervalos afectados y su influencia sobre la calidad del sistema.

Capítulo 7

Conclusiones y Líneas de Continuación

En este último capítulo se recogen los resultados y aportaciones más importantes contenidos en esta tesis, se estudian algunas implicaciones sobre la realización de sistemas de transmisión derivadas del estudio del canal desarrollado y se describen algunas tareas que podrían servir como continuación del trabajo.

7.1. Conclusiones Generales

Las conclusiones más relevantes de la investigación se han agrupado en dos partes: sobre el modelado y simulación de canal propuestos y relativas a las características de las redes eléctricas como medio de transmisión.

Los resultados en relación con el **modelado del canal** propuesto son:

- Se ha realizado un modelado de las redes eléctricas interiores como medio de transmisión de información de banda ancha. Las bases del modelo de canal se asientan sobre la estructura real de las redes eléctricas y, partiendo de aproximaciones ligadas a la realidad física del medio, se han formulado modelos para caracterizar el comportamiento.
- Gracias a este modelado se pueden estudiar los efectos que producen sobre el comportamiento del canal las variaciones de la estructura de la red en diferentes localizaciones, cosa que no es posible realizar con los modelos de canal paramétricos existentes. La diversidad de dispositivos estudiados facilita cubrir una amplia gama de redes eléctricas interiores, aunque la aplicación más directa del simulador es a domicilios y pequeñas oficinas, que es donde se han desarrollado la mayor parte de las medidas que nutren el modelado.
- Se han propuesto dos modelos de comportamiento de canal para la estructura de red considerada, que responden al estudio de sus características según dos grados de aproximación a la realidad. El primero, es un modelo clásico de sistema LTI con ruido estacionario que es útil para representar el comportamiento promedio y es el enfoque seguido en las investigaciones que existen sobre el tema [Philipps99, Zimmer02b]. El segundo, es un modelo

original que se ajusta a las propiedades instantáneas del canal que van cambiando a lo largo del período de la señal de distribución de energía eléctrica y consiste en un sistema LPTV con ruido cicloestacionario. Dependiendo de la aplicación, se puede optar por un modelo u otro, existiendo un compromiso entre su grado de complejidad y su grado de aproximación, lo que da versatilidad al estudio del canal.

- Se han modelado las variaciones a largo plazo del canal provocadas por la conexión y desconexión de los aparatos eléctricos en la estructura de red. El resultado consiste en realizaciones aleatorias de ambos modelos de comportamiento de canal que dependen de la distribución estadística de las transiciones de estado de funcionamiento de los dispositivos.
- Se han realizado medidas de campo, de acuerdo con los dos modelos de comportamiento de canal, con un triple objetivo: de una parte, proporcionar datos para la construcción de simuladores de canal, de otra, evaluar las características de los canales según los dos enfoques, y finalmente, verificar la adecuación de los modelos a la realidad.
- Los procedimientos utilizados en la realización de las medidas, configuraciones de instrumentación y procesado de los datos registrados, resultan una aportación original en muchos casos, en relación con los sistemas de medida encontrados en la literatura sobre el tema [Philipps98, Liu99, Zimmer02].
- Se ha realizado una amplia campaña de medidas de las características de alta frecuencia de aparatos eléctricos de uso común en domicilios y pequeñas oficinas. Como resultado se ha logrado un estudio experimental más exhaustivo y riguroso que los conocidos, que abordan sólo aspectos parciales [Maruba97, Philipps98, Liu99]
- Se ha construido un simulador de canal siguiendo los modelos desarrollados, tanto de estructura como de comportamiento. Se han presentado algunos resultados ilustrativos obtenidos con el simulador, y se ha realizado una prueba comparativa de sus resultados con las medidas en un caso particular que demuestra su buena correspondencia con la realidad. Como parte del simulador, se ha diseñado una herramienta que permite generar canales aleatorios representativos de las redes eléctricas interiores existentes y que puede servir para desarrollar técnicas de transmisión y recepción que se adecúen a sus características.
- Se ha confeccionado una pequeña monografía que recoge las propiedades fundamentales de los sistemas LPTV y las señales cicloestacionarias y que sirve de ayuda para comprender el análisis del comportamiento cíclico del canal. Este apéndice constituye una aportación en sí mismo puesto que el tratamiento dado a esta problemática en las referencias existentes no es del todo satisfactorio. En algunas de ellas [Gardner94, Izzo02, Izzo02b], se hace un estudio con una profundidad y complejidad matemática excesivas para esta aplicación. En otras [Gardner86], se usa una notación muy genérica que puede ser simplificada para estudiar los canales de red eléctrica, o se hace una descripción demasiado superficial del tema [Meyr98]. Además se han incluido desarrollos y ejemplos propios.

Las conclusiones más importantes en relación con las **propiedades del medio de transmisión** son:

- La topología arborescente de la red, con tramos de línea no terminadas y con cargas no adaptadas, provoca propagación multicamino de la señal inyectada. Este fenómeno causa una dispersión de la energía transmitida que se traduce en un ensanchamiento de la respuesta al impulso del canal. También se observa una fuerte distorsión, con mucha selectividad en frecuencia y una alta atenuación, que será función del grado de ramificación de la red, por ejemplo del número de líneas desadaptadas que haya y sus longitudes, siendo en general mayor cuanto más extensa sea la red. La atenuación media del canal no depende sólo de la distancia del camino principal entre el transmisor y el receptor, sino también del grado de ramificación.
- El comportamiento del canal exhibe variaciones periódicas causadas por la dependencia del funcionamiento de los dispositivos conectados con el valor instantáneo de la tensión de red. Esta característica cíclica es lo suficientemente importante como para ser tenida en cuenta en el diseño de sistemas de transmisión eficientes que utilicen las redes eléctricas.

En la bibliografía existente en este campo, se ha obviado la naturaleza cíclica del canal, salvo algún apunte intuitivo [Chang86], en donde se habla de 'fading periódico de amplitud de 120Hz' al transmitir tonos de frecuencias inferiores a 100kHz, o la mención de componentes de ruido 'periódicas' con la red [Philipps98, Hooijen98].

- Los canales sobre red eléctrica se podrían catalogar dentro del tipo de canales variantes con desvanecimientos por propagación multicamino pero, a diferencia de los canales de radiocomunicación, variantes periódicamente con el tiempo. La variación temporal del canal es doble: existe una periodicidad de ritmo lento comparado con la duración de la respuesta al impulso y que se mantiene durante largos intervalos (varios órdenes de magnitud por encima del intervalo de invarianza) y existen cambios bruscos que delimitan estos intervalos estables. Los cambios observados vienen motivados por la conexión y desconexión de los equipos eléctricos que se alimentan de la línea, pero su tasa de ocurrencia es tan baja que se puede considerar que dan lugar a un canal nuevo. Es decir, que en cualquier caso se trata de un canal no selectivo en tiempo en relación con el multicamino.
- El nivel de ruido existente en las redes eléctricas es decreciente a medida que aumenta la frecuencia, concentrándose especialmente en la región hasta 1.5MHz. El origen de este ruido son los dispositivos eléctricos conectados, principalmente los de la propia red interior, y radiaciones electromagnéticas externas. Según su comportamiento estadístico existen dos tipos de perturbaciones: cicloestacionarias (incluyendo en ellas las estacionarias) y esporádicas. El ruido cicloestacionario se debe fundamentalmente a los aparatos eléctricos, está sincronizado con los 50Hz y exhibe una excursión notable a lo largo del ciclo de red. El ruido esporádico es de tipo impulsivo y cabe atribuirlo a conmutaciones de cargas eléctricas en la red, no necesariamente próximas.

7.2. Implicaciones en la Realización de Sistemas de Transmisión

La utilización de las redes eléctricas como medio de transmisión de banda ancha es una nueva alternativa para redes de área local en viviendas y pequeñas oficinas, acceso de alta velocidad a redes de telecomunicación de área extensa, domótica avanzada con intercambio de información de audio y vídeo, etc. Sin embargo, para aprovechar las posibilidades que ofrece este peculiar medio es necesario adaptar convenientemente las técnicas de transmisión y recepción convencionales.

A la luz de los conocimientos adquiridos sobre el canal se pueden formular algunas estrategias a seguir, que se recopilan a continuación:

- Dos problemas adicionales para los sistemas de comunicación sobre redes eléctricas interiores, que no se han analizado en este documento pero que tienen interés, son la privacidad de la información y la interferencia electromagnética. La señal se escapa de la propia instalación, por conducción a través de la acometida y por radiación, e ingresa en la de los vecinos. La atenuación que presentan los interruptores automáticos y los diferenciales es muy pequeña ¹ y tampoco los contadores introducen pérdidas que proporcionen un buen aislamiento (a lo sumo unos 10dB). Por ello, para garantizar la privacidad se deben combinar medios hardware, mediante filtros aisladores, y medios software, usando técnicas de encriptación de datos. Con el fin de paliar las interferencias electromagnéticas se deberían establecer máscaras de densidad espectral de potencia transmitida que protejan bandas de frecuencia susceptibles de captar las señales, como las de radionavegación, radioaficionados, etc.
- Precisamente los problemas asociados con la radiación de las señales han venido siendo uno de los principales inconvenientes para el despliegue de esta tecnología. Inicialmente, las máscaras de DEP de señal permitida por la regulación internacional [CEN94] (pensada para prevenir interferencias, no para garantizar la transmisión de información), hacían inviable la implantación de sistemas de banda ancha. Posteriormente, parece haberse decidido el habilitar la banda entre 10 y 30MHz para comunicaciones en interiores y la de 1.6 a 10MHz para acceso a redes WAN, pero aún no se han definido los niveles de emisión [ETSI00]. Actualmente, se han relajado las restricciones hasta que se apruebe la nueva normativa específica y algunos fabricantes de módems están empleando un valor de aproximadamente -20dBm/kHz de DEP transmitida (que de hecho fue ya considerado en [Cañete00]).
- Las técnicas de espectro ensanchado fueron originalmente abordadas como forma de cumplir con las limitaciones de potencia transmitida existentes [VGracht85, Dostert90, CEBus95], pero actualmente no resultan interesantes por su poca eficiencia espectral. Los sistemas que implementan estas técnicas repartirían la energía transmitida por igual en

¹Se ha medido la respuesta de amplitud y resulta una curva descendente muy suave hasta llegar a un máximo de unos 4dB en 30MHz

toda la banda de frecuencias del canal y buena parte de ella se perdería en las regiones de alta atenuación. Otro problema importante es el denominado efecto 'cerca-lejos' en entornos multiusuario: consiste en que la señal proveniente de otro transmisor cercano alcanza el receptor propio con un nivel decenas de dB por encima de la señal deseada, provocando su enmascaramiento. Este efecto aparece si la atenuación media del enlace entre el transmisor ajeno y el receptor propio es bastante menor a la del enlace deseado.

- El uso de esquemas de transmisión monoportadora no es aconsejable tampoco pues, para los regímenes binarios que demandan las nuevas aplicaciones de comunicación sobre redes eléctricas, tendrían que combatir un nivel de interferencia entre símbolos que difícilmente se podría reducir con igualación de banda ancha.
- La alta distorsión del canal puede ser subsanada con el empleo de esquemas multiporadora que dividan el ancho de banda global en subcanales lo suficientemente estrechos como para considerar plana la respuesta en ellos. Esta es la idea que implementan los sistemas DMT (*Discrete MultiTone*)², que utilizan un igualador en frecuencia de un coeficiente para cada subcanal (FEQ, *Frequency Equalizer*) [Cortés02]. Con este tipo de sistemas, se puede obtener una capacidad de transmisión de información elevada gracias a que es posible definir la cantidad de información de cada subcanal, en b/s/Hz, según la relación señal a ruido que presente. Pruebas experimentales demuestran se pueden transmitir varias decenas de Mb/s que con estos esquemas, en la mayoría de las ubicaciones [Cañete02, Cañete03].
- Además, el uso de sistemas DMT confiere a la comunicación una garantía de privacidad adicional, ya que son las características de cada enlace las que determinan los parámetros de la modulación usada. Estos sistemas se adaptan durante el establecimiento de la conexión a las condiciones del canal, que son bastante cambiantes. Esa adaptación se haría tomando como referencia el valor medio de la respuesta del canal y de la densidad espectral de potencia de ruido. Si un receptor ajeno en otra posición tratara de interceptar la transmisión, tendría que recibir la señal en las distintas portadoras con calidad parecida o superior para así poder ajustar correctamente los algoritmos de recepción. Esto es bastante improbable, especialmente en canales sobre red eléctrica.
- La incertidumbre sobre las propiedades del canal en una determinada ubicación y los cambios provocados por la conexión y desconexión de los aparatos eléctricos invitan a incorporar técnicas de transmisión adaptativas para que el sistema sea eficiente y robusto. Éstas pueden incluir estrategias ya consolidadas como: maximizar la capacidad mediante el ajuste de la velocidad de transmisión de cada subcanal según cambie su relación señal a ruido [Cortés02b] (medida en el receptor y enviada por el canal de retorno); o bien, garantizar la velocidad de transferencia de información ajustando la calidad de la señal para aplicaciones de tiempo real.

²La duración del símbolo DMT debe ser similar a la del intervalo de invarianza. Suficientemente larga para que su inversa, la resolución espectral sea menor que el ancho de banda de coherencia del canal. Pero suficientemente corta, menor que el tiempo de coherencia del canal, para poder desprestigiar la variación cíclica dentro de un símbolo.

- Se pueden aplicar técnicas diseñadas ad-hoc más novedosas que permitan aumentar la eficiencia del sistema, como algoritmos de recepción adaptados a las variaciones cíclicas de las propiedades del canal para funciones de igualación, estimación del canal, sincronización, etc.

7.3. Líneas de Continuación

En esta sección se revisan líneas de investigación que pueden complementar el trabajo desarrollado, algunas de las cuales ya están siendo abordadas.

Una tarea inmediata consistiría en realizar una evaluación de las **prestaciones alcanzables en canales de transmisión** sobre redes eléctricas interiores con la ayuda del simulador y los modelos diseñados. Esta línea de trabajo involucra varias partes claramente definidas,

- **Extracción de valores estadísticos de parámetros del canal.** Se pueden obtener características realistas o esperables realizando múltiples simulaciones de canal modificando los parámetros de la estructura de la red, los dispositivos conectados y el ruido. Tales características podrían incluir aspectos espectrales (atenuación por bandas, valores máximos, mínimos o promediados, ancho de banda de coherencia), relativos a las respuestas al impulso (dispersión del retardo, retardo medio), sobre el ruido recibido (valores máximos, mínimos y medios de la DEP, influencia del ruido impulsivo) y parámetros de variación temporal (frecuencia de cambios estado, margen dinámico de las variaciones cíclicas de la respuesta del canal y el ruido).
- **Estimación de la Capacidad de Información.** Es necesario hacer una evaluación de la capacidad de estos canales, que podría llevarse a cabo con la ayuda de los resultados estadísticos de la tarea anterior y de las medidas de canales reales. En especial se deben cubrir los siguientes hitos,
 - Estimación de valores teóricos de capacidad de canales según el modelo LTI. En [Cañete00b] se hizo un breve estudio mediante el método del vertido de agua aplicado a medidas.
 - Estimación de valores alcanzables mediante modelos de transmisión eficientes tipo DMT. En [Cañete00] se trató este aspecto de manera muy simplificada sobre medidas de canales reales.
 - Evolución temporal de la capacidad del canal. Se pueden analizar las variaciones cíclicas de la capacidad y hacer un estudio de la dinámica de variación a largo plazo.

Como líneas de continuación que sirvieran para profundizar en el **análisis del medio de transmisión** llevado a cabo en esta tesis se podrían mencionar,

- El estudio de las transiciones entre estados de la red causados por la conexión y desconexión de dispositivos. En el modelado presentado se ha asumido que son transiciones

instantáneas por simplicidad. Conviene analizar con medidas qué ocurre durante esas transiciones con mayor detalle y hacer un seguimiento de la incidencia de estos cambios a lo largo del día en canales reales. Con esa información se podría valorar la posibilidad de incorporar un modelado más sofisticado de las transiciones.

- La caracterización del ruido impulsivo no relacionado con el período de red, ya que en las publicaciones existentes las medidas realizadas no han diferenciado el ruido impulsivo del ruido cicloestacionario sincronizado con el ciclo de red.

También sería conveniente ampliar aspectos relacionados con el **modelado del canal**, como son:

- La realización de emuladores de canal, en tiempo real o a escalas de menor tasa de muestreo, que ayuden a la prueba de prototipos de sistemas de transmisión.
- El diseño de modelos paramétricos de canal que sirvieran como referencia para la regulación internacional de los productos para sistemas de transmisión sobre redes eléctricas.

Las peculiaridades de estos canales de transmisión y su reciente descubrimiento como alternativa tecnológica, al menos para sistemas de banda ancha, abren una oportunidad para la discusión y valoración de **esquemas de transmisión adecuados al medio**. Sería interesante trabajar en el desarrollo de técnicas de transmisión y de recepción adaptativas orientadas a conseguir receptores 'sofisticados' capaces de hacer un seguimiento de la variación intra-ciclo de la relación señal a ruido del canal. Para ello habrá que explorar algoritmos de igualación adaptativa y de sincronización basados en el ciclo de la señal de red.

Apéndice A

Señales y Sistemas Cíclicos

A.1. Introducción

El título de este apéndice pretende hacer referencia de un modo sintético a:

- Señales aleatorias no estacionarias pero que están periódicamente correlacionadas, también denominadas señales cicloestacionarias (CE) y, a
- Sistemas lineales variantes periódicamente con el tiempo (LPTV, *Linear Periodically Time-Varying*).

Existen fuentes que abordan en profundidad el análisis de las señales CE, los sistemas LPTV y sus interdependencias, bien de forma integrada ([Gardner86, Gardner94] son completas en este sentido e [Izzo02, Izzo02b] son también interesantes), o bien parcialmente [Gardner75, Meyer98, Crochie83, Phoong96, Hurd97, Dehay94]. Dado que estos estudios resultan bastante intrincados, aquí se presenta un resumen de las relaciones y conceptos más importantes y de aplicación más directa al modelado de canales sobre redes eléctricas. Además, se pretende establecer una formalización matemática y nomenclatura que sirva para homogeneizar el tratamiento de estas señales y sistemas a lo largo de la tesis.

Las señales CE son bastante comunes en muchos campos de la ciencia, especialmente en las que tratan de estudiar fenómenos de la naturaleza en los que se mezclan aleatoriedad y periodicidad de algún modo. Claros ejemplos son los procesos meteorológicos (influidos por la rotación y traslación de la Tierra, la Luna, etc.) o fisiológicos (relacionados con el ritmo cardíaco), señales acústicas o vibraciones (provocadas por máquinas o dispositivos con rotación) y, por supuesto, en sistemas de comunicaciones (donde la periodicidad se deriva de las modulaciones, la sincronización, etc.). En el caso de transmisión por redes eléctricas está especialmente justificado su estudio debido a la omnipresencia de la señal de distribución de energía, periódica de periodo $T_0 = 20ms$, que incide en las características de los dispositivos conectados a la red y, en consecuencia, en el comportamiento del canal.

El breve estudio de señales aleatorias y sistemas cíclicos que sigue a continuación cabe aplicarlo tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto. Se ha optado por desarrollarlo todo en tiempo continuo, que resulta más intuitivo. Su traslación a tiempo discreto es directa y de hecho se lleva a cabo en el cuerpo principal de esta tesis en varias ocasiones.

Un recurso básico para la descripción de funciones periódicas son las series de Fourier (SF). Se dice que $x(t)$ es periódica en t de período T_0 si $x(t + T_0) = x(t)$. En este caso, se puede realizar el siguiente desarrollo en serie,

$$x(t) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} X^\alpha e^{j2\pi\alpha t/T_0} \quad (\text{A.1})$$

que constituye la denominada ecuación de síntesis ¹, en la que los coeficientes X^α se calculan mediante la correspondiente ecuación de análisis,

$$X^\alpha = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) e^{-j2\pi\alpha t/T_0} dt \quad (\text{A.2})$$

A.2. Señales Aleatorias Cicloestacionarias

Una señal o proceso aleatorio continuo en el tiempo $X(t)$ es cicloestacionario en sentido estricto con período T_0 [Gardner86, Meyr98], cuando sus propiedades estadísticas son invariantes al hacer un desplazamiento temporal múltiplo de T_0 , es decir si $X(t)$ y $X(t - nT_0)$ tienen idénticas propiedades estadísticas para todo n entero. Se dice que un proceso es cicloestacionario (CE) en sentido amplio si tanto su media como su autocorrelación son periódicas para algún período común. Serán éstos últimos los que centrarán la atención de este apéndice.

Media, Autocorrelación y Espectro Cíclicos

La esperanza matemática o *media* de un proceso CE $X(t)$ de período T_0 , es periódica en t , es decir,

$$m_X(t) = E[X(t)] = E[X(t - nT_0)] = m_X(t - nT_0) \quad (\text{A.3})$$

por lo tanto es posible hacer su desarrollo en SF,

$$m_X(t) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} m_X^\alpha e^{j2\pi\alpha t/T_0} \quad (\text{A.4})$$

cuyos coeficientes se obtienen mediante la ecuación,

$$m_X^\alpha = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} m_X(t) e^{-j2\pi\alpha t/T_0} dt \quad (\text{A.5})$$

¹En la nomenclatura a seguir un superíndice con caracteres griegos, como α , aplicado a una función o variable no indicará exponenciación, sino el orden del coeficiente en un desarrollo en serie.

De manera análoga, la *autocorrelación* del proceso CE $X(t)$ es también periódica en t con período T_0 ,

$$\begin{aligned} R_X(t, t+u) &= E[X^*(t)X(t+u)] = E[X^*(t-nT_0)X(t-nT_0+u)] \\ &= R_X(t-nT_0, t-nT_0+u) \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

y es desarrollable en SF a partir de los correspondientes coeficientes según las siguientes relaciones,

$$R_X(t, t+u) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} R_X^\alpha(u) e^{j2\pi\alpha t/T_0} \quad (\text{A.7})$$

$$R_X^\alpha(u) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} R_X(t, t+u) e^{-j2\pi\alpha t/T_0} dt \quad (\text{A.8})$$

Las definiciones expuestas hasta ahora están orientadas a procesos que presentan una periodicidad única, sin embargo es posible encontrar otros con periodicidad múltiple en $T_0, T_1, T_2 \dots$. El estudio de éstos requiere extender (A.7) y (A.8) permitiendo que los coeficientes cíclicos no se restrinjan a los valores enteros $\alpha = 0, 1, 2, \dots$ que caracterizan las frecuencias armónicas α/T_0 ; sino que de forma más laxa se defina α para representar cualquier valor múltiplo de alguna de las frecuencias fundamentales de interés $1/T_0, 1/T_1, 1/T_2 \dots$. En tal caso los procesos se denominan casi cicloestacionarios, y (A.8), se convierte en,

$$R_X^\alpha(u) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_X(t, t+u) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (\text{A.9})$$

En términos generales, toda señal no estacionaria que presente algún coeficiente, de los anteriores α , no nulo, se dice que exhibe cicloestacionariedad. En cualquier caso, la atención de esta sección se va a centrar en procesos con periodicidad única ya que son los que aparecen al estudiar el comportamiento de los canales sobre redes eléctricas.

Es interesante detenerse a estudiar algunas propiedades de los coeficientes del desarrollo en serie de la autocorrelación. En particular el de orden 0 es el promedio temporal a lo largo de un ciclo de la autocorrelación,

$$R_X^0(u) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} R_X(t, t+u) dt = \langle R_X(u) \rangle \quad (\text{A.10})$$

Es inmediato comprobar su invarianza a la traslación temporal. Para ello supóngase un nuevo proceso aleatorio $Y(t) = X(t+t')$, que será obviamente también CE. Si se calculan los coeficientes de su función de autocorrelación se llega a,

$$R_Y^\alpha(u) = R_X^\alpha(u) e^{j2\pi\alpha t'/T_0} \quad (\text{A.11})$$

cuyo caso particular para $\alpha = 0$ demuestra la independencia de t . Por otra parte, el hecho de que el resto de coeficientes de orden superior no manifiesten esa invarianza a la traslación sino que presenten una variación cíclica (sinusoidal de frecuencia α/T_0), hace que a $R_X^\alpha(u)$ se le llame función de *autocorrelación cíclica* y que α sea el parámetro que cuantifica la aportación de cada armónico de la frecuencia fundamental $f = 1/T_0$ (para $\alpha = 1$). Un método para verificar si un determinado proceso es cicloestacionario para cierto período consiste en comprobar si su autocorrelación cíclica, según (A.8), tiene algún término no nulo para algún $\alpha \neq 0$.

Como analogía al conocido teorema de Wiener-Khinchin, aplicando la transformación de Fourier (TF) a la autocorrelación cíclica se pueden calcular los coeficientes espectrales,

$$S_X^\alpha(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_X^\alpha(u) e^{-j2\pi fu} du \quad (\text{A.12})$$

también denominados *espectros cíclicos*. A partir de ellos se construye, mediante la ecuación de síntesis de la SF, la *densidad espectral de potencia (DEP) instantánea*,

$$S_X(t, f) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} S_X^\alpha(f) e^{j2\pi\alpha t/T_0} \quad (\text{A.13})$$

que puede ser relacionada con la autocorrelación sustituyendo en la ecuación anterior (A.12) y (A.7) respectivamente, para llegar a,

$$S_X(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_X(t, t+u) e^{-j2\pi fu} du \quad (\text{A.14})$$

Se puede enunciar la expresión que permite calcular los espectros cíclicos directamente de la DEP instantánea,

$$S_X^\alpha(f) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} S_X(t, f) e^{-j2\pi\alpha t/T_0} dt \quad (\text{A.15})$$

El caso correspondiente a $\alpha = 0$, hace que (A.15) se convierta en el promedio temporal de la DEP instantánea a lo largo de un ciclo. Como se verá más adelante, $S_X^0(f)$ representa la DEP del proceso cicloestacionario.

De este modo se ha completado el conjunto de relaciones que ligán las distintas funciones de autocorrelación y de densidad espectral para procesos CE mediante pares transformados de SF y de TF, que se ilustran en la fig.A.1.

Densidad Espectral de Potencia de Señales Cicloestacionarias

La DEP se asocia de manera natural a la medida de la potencia de una señal contenida en una banda del espectro, que puede ser estimada mediante un analizador de espectros. Esta idea es

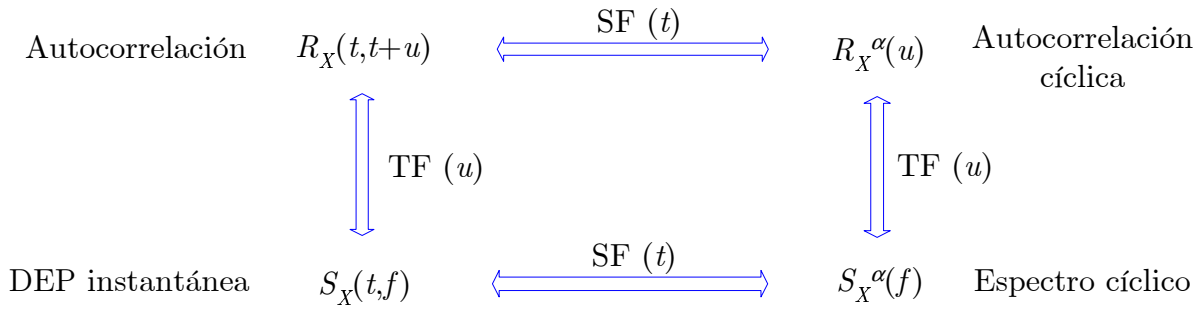


Figura A.1: Relaciones mediante pares transformados de las funciones de autocorrelación y de densidad espectral para señales CE

intuitiva cuando se estudian señales estacionarias, pero la situación cambia cuando se aplica a señales CE.

Las señales CE difieren de las estacionarias en que presentan una variación periódica, no obstante, esa característica puede ser eliminada sometiéndolas a una 'aleatorización'. A partir de un proceso CE $X(t)$ es posible obtener un proceso estacionario en sentido amplio $Y(t)$ mediante un desplazamiento temporal aleatorio.

Sea $Y(t) = X(t - \tau)$, y sea τ un retardo aleatorio uniformemente distribuido en el intervalo $[0, T_0]$ e independiente de $X(t)$. Aplicando el concepto de esperanza condicional y el teorema fundamental de la esperanza [Papoulis91], se puede comprobar que la media de $Y(t)$ es independiente de t y que, de hecho, es el promedio temporal de la media de $X(t)$,

$$m_Y = E[E[X(t - \tau)/\tau]] = E[m_X(t - \tau)] = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} m_X(t - \tau) d\tau = \langle m_X(t) \rangle_t = m_X^0 \quad (\text{A.16})$$

Procediendo de modo análogo para el cálculo de la autocorrelación de $Y(t)$, se demuestra que ésta es el promedio temporal de la autocorrelación de $X(t)$,

$$R_Y(u) = E[R_X(t - \tau, t - \tau + u)] = \langle R_X(t, t + u) \rangle_t = R_X^0(u) \quad (\text{A.17})$$

Utilizando la relación de pares transformados reflejada en (A.12), se deduce que $S_Y(f) = S_X^0(f)$ y, de la definición de la potencia media de un proceso aleatorio a partir de su densidad espectral de potencia (DEP) [Papoulis91], se puede llegar a la expresión,

$$E[|Y^2(t)|] = \int_{-\infty}^{+\infty} S_X^0(f) df \quad (\text{A.18})$$

que representa la potencia media esperada del proceso estacionario $Y(t)$. Por tanto, $S_X^0(f)$, el espectro cíclico de orden cero de $X(t)$, constituye la DEP de $Y(t)$. En la práctica, esa sería la medida que proporcionaría un analizador de espectros al aplicarle el proceso CE $X(t)$ (siempre que el tiempo de barrido no se sincronice con su período de ciclo y se promedien muchas trazas). Es por esto que el espectro cíclico de orden cero también recibe el nombre de DEP de un proceso CE.

Señales Cicloestacionarias y Sistemas LTI

A continuación se aborda el filtrado de señales CE mediante sistemas lineales e invariantes en el tiempo (LTI). Parece a priori intuitivo que una operación invariante en el tiempo aplicada sobre un proceso CE de período T_0 dará lugar a un nuevo proceso CE como se muestra en la fig.A.2.

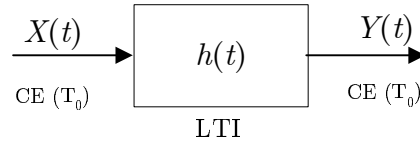


Figura A.2: Filtrado LTI de una señal CE

La relación entrada-salida de un filtro LTI viene determinada por la integral de convolución de su *respuesta al impulso* $h(t)$,

$$Y(t) = h(t) * X(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t-u)X(u)du \quad (\text{A.19})$$

Se procede a calcular la media del proceso a la salida $Y(t)$,

$$m_Y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t-u)m_X(u)du = \int_{-\infty}^{+\infty} h(s)m_X(t-s)ds \quad (\text{A.20})$$

esta expresión es periódica con período T_0 , ya que así lo es $m_X(t)$, de modo que puede ser desarrollada en SF mediante los correspondientes coeficientes dados por (A.5) y que resultan,

$$m_Y^\alpha = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} \int_{-\infty}^{+\infty} h(t-u)m_X(u) du e^{-j2\pi\alpha t/T_0} dt \quad (\text{A.21})$$

Tras sencillas manipulaciones se llega a,

$$\begin{aligned} m_Y^\alpha &= \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} \int_{-\infty}^{+\infty} h(s)m_X(t-s)ds e^{-j2\pi\alpha t/T_0} dt \\ &= \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} m_X(t-s) e^{-j2\pi\alpha(t-s)/T_0} dt \int_{-\infty}^{+\infty} h(s)e^{-j2\pi\alpha s/T_0} ds \\ &= m_X^\alpha \int_{-\infty}^{+\infty} h(s)e^{-j2\pi\alpha s/T_0} ds = m_X^\alpha \cdot H\left(\frac{\alpha}{T_0}\right); \end{aligned}$$

$$\boxed{m_Y^\alpha = m_X^\alpha \cdot H\left(\frac{\alpha}{T_0}\right)} \quad (\text{A.22})$$

que establece la relación entre los coeficientes de la media del proceso de salida y de entrada, a través de la *respuesta en frecuencia* del sistema, TF de la respuesta al impulso $H(f)$.

Mediante un procedimiento similar aplicado a la autocorrelación se puede calcular la relación entre los espectros cíclicos a la entrada y salida, llegando a la expresión,

$$\boxed{S_Y^\alpha(f) = H^*(f - \frac{\alpha}{T_0})H(f)S_X^\alpha(f)} \quad (\text{A.23})$$

Demostración. La consecución de esta expresión es un ejercicio un poco más complicado, y se detalla a continuación. Se parte de la definición de la autocorrelación del proceso de entrada dada en (A.6) y, usando en ella la relación entrada-salida del sistema LTI (A.19) se tiene que,

$$\begin{aligned} R_Y(t, t+u) &= E[Y^*(t)Y(t+u)] \\ &= E\left[\int_{-\infty}^{+\infty} h^*(t-s)X^*(s)ds \int_{-\infty}^{+\infty} h(t+u-v)X(v)dv\right] \\ &= \iint_{-\infty}^{+\infty} h^*(t-s)h(t+u-v)E[X^*(s)X(v)]dsdv \\ &= \iint_{-\infty}^{+\infty} h^*(t-s)h(t+u-v)R_X(s, v)dsdv \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

Es conveniente realizar un cambio en la variable de integración, $v = s + w$, para poner la expresión de la autocorrelación de entrada en la forma acostumbrada hasta ahora,

$$R_Y(t, t+u) = \iint_{-\infty}^{+\infty} h^*(t-s)h(t+u-s-w)R_X(s, s+w)dsdw \quad (\text{A.25})$$

llegando a una relación entre las autocorrelaciones de los procesos a la entrada y a la salida, que constituye de por sí un valioso resultado intermedio. A partir de él, y considerando el carácter cicloestacionario de $X(t)$, es posible desarrollar en SF $R_X(s, s+w)$ mediante (A.7) para obtener,

$$\begin{aligned} R_Y(t, t+u) &= \iint_{-\infty}^{+\infty} h^*(t-s)h(t+u-s-w) \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} R_X^\alpha(w)e^{j2\pi\alpha s/T_0} dsdw \\ &= \iint_{-\infty}^{+\infty} h^*(r)h(r+u-w) \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} R_X^\alpha(w)e^{j2\pi\alpha t/T_0} e^{-j2\pi\alpha r/T_0} drdw \\ &= \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} \iint_{-\infty}^{+\infty} h^*(r)h(r+u-w)e^{-j2\pi\alpha r/T_0} R_X^\alpha(w)drdw \cdot e^{j2\pi\alpha t/T_0} \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

en cuyo primer paso se ha realizado un cambio de variable de integración, $r = t - s$. La expresión final presenta el aspecto de un desarrollo en SF de la autocorrelación del proceso de salida $R_Y(s, s + w)$, siendo por tanto sus coeficientes,

$$R_Y^\alpha(u) = \iint_{-\infty}^{+\infty} h_\alpha(r)h(r + u - w)e^{-j2\pi\alpha r/T_0} R_X^\alpha(w) dr dw \quad (\text{A.27})$$

Para mejorar la legibilidad de esta ecuación se ha introducido la respuesta al impulso auxiliar $h_\alpha(t)$ definida como,

$$h_\alpha(t) = h^*(t)e^{-j2\pi\alpha t/T_0} \quad (\text{A.28})$$

Y aplicando la convolución de señales sucesivamente a las dos variables de integración se puede modificar la expresión anterior a,

$$R_Y^\alpha(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} [h_\alpha(w - u) * h(u - w)] R_X^\alpha(u) du = h_\alpha(-u) * h(u) * R_X^\alpha(u) \quad (\text{A.29})$$

que establece la relación entre los coeficientes de la autocorrelación a la entrada y la salida. Dado que la DEP es la transformada de Fourier de la autocorrelación de un proceso estacionario, se aplica (A.12), para conseguir expresar los espectros cíclicos a la salida en función de los de la entrada,

$$S_Y^\alpha(f) = H_\alpha(-f)H(f)S_X^\alpha(f) \quad (\text{A.30})$$

y sustituyendo en esta ecuación el valor de la transformada de Fourier de $h_\alpha(t)$,

$$H_\alpha(f) = TF [h(t)e^{j2\pi\alpha t/T_0}]^* = H^* \left(-f - \frac{\alpha}{T_0} \right) \quad (\text{A.31})$$

se llega al resultado deseado, que se enunciaba en (A.23).

Ejemplo. El resultado anterior permite comprender efectos observables al usar un analizador de espectros sobre una señal CE. La operación que éste realiza básicamente es la de un receptor superheterodino, es decir, la convolución de la entrada con la respuesta al impulso de un filtro sintonizado (puede suponerse ideal) que se va desplazando en frecuencia según cambia el valor de la frecuencia de barrido f_c ,

$$h(t) \cdot e^{j2\pi f_c t} \stackrel{TF}{\Leftrightarrow} H(f - f_c) \quad (\text{A.32})$$

Aunque está pensado para analizar señales estacionarias, con este instrumento se podría obtener una estimación de la DEP instantánea de una señal CE. Para ello, se debe sincronizar el barrido de frecuencia con el ciclo de la periodicidad, es decir, realizar un

desplazamiento de frecuencia de sintonía cada ciclo (el barrido completo duraría por tanto el número deseado de muestras en frecuencia por el período de ciclo). Si se toma una fase temporal inicial $t = t_i$ dentro del ciclo y si el ancho de banda de resolución se elige bastante mayor que la frecuencia cíclica fundamental $1/T_0$, entonces se puede asumir que $H(f - \frac{\alpha}{T_0}) \simeq H(f)$ y la siguiente simplificación es razonable,

$$\begin{aligned} S_Y(t, f) &= \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} H^*(f - \frac{\alpha}{T_0}) H(f) S_X^\alpha(f) e^{j2\pi\alpha t/T_0} \simeq |H(f)|^2 \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} S_X^\alpha(f) e^{j2\pi\alpha t/T_0} \\ &\simeq |H(f)|^2 \cdot S_X(t, f) \end{aligned} \quad (\text{A.33})$$

que representa una estimación de la DEP instantánea $S_Y(t, f)$ pero valorada en $t = t_i$. Si se repite el proceso para fases iniciales diferentes, se podría recorrer todo el ciclo y muestrear la variación en t de $S_Y(t, f)$ adecuadamente.

El procedimiento descrito sirve como método experimental de verificar si un proceso presenta cicloestacionariedad para un determinado período, basta con observar si la medida proporcionada por el analizador de espectros sincronizado con éste varía al cambiar la fase de disparo inicial del barrido.

Se revisan ahora algunas consecuencias interesantes de las propiedades anteriores.

Si se filtra un proceso CE mediante un sistema LTI paso bajo suficientemente selectivo en frecuencia, de modo que $H(f) = 0 \forall f > 1/T_0$, entonces

$$m_Y^\alpha = 0 \forall \alpha \neq 0 \Rightarrow m_Y = H(0)m_X \quad (\text{A.34})$$

la media del proceso de salida se hace independiente de t y además,

$$S_Y^\alpha(f) = 0 \forall \alpha \neq 0 \Rightarrow S_Y(f) = |H(f)|^2 S_X^0(f) \quad (\text{A.35})$$

la DEP instantánea tampoco presenta variación cíclica (es decir deja de ser 'instantánea'), de manera que a la salida del sistema LTI se obtiene un proceso estacionario. Es lógico, pues ese filtrado severo realiza un promediado de la señal que excede el ciclo.

Descomposición de una Señal CE como Combinación de Señales Estacionarias

Para analizar señales CE es útil descomponerlas en función de señales estacionarias. Entre las estrategias posibles para conseguirlo, se pueden mencionar el muestreo sincronizado con el ciclo de variación y el filtrado en subbandas.

Descomposición en el tiempo mediante muestreo sincronizado. Es la opción posiblemente más intuitiva [Crochie83]. Supóngase que se muestrea una señal CE $X(t)$ tomando L muestras equiespaciadas cada T_s en un intervalo T_0 , su período de variación cíclica, es decir $L = T_0/T_s$. Sea n el índice de tiempo discreto, $t = nT_s$, que puede expresarse como $n = mL + \ell$, siendo ²

² $\lfloor x \rfloor$ se define como la parte entera de x .

$m = \lfloor t/T_0 \rfloor = \lfloor (nT_s)/(LT_s) \rfloor = \lfloor n/L \rfloor$ y $\ell = 0, 1, \dots, L-1$ es la fase de muestreo dentro del ciclo (de otra forma $\ell = \text{mod}(n, L)$).

Se obtienen por tanto L señales discretas, una para cada fase de muestreo, que suponen un diezmado de la señal $X(t)$, y que se denominarán,

$$Z_\ell[m] = X(mT_0 + \ell T_s) = X(\lfloor t/T_0 \rfloor T_0 + \ell T_s) \quad (\text{A.36})$$

Combinando estas señales se compone una versión discreta del proceso original,

$$X[n] = X(nT_s) = \sum_{\ell=0}^{L-1} Z_\ell[\lfloor n/L \rfloor] \cdot \delta[n - \lfloor n/L \rfloor L - \ell] \quad (\text{A.37})$$

La relación existente entre la señal discreta y la continua, asumiendo que la tasa de muestreo es suficiente para que no exista *aliasing*, es [Proakis94],

$$X(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X[n] \cdot \text{sinc}(t/T_s - n) \quad (\text{A.38})$$

Mediante las ecuaciones (A.37) y (A.38) se puede poner la señal original $X(t)$ en función de las señales discretas $Z_\ell[m]$.

Este procedimiento de descomposición aparece representado en la fig.A.3, donde se aprecia también la interpolación de las L fases de diezmado para sintetizar la señal aleatoria original.

Es necesario verificar el carácter estacionario de las $Z_\ell[m]$, para ello pueden ser interpretadas como el resultado de un muestreo de $X(t)$ con un período de muestreo igual al período de variación cíclica, $T'_s = T_0$, pero con un tiempo inicial $t_\ell = \ell T_s$,

$$Z_\ell[m] = X(mT_0 + t_\ell) \quad (\text{A.39})$$

Seguidamente se calculan la media y la autocorrelación.

Por el carácter cíclico de $X(t)$, haciendo uso de (A.3), se cumple que,

$$m_{Z_\ell} = E[X(mT_0 + t_\ell)] = E[X(t_\ell)] = m_X(t_\ell) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} m_X^\alpha e^{j2\pi\alpha t_\ell/T_0} \quad (\text{A.40})$$

luego la media de $Z_\ell[m]$ sólo depende del tiempo inicial de muestreo t_ℓ y no del valor de m . Su autocorrelación igualmente depende de t_ℓ , como se comprueba usando (A.6),

$$R_{Z_\ell}[p] = R_x(t_\ell, t_\ell + pT_0) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} R_X^\alpha(pT_0) e^{j2\pi\alpha t_\ell/T_0} \quad (\text{A.41})$$

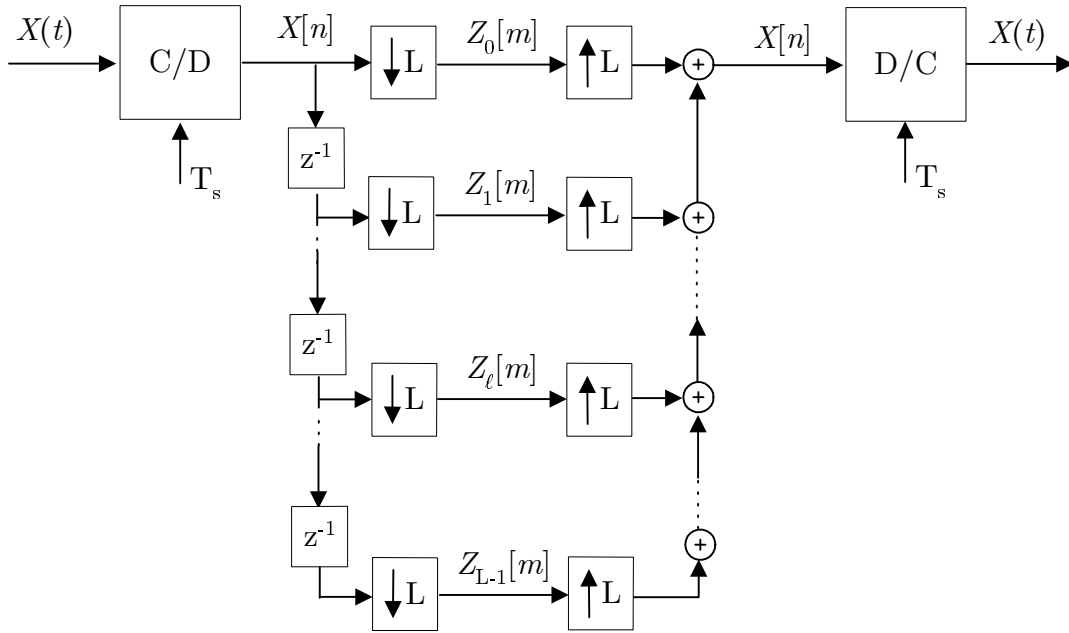


Figura A.3: Diagrama para la descomposición de un proceso CE en varios procesos estacionarios discretos y su posterior síntesis.

Por lo tanto, como ni m_{Z_ℓ} ni $R_{Z_\ell}[p]$ dependen de m , ni por tanto de t , se verifica que son estacionarias. De hecho, en muchas ocasiones $R_{Z_\ell}[p]$ será nula para $p > 0$ si $R_x(\tau)$ no es muy larga (al menos en comparación con T_0), como ocurre en canales sobre redes eléctricas.

Descomposición en frecuencia mediante filtrado. Un procedimiento alternativo para descomponer un proceso CE, es el filtrado en subbandas [Gardner86]. Se basa en la representación de la señal CE, sea $X(t)$ de período T_0 , en función de un conjunto de señales estacionarias $A^\alpha(t)$ ($\alpha = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$), como sigue:

$$X(t) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} A^\alpha(t) e^{j2\pi\alpha t/T_0} \quad (\text{A.42})$$

con

$$A^\alpha(t) = [X(t) e^{-j2\pi\alpha t/T_0}] * w(t) \quad (\text{A.43})$$

en la cual se ha introducido la función

$$w(t) = \frac{1}{T_0} \text{sinc}(t/T_0) \quad (\text{A.44})$$

Esta operación de convolución representa un filtrado selectivo que, recordando (A.34) y (A.35), garantiza la estacionariedad del proceso a la salida. Se puede reformular (A.43) para aproximarla a una realización mediante un banco de filtros según se ilustra en la fig.A.4,

$$A^\alpha(t) = X(t) * [w(t) e^{j2\pi\alpha t/T_0}] e^{-j2\pi\alpha t/T_0} \quad (\text{A.45})$$

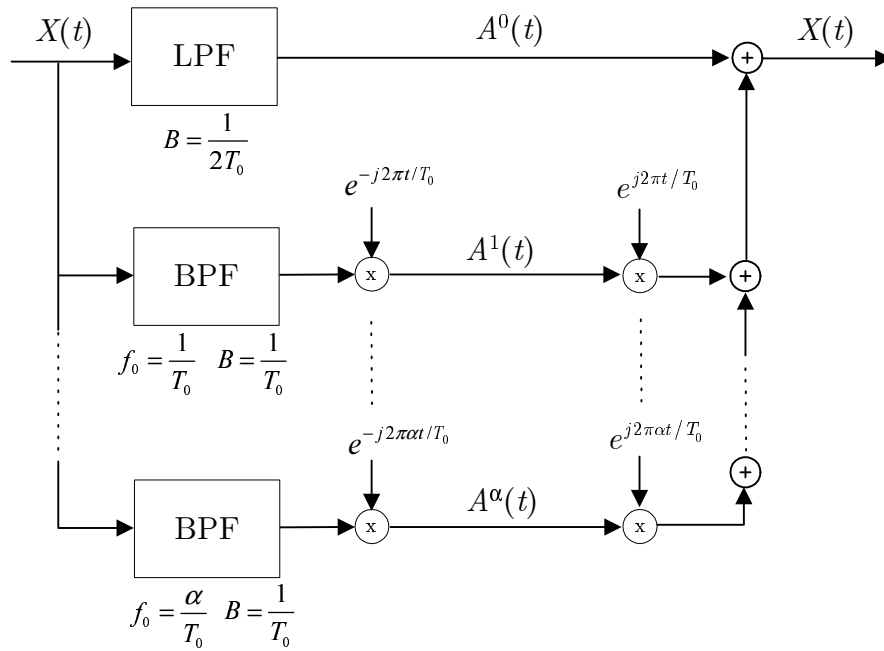


Figura A.4: Descomposición de una señal CE en otras estacionarias mediante un banco de filtros y posterior síntesis

Esta expresión trasladada al dominio de la frecuencia significa realizar un filtrado en bandas de anchura $1/T_0$ y centradas a los múltiplos enteros de la frecuencia de ciclo $1/T_0$, mediante filtros ideales cuya respuesta es,

$$H^\alpha(f) = W \left(f - \frac{\alpha}{T_0} \right) = \begin{cases} 1, & \text{si } |f - \frac{\alpha}{T_0}| < \frac{1}{2T_0} \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (\text{A.46})$$

Si el proceso original tiene un ancho de banda finito, tendrá un número finito de estas componentes estacionarias, que se denominan su representación en series armónicas, y que pueden interpretarse como el resultado de una operación de demultiplexación en el dominio de la frecuencia.

A.3. Sistemas Lineales Variantes Periódicamente

Un sistema lineal variante en el tiempo (LTV, *Linear Time-Variant*) se describe mediante su relación entrada-salida,

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, u)x(u)du \quad (\text{A.47})$$

donde $h(t, u)$ define la transformación y es la *respuesta al impulso* del sistema, medida en el instante t para una excitación aplicada en el instante u [Gardner86, Crochie83]. La simplificación

de la respuesta al caso $h(t, u) = h(t - u, 0) = h(t - u)$ caracteriza los sistemas lineales invariantes en el tiempo (LTI, *Linear Time-Invariant*).

Se denominan sistemas lineales variantes en el tiempo periódicamente (LPTV, *Linear Periodically Time-Varying*) si la respuesta es periódica en el tiempo, es decir que, asumiendo que el período es T_0 , deben cumplir que ³,

$$h(t - nT_0, t - nT_0 - \tau) = h(t, t - \tau) \quad (\text{A.48})$$

Respuestas Temporal y Frecuencial de Sistemas LPTV

Al ser la respuesta del sistema $h(t, t - \tau)$ periódica en t , cabe desarrollarla en SF mediante la correspondiente ecuación de síntesis reescrita para la ocasión,

$$h(t, t - \tau) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} h^\alpha(\tau) e^{j2\pi\alpha t/T_0} \quad (\text{A.49})$$

y la de análisis, que proporciona los coeficientes del desarrollo y que pueden denominarse la *respuesta al impulso cíclica*,

$$h^\alpha(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} h(t, t - \tau) e^{-j2\pi\alpha t/T_0} dt \quad (\text{A.50})$$

De estas relaciones se desprende de manera natural una descomposición del sistema LPTV en función de un conjunto de sistemas LTI. Efectivamente, introduciendo (A.49) en la respuesta del sistema (A.47),

$$y(t) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h^\alpha(\tau) x(t - \tau) d\tau \cdot e^{j2\pi\alpha t/T_0} \quad (\text{A.51})$$

de donde se deriva que la señal a la salida es la superposición de las respuestas de los filtros LTI $h^\alpha(t)$ moduladas por portadoras a múltiplos enteros de la frecuencia de ciclo $1/T_0$, es decir,

$$y(t) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} y^\alpha(t) e^{j2\pi\alpha t/T_0} \quad (\text{A.52})$$

Transformando al dominio de la frecuencia la ecuación anterior se llega a,

$$\begin{aligned} Y(f) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} y^\alpha(t) e^{j2\pi\alpha t/T_0} e^{-j2\pi f t} dt = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} y^\alpha(t) e^{-j2\pi(f - \frac{\alpha}{T_0})t} dt \\ &= \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} Y^\alpha \left(f - \frac{\alpha}{T_0} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.53})$$

³La notación $h(t, t - \tau)$ es equivalente a $h(t, u)$ pero resalta más la relación temporal entre excitación y respuesta.

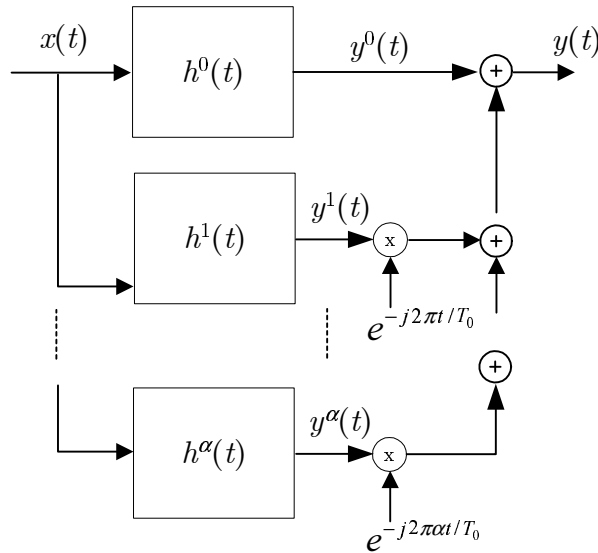


Figura A.5: Descomposición de un sistema LPTV en un conjunto de sistemas LTI

que se interpreta como la superposición de las transformadas de Fourier de las señales filtradas LTI desplazadas en frecuencia. Esto significa un ensanchamiento espectral de la señal de entrada característico de los sistemas LPTV, cuya magnitud depende del valor del período de ciclo, del ancho de banda de la señal de entrada y el de los filtros LTI. En la fig.A.5 se muestra gráficamente la representación equivalente del sistema variante.

Retomando el estudio de la respuesta variante del sistema LPTV, es posible definir su *respuesta en frecuencia* usando la TF en la variable τ sobre la respuesta impulsiva, esto es,

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, t - \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \tag{A.54}$$

que es periódica en t con período T_0 , dado que así lo es $h(t, t - \tau)$, es decir que

$$H(t - nT_0, f) = H(t, f) \tag{A.55}$$

Por consiguiente, esta respuesta en frecuencia también admite un desarrollo en SF que sustituyendo (A.49) en (A.54) se puede expresar como,

$$H(t, f) = \sum_{-\infty}^{+\infty} H^\alpha(f) e^{j2\pi \alpha t/T_0} \tag{A.56}$$

cuyos coeficientes, denominados *respuesta en frecuencia cíclica*, vienen dados por,

$$H^\alpha(f) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} H(t, f) e^{-j2\pi \alpha t/T_0} dt \tag{A.57}$$

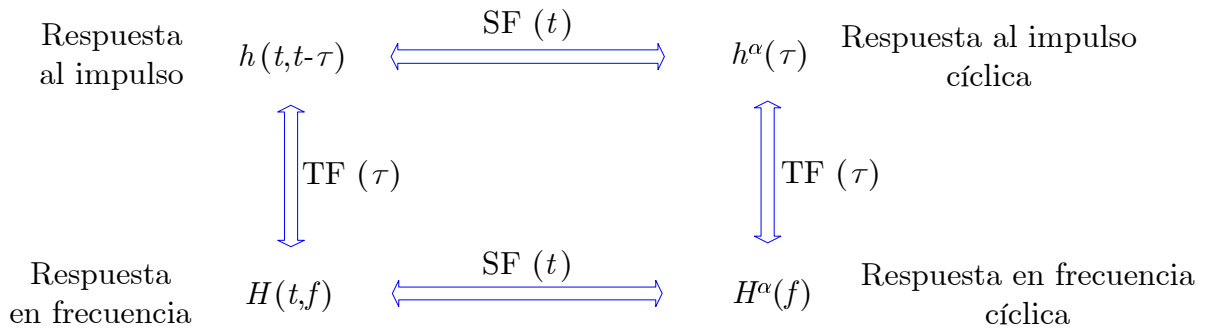


Figura A.6: Relaciones mediante pares transformados de las respuestas del sistema LPTV y sus coeficientes de desarrollo en serie

En virtud de (A.51) y (A.52), se verifica que $y^\alpha(t) = h^\alpha(t) * x(t)$, que trasladada al dominio de la frecuencia proporciona los coeficientes de la salida en función de los de la respuesta y el espectro de la entrada,

$$Y^\alpha(f) = H^\alpha(f) \cdot X(f) \quad (\text{A.58})$$

Con esta ecuación y retomando (A.53), se puede representar el ensanchamiento espectral provocado por el filtrado a la señal de entrada en función de la respuesta en frecuencia cíclica,

$$Y(f) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} H^\alpha \left(f - \frac{\alpha}{T_0} \right) X \left(f - \frac{\alpha}{T_0} \right) \quad (\text{A.59})$$

Finalmente, se presentan en la fig.A.6 de modo gráfico las distintas relaciones de pares transformados de SF y de TF que se pueden establecer entre las respuestas cíclicas temporales y frecuenciales del sistema LPTV y sus coeficientes del respectivo desarrollo.

Filtrado LPTV de Señales Estacionarias

Es conveniente explorar las relaciones existentes entre señales estacionarias y cicloestacionarias (CE) y las transformaciones lineales periódicamente variantes en el tiempo. De hecho, como se probará a continuación, una forma de obtener señales CE consiste en filtrar a través de sistemas LPTV procesos estacionarios. Constituyendo así un procedimiento de síntesis de cicloestacionariedad, complementario a los de análisis presentados en la sección previa.

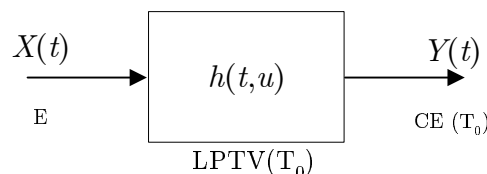


Figura A.7: Filtrado LPTV de una señal estacionaria

Considérese un proceso estacionario $X(t)$ aplicado a un sistema LPTV cuya respuesta puede ser particularizada de (A.47),

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, t-u)x(t-u)du \quad (\text{A.60})$$

Para comenzar la caracterización del proceso a la salida, que se denominará $Y(t)$, se calcula su media aplicando la definición a la ecuación anterior,

$$E[Y(t)] = E\left[\int_{-\infty}^{+\infty} h(t, t-u)X(t-u)du\right] = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, t-u)E[X(t-u)]du \quad (\text{A.61})$$

Recordando que la condición estacionaria de $X(t)$ hace que su media sea independiente del tiempo se tiene que $E[X(t)] = m_X$, y por tanto la expresión se convierte en,

$$m_Y(t) = m_X \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, t-u)du = m_X H(t, 0) = m_X \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} H^\alpha(0)e^{j2\pi\alpha t/T_0} \quad (\text{A.62})$$

donde se ha usado la definición de la respuesta en frecuencia del sistema, (A.54), y su desarrollo en SF, (A.56). Este resultado se puede simplificar más usando la descomposición cíclica de la media en (A.4), para llegar a,

$$\boxed{m_Y^\alpha = m_X H^\alpha(0)} \quad (\text{A.63})$$

que supone la expresión para relacionar los coeficientes del desarrollo en SF de la media de salida en función de los de la media de la entrada y de la respuesta en frecuencia cíclica del sistema para $\alpha = 0$.

Se procede a continuación a estudiar la autocorrelación del proceso aleatorio a la salida, que vendrá dada por (A.6) que se reproduce de nuevo para la ocasión,

$$R_Y(t, t+u) = E[Y^*(t)Y(t+u)] \quad (\text{A.64})$$

Con ayuda de (A.60) y, dado que la respuesta del sistema es periódica, sustituyendo en ella (A.49), se obtienen las siguientes expresiones,

$$Y^*(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h^*(t, t-s)X^*(t-s)ds = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} [h^\beta(s)]^* e^{-j2\pi\beta t/T_0} X^*(t-s)ds \quad (\text{A.65})$$

$$Y(t+u) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t+u, t+u-v)X(t+u-v)dv = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} h^\gamma(v)e^{j2\pi\gamma(t+u)/T_0} X(t+u-v)dv \quad (\text{A.66})$$

Por lo tanto la autocorrelación a la salida queda,

$$\begin{aligned}
 R_Y(t, t+u) &= E \left[\sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} e^{-j2\pi\beta t/T_0} e^{j2\pi\gamma(t+u)/T_0} \right. \\
 &\quad \cdot \left. \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [h^\beta(s)]^* h^\gamma(v) X^*(t-s) X(t+u-v) ds dv \right] \\
 &= \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi(\gamma-\beta)t/T_0} e^{j2\pi\gamma u/T_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [h^\beta(s)]^* h^\gamma(v) R_X(u+s-v) ds dv
 \end{aligned} \tag{A.67}$$

donde se ha hecho uso además del carácter estacionario de la señal de excitación, expresado en lo relativo a la autocorrelación como,

$$R_X(t, t+u) = R_X(u) \tag{A.68}$$

Recordando las propiedades de la convolución es posible simplificar la expresión (A.67),

$$R_Y(t, t+u) = \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi(\gamma-\beta)t/T_0} e^{j2\pi\gamma u/T_0} \{ [h^\beta(-u)]^* * h^\gamma(u) * R_X(u) \} \tag{A.69}$$

Reordenando los términos y cambiando los índices de los sumatorios haciendo $\alpha = \gamma - \beta$, se tiene que

$$R_Y(t, t+u) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi(\alpha+\beta)u/T_0} \{ [h^\beta(-u)]^* * h^{\alpha+\beta}(u) * R_X(u) \} e^{j2\pi\alpha t/T_0} \tag{A.70}$$

y por identificación con el desarrollo en SF de una autocorrelación cíclica, ver (A.7), se llega a,

$$R_Y^\alpha(u) = \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi(\alpha+\beta)u/T_0} \{ [h^\beta(-u)]^* * h^{\alpha+\beta}(u) * R_X(u) \} \tag{A.71}$$

que define la relación entre la autocorrelación cíclica de la señal CE a la salida con la autocorrelación de la entrada y la respuesta del sistema variante. Como los espectros cíclicos $S_Y^\alpha(f)$ forman un par transformado con los coeficientes de la autocorrelación cíclica $R_Y^\alpha(u)$, es inmediato obtenerlos sin más que hacer uso de algunas propiedades de la TF para llegar a,

$$S_Y^\alpha(f) = \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} H^\beta \left(f - \frac{\alpha + \beta}{T_0} \right) H^{\alpha+\beta} \left(f - \frac{\alpha + \beta}{T_0} \right) S_X \left(f - \frac{\alpha + \beta}{T_0} \right) \tag{A.72}$$

En el caso particular de $\alpha = 0$ se consigue la DEP del proceso CE $Y(t)$ (recordar (A.18)),

$$S_Y^0(f) = \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \left| H^\beta \left(f - \frac{\beta}{T_0} \right) \right|^2 S_X \left(f - \frac{\beta}{T_0} \right) \tag{A.73}$$

que guarda cierto parecido con la relación de filtrado LTI de señales estacionarias $S_Y(f) = |H(f)|^2 S_X(f)$.

Las relaciones presentadas suponen un método para generar procesos cicloestacionarios a partir de procesos estacionarios.

Ejemplo. El filtrado LPTV de señales estacionarias es un fenómeno muy habitual en los sistemas de comunicación, por ejemplo, se da en los subsistemas de modulación. Quizá el caso más simple lo constituye un modulador de amplitud en doble banda lateral, en el que la señal a la salida es,

$$y(t) = x(t)\cos(2\pi f_0 t) \quad (\text{A.74})$$

donde f_0 representa la frecuencia de la portadora. Se acostumbra a ver estos sistemas como ejemplo no LTI, ya que en efecto son modelables como LPTV de período de variación $T_0 = 1/f_0$. En este ejemplo la respuesta al impulso del sistema sería,

$$h(t, u) = \delta(t - u)\cos(2\pi f_0 t) \quad (\text{A.75})$$

en la que se observa como la variación temporal de la respuesta la da el factor del fasor rotatorio de la portadora. Como sistema LPTV tiene una respuesta en frecuencia, que es la transformada de la respuesta impulsiva en la variable u ,

$$H(t, f) = \cos(2\pi f_0 t) \quad (\text{A.76})$$

y que resulta ser independiente de la frecuencia pero sinusoidalmente variante en el tiempo. Por ello, es posible calcular los coeficientes de su desarrollo en serie (que viene dado por las fórmulas de Euler),

$$H^\alpha(f) = \begin{cases} 1/2, & \text{si } \alpha \in \{-1, 1\} \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (\text{A.77})$$

Si se aplica al modulador una señal estacionaria a la entrada cuya DEP es $S_X(f)$, la salida es cicloestacionaria y sus espectros cíclicos serían (ver (A.72)),

$$\begin{aligned} S_Y^\alpha(f) &= \frac{1}{2} H^{\alpha+1} \left(f - \frac{\alpha+1}{T_0} \right) S_X \left(f - \frac{\alpha+1}{T_0} \right) \\ &+ \frac{1}{2} H^{\alpha-1} \left(f - \frac{\alpha-1}{T_0} \right) S_X \left(f - \frac{\alpha-1}{T_0} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.78})$$

tomando el correspondiente a $\alpha = 0$ se consigue la DEP a la salida

$$S_Y^0(f) = \frac{1}{4} S_X \left(f - \frac{1}{T_0} \right) + \frac{1}{4} S_X \left(f + \frac{1}{T_0} \right) \quad (\text{A.79})$$

que es un resultado muy conocido que ilustra la traslación espectral que producen las modulaciones lineales. Por último se calcula también la media del proceso de salida, que lógicamente es periódica,

$$m_y = m_x H(t, 0) = m_x \cos(2\pi f_0 t) \quad (\text{A.80})$$

Filtrado LPTV de Señales Cicloestacionarias

Seguidamente se estudia la salida producida al excitar un sistema LPTV con una señal cicloestacionaria, que constituye el caso más general. En principio pueden darse dos situaciones, a saber: que el período de variación del sistema sea el mismo que el de la cicloestacionariedad de la entrada, o que estos sean distintos. El análisis se va a restringir al primer caso pues es la situación propia de los sistemas de transmisión sobre redes eléctricas, donde ese período en ambos casos es igual al ciclo de red $T_0 = 20ms$. Para generalizar los resultados que se van a presentar al caso de ciclos diferentes ver [Gardner86].

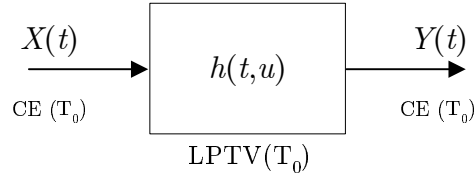


Figura A.8: Filtrado LPTV de una señal cicloestacionaria de igual período

Sean $X(t)$ la señal de entrada e $Y(t)$ la señal de salida, que están relacionadas con la respuesta del sistema LPTV $h(t, u)$ mediante la integral de superposición de (A.60). En primer lugar se calcula la media de $Y(t)$,

$$E[Y(t)] = E\left[\int_{-\infty}^{+\infty} h(t, t - \tau)X(t - \tau)d\tau\right] = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, t - u)m_X(t - \tau)d\tau \quad (\text{A.81})$$

en esta expresión se sustituye la media a la entrada por su desarrollo en serie y se aplica la TF en la variable τ para llegar a,

$$\begin{aligned} m_Y(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, t - \tau) \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} m_X^\gamma e^{j2\pi\gamma(t-\tau)/T_0} d\tau \\ &= \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} m_X^\gamma e^{j2\pi\gamma t/T_0} \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, t - \tau) e^{-j2\pi\gamma\tau/T_0} d\tau = \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} m_X^\gamma H\left(t, \frac{\gamma}{T_0}\right) e^{j2\pi\gamma t/T_0} \end{aligned} \quad (\text{A.82})$$

en este punto es conveniente desarrollar la respuesta periódica $H(t, \gamma/T_0)$ (A.56),

$$\begin{aligned} m_Y(t) &= \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} m_X^\gamma \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} H^\beta\left(\frac{\gamma}{T_0}\right) e^{j2\pi\beta t/T_0} e^{j2\pi\gamma t/T_0} \\ &= \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} m_X^{\alpha-\beta} H^\beta\left(\frac{\alpha-\beta}{T_0}\right) e^{j2\pi\alpha t/T_0} \end{aligned} \quad (\text{A.83})$$

donde se ha realizado un cambio de índice en el sumatorio para poder realizar una identificación de términos con el desarrollo en serie de esta media periódica (A.4), y así obtener la relación

entre los coeficientes a la entrada y a la salida

$$m_Y^\alpha = \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} m_X^{\alpha-\beta} H^\beta \left(\frac{\alpha - \beta}{T_0} \right) \quad (\text{A.84})$$

Esta ecuación es la formalización general de los casos estudiados en apartados anteriores de este apéndice. Si se hace en ella $\beta = 0$ se obtienen los coeficientes de la media tras un filtrado LTI de una señal CE (A.2); si se hace en ella $\alpha = \beta$ se obtienen los coeficientes de la media tras filtrado LPTV de una señal estacionaria (A.63); y si se dan ambas condiciones, es decir $\alpha = \beta = 0$, se obtiene la conocida relación para la media tras filtrado LTI de señales estacionarias $m_Y = m_X H(0)$.

Se procede ahora a determinar la autocorrelación cíclica de la señal CE de salida. Para ello se parte de su definición $R_Y(t, t+u) = E[Y^*(t)Y(t+u)]$, y tras la sustitución en (A.65) y (A.66) se llega a,

$$\begin{aligned} R_Y(t, t+u) &= \iint_{-\infty}^{+\infty} \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi(\gamma-\beta)t/T_0} e^{j2\pi\gamma u/T_0} [h^\beta(s)]^* h^\gamma(v) \\ &\quad \cdot E[X^*(t-s)X(t+u-v)] ds dv \\ &= \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi(\gamma-\beta)t/T_0} e^{j2\pi\gamma u/T_0} \iint_{-\infty}^{+\infty} [h^\beta(s)]^* h^\gamma(v) R_X(t-s, t+u-v) ds dv \end{aligned} \quad (\text{A.85})$$

y el término de la autocorrelación periódica de entrada se puede desarrollar en SF usando (A.7),

$$R_X(t-s, t+u-v) = \sum_{\delta=-\infty}^{+\infty} R_X^\delta(u+s-v) e^{j2\pi\delta(t-s)/T_0} \quad (\text{A.86})$$

para sustituirlo en la anterior (A.85) y obtener,

$$\begin{aligned} R_Y(t, t+u) &= \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} \sum_{\delta=-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi(\gamma-\beta+\delta)t/T_0} e^{j2\pi\gamma u/T_0} \\ &\quad \cdot \iint_{-\infty}^{+\infty} [h^\beta(s)]^* h^\gamma(v) R_X^\delta(u+s-v) e^{-j2\pi\delta s/T_0} ds dv \\ &= \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} \sum_{\delta=-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi(\gamma-\beta+\delta)t/T_0} e^{j2\pi\gamma u/T_0} [h_1^{\beta,\delta}(-u) * h^\gamma(u) * R_X^\delta(u)] \end{aligned} \quad (\text{A.87})$$

en la que se han empleado las propiedades de la convolución de señales (de modo análogo a como se hizo en (A.69)) e introducido la función auxiliar,

$$h_1^{\beta,\delta}(t) = [h^\beta(t) e^{j2\pi\delta t/T_0}]^* \quad (\text{A.88})$$

Se realiza seguidamente un cambio de índice: $\alpha = \gamma - \beta + \delta$; para darle a (A.87) el aspecto de un desarrollo en SF, lo que demuestra que efectivamente la señal de salida es CE con período T_0 pues su media y autocorrelación son periódicas,

$$R_Y(t, t+u) = \sum_{\alpha=-\infty}^{+\infty} \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi\gamma u/T_0} [h_1^{\beta,\delta}(-u) * h^\gamma(u) * R_X^{\alpha+\beta-\gamma}(u)] e^{j2\pi\alpha t/T_0} \quad (\text{A.89})$$

Ecuación de la que se desprende directamente la relación entre la autocorrelación cíclica de entrada y de salida, que era uno de los resultados buscados,

$$R_Y^\alpha(u) = \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi\gamma u/T_0} [h_1^{\beta,\delta}(-u) * h^\gamma(u) * R_X^{\alpha+\beta-\gamma}(u)] \quad (\text{A.90})$$

Es directo obtener los espectros cíclicos de la señal CE de salida aplicando la TF definida por (A.12),

$$S_Y^\alpha(f) = \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} H_1^{\beta,\delta} \left(-f + \frac{\gamma}{T_0} \right) H^\gamma \left(f - \frac{\gamma}{T_0} \right) S_X^{\alpha+\beta-\gamma} \left(f - \frac{\gamma}{T_0} \right) \quad (\text{A.91})$$

Y sustituyendo en ella la expresión de la función auxiliar $h_1^{\beta,\delta}(u)$ en el dominio frecuencial,

$$H_1^{\beta,\delta}(f) = \left[H^\beta \left(-f - \frac{\delta}{T_0} \right) \right]^* = \left[H^\beta \left(-f - \frac{\alpha + \beta - \gamma}{T_0} \right) \right]^* \quad (\text{A.92})$$

se llega a la expresión deseada,

$$\boxed{S_Y^\alpha(f) = \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} \left[H^\beta \left(f - \frac{\alpha + \beta}{T_0} \right) \right]^* H^\gamma \left(f - \frac{\gamma}{T_0} \right) S_X^{\alpha+\beta-\gamma} \left(f - \frac{\gamma}{T_0} \right)} \quad (\text{A.93})$$

que constituye la formalización general para los espectros cíclicos de los casos analizados previamente en este apéndice. En primer lugar, si se hace en ella $\beta = \gamma = 0$ se obtienen los espectros cíclicos de una señal CE tras un filtrado LTI (A.23). Si se hace en ella $\gamma = \alpha + \beta$ se obtienen los espectros cíclicos de una señal estacionaria tras un filtrado LPTV (A.72). Y si se dan ambas condiciones, es decir $\alpha = \beta = \gamma = 0$, se obtiene la conocida expresión de la DEP de señales estacionarias tras un filtrado LTI: $S_Y(f) = S_X(f)|H(f)|^2$.

Apéndice B

Sistema de Medidas

El objetivo de este apéndice es describir el procedimiento, el material y la configuración del sistema utilizado para realizar las diversas medidas que se presentan en esta tesis. La organización seguida se basa en clasificar las medidas según estén destinadas a caracterizar los dispositivos conectados a las redes eléctricas, las respuestas de canales establecidos entre distintos enchufes o el ruido presente en ellos.

El método seguido en estas medidas se ha basado principalmente en la exploración de las propiedades de los dispositivos y canales en el dominio de la frecuencia, bien directamente, obteniendo resultados muestreados en frecuencia con instrumentación de análisis espectral, o bien indirectamente, procesando resultados muestreados en tiempo con instrumentación de conversión analógica a digital.

B.1. Equipamiento

Se incluye una breve descripción del equipamiento empleado, incluyendo tanto la instrumentación estándar como circuitos diseñados ad hoc.

B.1.1. Circuito Acoplador

El circuito acoplador se utilizará bien para conectar un transmisor o generador de señal a la red eléctrica, o bien para conectar ésta a un receptor o instrumento de análisis. La funcionalidad de este circuito comprende:

1. **Protección.** Debe garantizar la separación necesaria de los equipos de instrumentación respecto de la señal de distribución de energía de 230V. Elimina esta componente de gran señal de 50Hz de frecuencia mediante filtrado y proporciona aislamiento galvánico. Además es conveniente una protección adicional frente a eventuales transitorios en forma de picos de tensión provenientes de la red eléctrica.

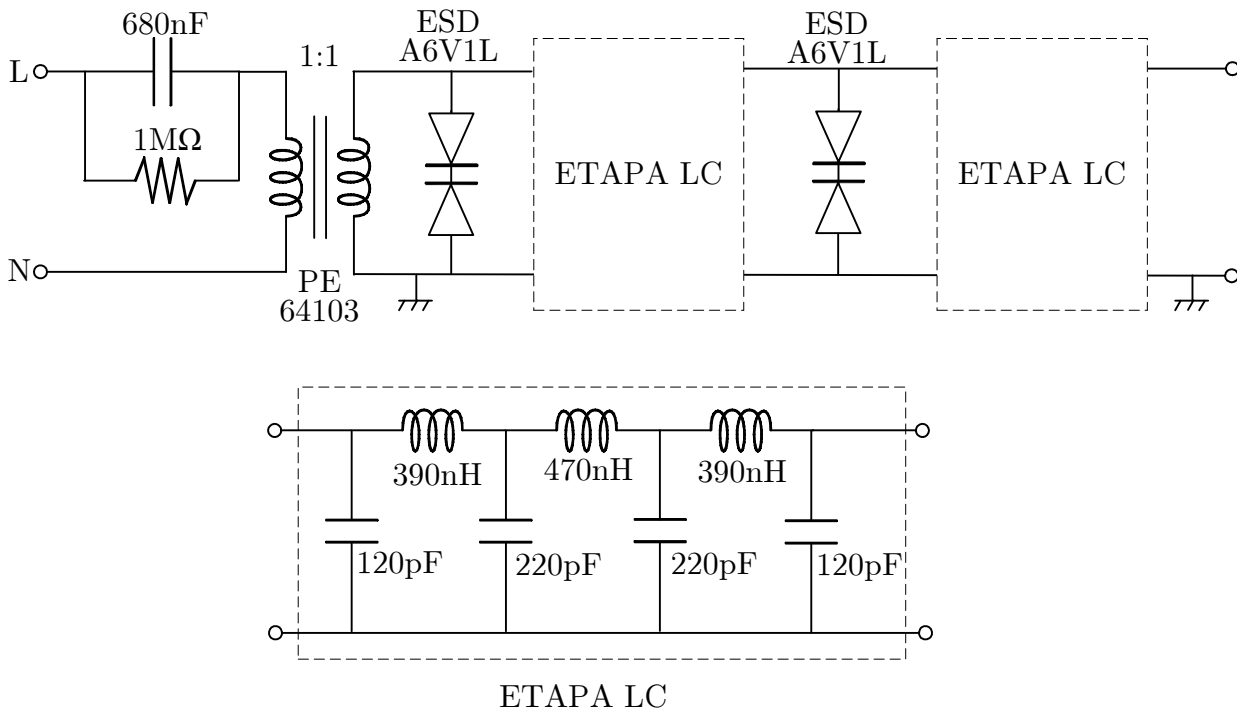


Figura B.1: Esquema del circuito acoplador

2. **Filtrado.** Debe eliminar componentes de señal no deseada fuera de la banda de interés (hasta los 30MHz), tanto cuando integra el subsistema receptor a modo de filtro de pre-detección, como cuando forma parte de un subsistema transmisor filtrando componentes debidas a distorsión no lineal o como filtro reconstructor en el caso de conversión digital a analógica.
3. **Acoplamiento.** Debe permitir el paso de la pequeña señal de alta frecuencia entre los equipos de instrumentación y la red eléctrica. También se comporta como 'balun', ya que en la instrumentación se trabajará con circuitos no balanceados o asimétricos, con referencia a tierra, mientras que la transmisión por la red eléctrica se hace en modo balanceado o diferencial entre los hilos de fase y neutro.

Un circuito que cumple con los requisitos establecidos es el que se observa en la fig.B.1, donde se representa su esquema eléctrico. Este incluye los siguientes elementos:

1. **Condensador de desacoplo.** Filtra la señal de 50Hz y debe soportar la tensión de 230V, siendo transparente para la señal de alta frecuencia.
2. **Transformador de aislamiento.** Es de banda ancha, excediendo con creces las frecuencias de interés hasta los 30MHz (modelo PE64103 del fabricante Pulse, de los usados en las tarjetas de redes LAN para PC). Al inyectar la señal mediante acoplamiento magnético, proporciona el aislamiento galvánico y permite la transmisión diferencial entre los hilos de las líneas de fase (L) y el neutro (N).

3. **Diodos de protección.** Evitan el paso de transitorios, limitando la tensión en pequeña señal a $\pm 8,2V$ aproximadamente (modelo ESDA6V1L, tipo Transil de STMicroelectronics). En alta frecuencia el modelo circuital equivalente del limitador es una capacidad de unos 70pF.
4. **Filtro paso bajo.** Tiene una estructura en escalera siguiendo un diseño de Chebychev, con un ancho de banda de 20 o 30Mhz según realizaciones.

El circuito acoplador cuenta con dos puertos: el puerto 1, con un conector o enchufe para la red eléctrica, y el puerto 2, con un conector tipo BNC. Como se ha indicado los circuitos realizados deben ser bidireccionales, es decir, han de permitir el filtrado en los dos sentidos. Sin embargo, la estructura no es totalmente recíproca, es decir, la matriz de parámetros S no es simétrica respecto a sus dos diagonales.

Se va a llamar $H_1(f)$ a la respuesta en frecuencia ¹ que presenta el filtro en la dirección puerto 1 (entrada) a puerto 2 (salida), entiéndase como conexión directa. La ecuación que permite obtener esta respuesta es la siguiente,

$$H_1(f) = \frac{S_{21}}{1 + S_{11}} \quad (\text{B.1})$$

De forma análoga, se define como $H_2(f)$ la respuesta en frecuencia que presentan estos filtros en la dirección puerto 2 (entrada) a puerto 1 (salida), conexión inversa, que queda descrita por la ecuación,

$$H_2(f) = \frac{S_{12}}{1 + S_{22}} \quad (\text{B.2})$$

Cada una de las respuestas en frecuencia estará relacionada con el uso que se quiera a dar al circuito. En el caso de $H_1(f)$, estará actuando como filtro del subsistema receptor, y en el de $H_2(f)$ como filtro del transmisor.

A continuación se presentan gráficamente algunas características de estas respuestas. En primer lugar, (ver fig.B.2), se dibuja la magnitud de la respuesta medida con el analizador de redes hasta una frecuencia máxima de 500MHz, para apreciar adecuadamente el rechazo fuera de banda del filtro, que es muy importante cuando es utilizado como filtro anti-aliasing para un receptor digital.

Asimismo, se incluyen sendas curvas de detalle de la banda de paso tanto para la magnitud como para la fase de la respuesta en frecuencia, fig.B.3. En ellas, se observa que elimina las componentes de baja frecuencia (la atenuación a 50Hz es superior a 60dB) y que la frecuencia de corte superior de 3dB del filtro no es de 30MHz sino algo menor. También se puede comprobar que el circuito introduce cierta distorsión lineal, tanto de amplitud (existe un rizado de unos 3dB en la banda de paso y la atenuación cae hasta unos 8dB a la máxima frecuencia de 30MHz), como de fase (la pendiente no es constante en toda la banda). Sin embargo, debido a la fuerte

¹Aunque en la caracterización de dispositivos de radiofrecuencia y microondas lo habitual es trabajar con sus parámetros S, en este caso se va a estudiar su respuesta en frecuencia puesto que el modelo de canal está diseñado a nivel de señales de tensión, y en él se incluye el efecto del circuito acoplador.

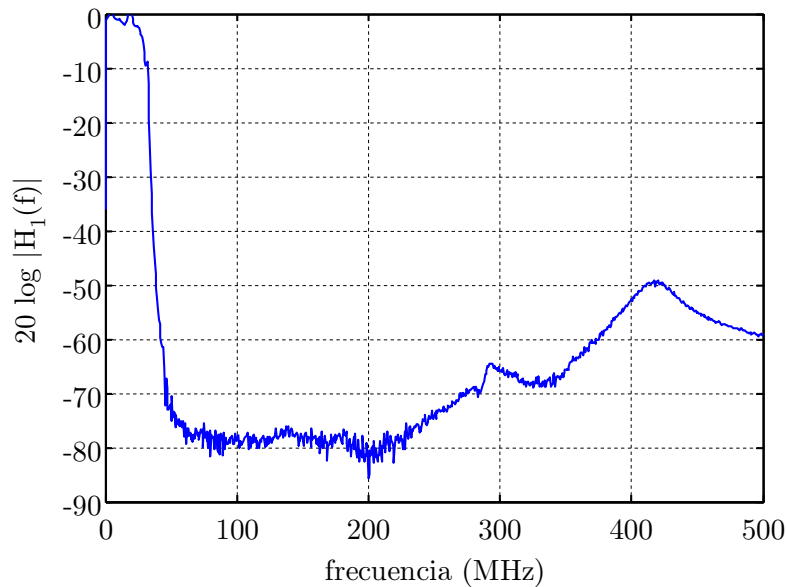


Figura B.2: Magnitud de la respuesta en frecuencia del circuito acoplador. Conexión directa

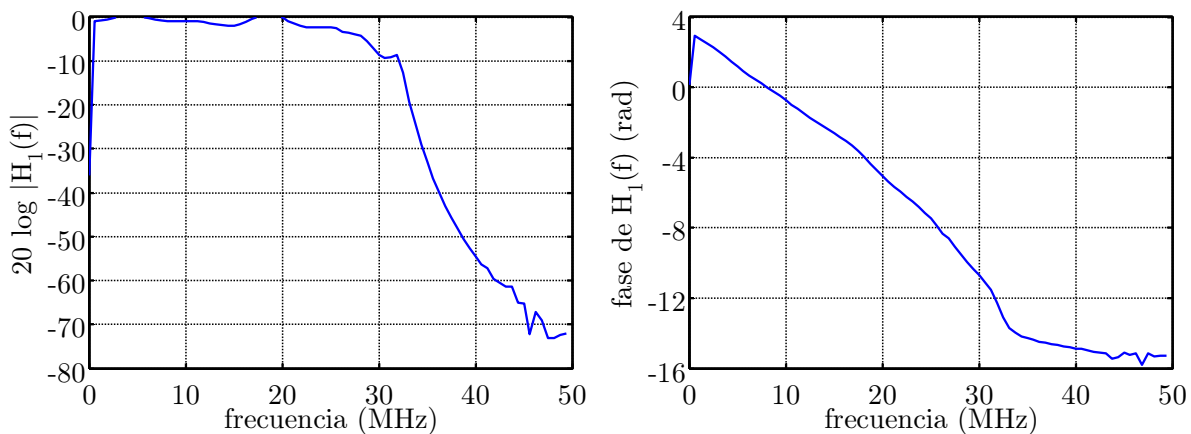


Figura B.3: Detalle de la magnitud y la fase de la respuesta en frecuencia para la banda de interés. Conexión directa

distorsión lineal que de por sí presentan los canales sobre red eléctrica, no es necesario mejorar las características del circuito en este sentido. Además, la respuesta de éste se puede compensar tras realizar las medidas, si no se desea asumir el circuito como parte del canal.

De igual modo también aparecen las gráficas correspondientes a la respuesta con conexión inversa, en las fig.B.4 y B.5.

La capacidad equivalente de los diodos de protección es dependiente de la tensión aplicada, de modo que podría ser una fuente de distorsión no lineal. No obstante para los componentes utilizados se ha estudiado la distorsión armónica del filtro dentro del margen dinámico de funcionamiento y se garantiza un nivel de espurios menor que -55dBc.

El nivel de pequeña señal acoplada a la red eléctrica cuando se utiliza el circuito junto con un generador de señal, dependerá básicamente de la etapa de salida de éste. La red eléctrica

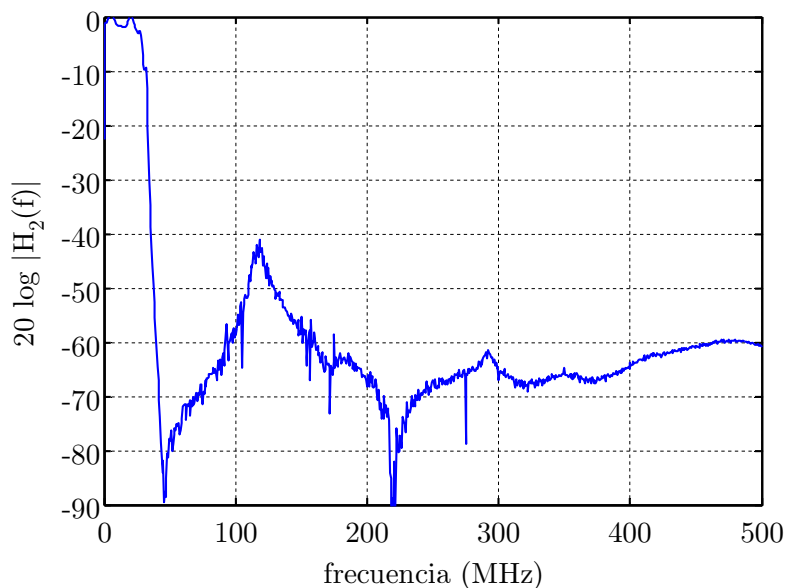


Figura B.4: Magnitud de la respuesta en frecuencia del circuito acoplador. Conexión inversa

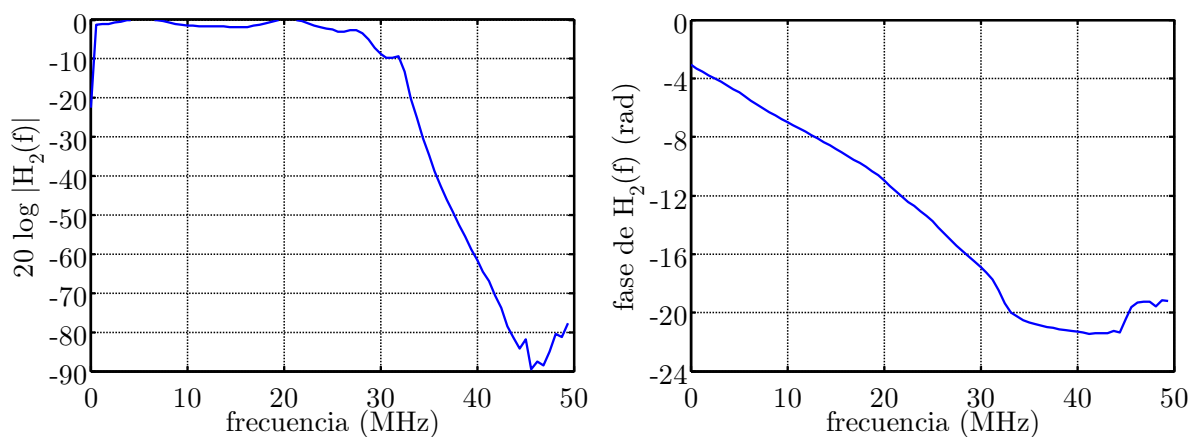


Figura B.5: Detalle de la magnitud y la fase de la respuesta en frecuencia para la banda de interés. Conexión inversa

suele presentar una impedancia baja (en algunas frecuencias de la banda de interés del orden de pocos ohmios), por lo que para algunas aplicaciones puede ser necesario añadir al circuito acoplador un amplificador de potencia. De hecho se ha construido algún prototipo que lo incluía, pero finalmente fue descartado por diversas razones (menor estabilidad y repetibilidad de las medidas, mayor tamaño al incluir fuente de alimentación o dependencia de sus prestaciones según la tensión de alimentación en caso de usar baterías, mayor sensibilidad ante transitorios, peor respuesta en alta frecuencia -rechazo por encima de los 100MHz- etc.).

En las pruebas realizadas se ha verificado que la distorsión provocada al cargar los generadores con baja impedancia estaba dentro de sus especificaciones. Por tanto, la única limitación de usar un filtro pasivo estaría en las distancias de transmisión involucradas en las pruebas, lo que no ha supuesto un grave problema dado que éstas son moderadas en redes eléctricas interiores.

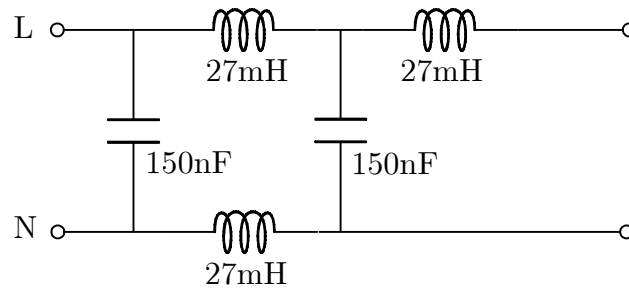


Figura B.6: Esquema del circuito aislador

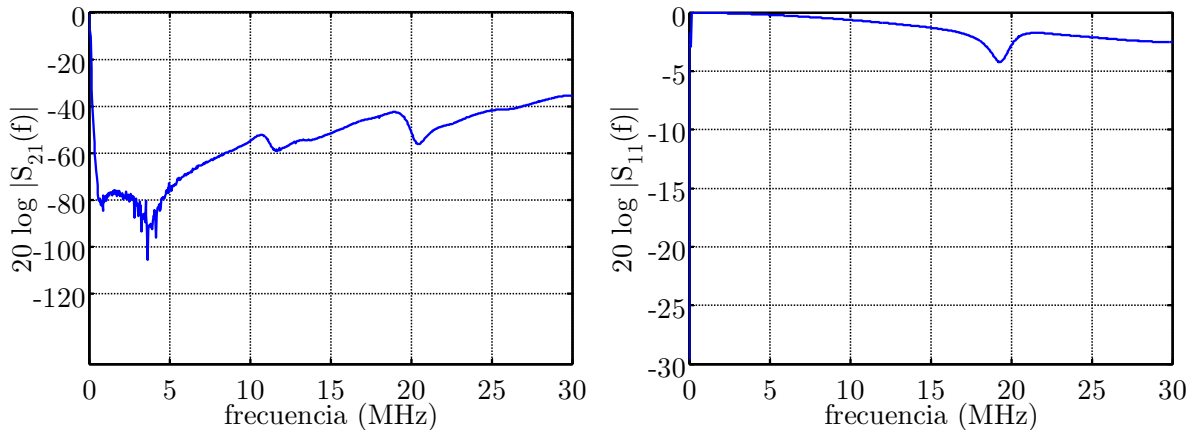


Figura B.7: Medida de los parámetros S del circuito aislador

B.1.2. Circuito Aislador

La necesidad de un circuito aislador surge al tratar de medir las características los dispositivos que suelen conectarse a las redes eléctricas interiores. La mayoría de estos aparatos presentan dos estados de interés: encendido y apagado, aunque siempre estarán enchufados a la red eléctrica. Se requiere, por tanto, un circuito que permita alimentar los dispositivos bajo prueba (DBP) mientras se realizan las medidas. El comportamiento de éste es el de un filtro paso bajo, que permite la alimentación a 50 Hz y atenúa el resto de frecuencias, pues la red eléctrica se presenta en estos casos como una fuente no deseada de ruido en las medidas. Además, ha de soportar el máximo de intensidad posible, con el fin de que se puedan alimentar DBPs de alto consumo.

Se han utilizado elementos típicos de filtros EMC (*ElectroMagnetic Compatibility*), usados para la protección de equipos electrónicos contra interferencias y emisiones conducidas. El esquema eléctrico del circuito aislador empleado se puede ver en la fig.B.6.

A continuación, se muestran en la fig.B.7 las gráficas de la magnitud de los parámetros S_{21} y S_{11} del circuito aislador (considerando como puerto 1 el que se conecta a la red eléctrica), que sirven para describir su funcionamiento. En la banda de interés el parámetro de transmisión, S_{21} , presenta un módulo muy inferior al S_{11} , lo que indica que la potencia de señal de alta frecuencia que llega desde la red eléctrica no se transmite al puerto de salida.

Este circuito presenta la limitación de que los inductores soportan un máximo de 1.4A, lo que

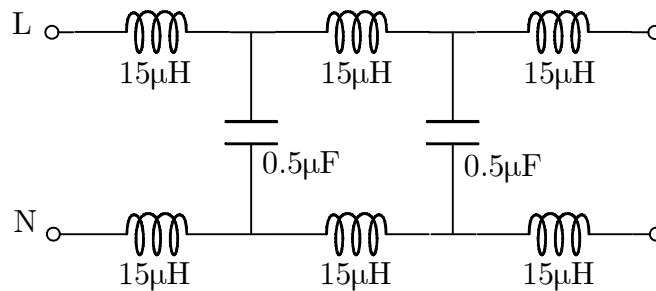


Figura B.8: Esquema de circuito aislador de la compañía *Eichhoff*

permite trabajar con un consumo máximo de potencia de unos 300W. Esto no es suficiente para medir electrodomésticos de mayor consumo, inconveniente que se resolvió utilizando como aislador un circuito alternativo comprado a la empresa *Eichhoff* y denominado *PLC Blocking Filter*, que admite hasta 25A y cuyo esquema aparece en la fig.B.8. Su atenuación en la banda de interés es un poco inferior a la del circuito aislador diseñado ad hoc.

B.1.3. Instrumentación Estándar

De la diversa instrumentación empleada, sólo se van a mencionar los equipos más relevantes que han servido para obtener la mayoría de las curvas de medidas presentadas en este trabajo.

1. Analizador de espectros. Se ha utilizado principalmente el equipo de la firma *Hewlett Packard* HP8594E, que trabaja entre 9kHz y 2.9GHz.
2. Analizador de redes. Modelo HP8751A también de *Hewlett Packard*, con un rango de funcionamiento desde 5Hz a 500MHz.
3. Osciloscopio digital (DSO, *Digital Storage Oscilloscope*). Modelo 54622D de la empresa *Agilent Technologies* de 200Mm/s de frecuencia máxima de muestreo y una profundidad de memoria de 4MB.
4. Tarjeta de adquisición de datos (TAD). Tarjetas PCI (*Peripheral Component Interconnect*) Compuscope 12100 y 14100 de la firma GAGE. Tienen una frecuencia máxima de muestreo de 100Mm/s, una resolución de 12 y 14 bits respectivamente, fondo de escala seleccionable entre 100mV y 5V, y memoria interna de hasta 8Mbytes.
5. Generador de señales. Tarjeta generadora PCI de propósito general CompuGen1100, 80Mm/s, una resolución de 12 bits y amplitud máxima de salida en ausencia de carga de 5V.

B.1.4. Medidas de Impedancia de Transmisor y Receptor

En el modelado de canal se necesita disponer de la medida de la impedancia que presentan los equipos de transmisión y de recepción conectados en cascada con el circuito acoplador (su interfaz con la red eléctrica), para incorporarlas dentro del equivalente de Thèvenin del transmisor y como impedancia de carga del receptor (ver fig.2.7). Estas medidas se han hecho sobre el puerto de señal de equipos de instrumentación que se van a emplear con esta función: generadores y analizadores de señal.

Realmente la impedancia a medir en ambos casos es muy similar, dado que (como es habitual en radiofrecuencia) tanto la impedancia de salida de un generador de señal como la impedancia de entrada de, por ejemplo, un analizador de redes tiene un valor nominal de 50Ω . Lógicamente el resultado depende sobremanera del diseño del circuito acoplador.

Estas medidas aparecen en la fig.B.9. El incremento del módulo de la impedancia que se observa en alta frecuencia, indica que a partir de entonces el circuito acoplador entra en la transición hacia la banda de rechazo. De esta gráfica se deduce que el transmisor y receptor, vistos desde los terminales de la red, no tienen una impedancia constante y real, lo que se traducirá en distorsión lineal en la señal transmitida. Sin embargo, no tiene mayor interés el mejorar este aspecto ya que la propia red eléctrica presenta una impedancia de entrada fuertemente variante en frecuencia (acotada entre prácticamente 0 y 250Ω por lo general) y no permite lograr una buena adaptación.

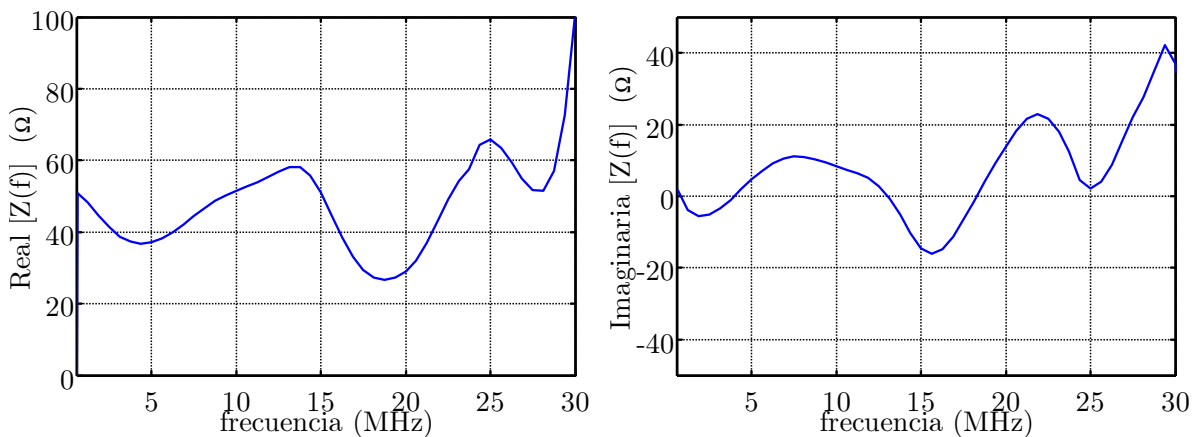


Figura B.9: Medida de la impedancia de un instrumento de 50Ω de impedancia de entrada junto al circuito acoplador

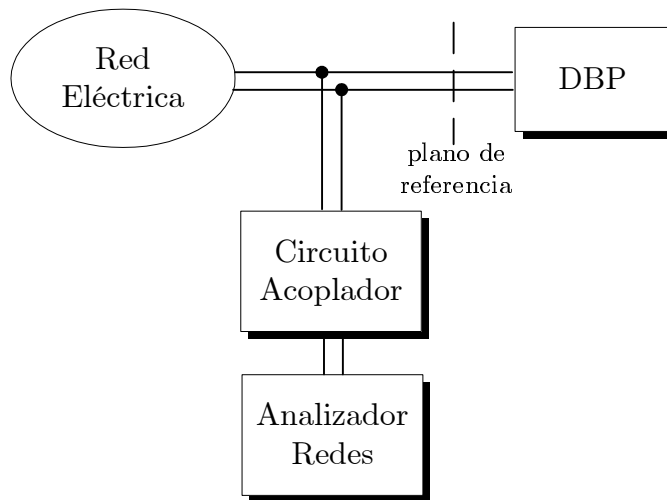


Figura B.10: Configuración para medir la impedancia de los dispositivos bajo prueba (DBP)

B.2. Sistema de Medida de Dispositivos

El objetivo de las medidas de dispositivos típicos de redes eléctricas, es poder caracterizarlos en términos de su impedancia y del potencial ruido emitido hacia la red. Para conseguirlo es necesario utilizar una configuración de sistema de medida que permita realizarlas mientras los dispositivos están siendo alimentados. Para ello se emplean el circuito aislador y el circuito acoplador, junto con un analizador de redes. [Se puede encontrar una descripción más extensa de la que se presenta aquí en [Carmona02].]

B.2.1. Medidas de Impedancia

Existen dos posibles configuraciones, la primera sería adecuada para medir la impedancia del DBP, en este caso no utiliza el aislador, como se observa en la fig.B.10. Se decidió el uso de esta disposición, tras diversas pruebas que concluyeron que el circuito aislador no es recomendable pues presenta cierta no linealidad que complica la calibración del analizador de redes y, por tanto, la medida en presencia de la señal de 230V.

Para el correcto funcionamiento de un analizador de redes [AT97] es necesario un proceso de calibración que sirve para establecer el plano de referencia en las medidas en reflexión, es decir, las del parámetro S_{11} del DBP (del que extraer su impedancia). De ese modo, se garantiza que la red eléctrica y el circuito acoplador no influyen en las medidas de los dispositivos, al compensar su presencia en el proceso de calibración. Éste consiste habitualmente en realizar tres medidas conectando impedancias conocidas en el punto que se desea como plano de referencia, éstas suelen ser un circuito abierto, un cortocircuito y una resistencia de 50Ω . En este caso, dado que en el plano de referencia está presente necesariamente la señal de 230V, no es posible hacer en él un cortocircuito y es difícil de conseguir una resistencia lineal que aguante la potencia a disipar.

Por esta razón se modificó el habitual método de calibración, sustituyendo el cortocircuito por

un condensador de 680nF que soporta altos valores de tensión (el mismo que se empleó en el circuito acoplador a su entrada) y a la resistencia de 50Ω se le añadió este condensador en serie. El valor de capacidad elegido hace que en la banda de frecuencias de interés se pueda considerar una impedancia despreciable (a 100kHz apenas supone ya unos 2Ω). El máximo error absoluto estimado para este método se ha comprobado con cargas de valor nominal conocido que es menor de un 5 %.

El ajuste de los parámetros principales del analizador de redes HP8751A utilizado son:

- frecuencia inicial de barrido: 100kHz
- frecuencia final de barrido: 30MHz
- número de puntos: 801
- filtro de frecuencia intermedia: 1kHz
- potencia del puerto transmisor: 0dBm
- tiempo de barrido mínimo: 761.5ms (queda determinado por el conjunto anterior de parámetros)

B.2.2. Medidas de Ruido

Una segunda configuración sería la mostrada en la fig.B.11, pensada para estimar la DEP del ruido emitido por los dispositivos. Se basa en lo que podría denominarse como una especie de LISN (*Line Impedance Stabilisation Network*), circuito de tres puertos de uso típico en medidas de EMC y que en este caso lo formaría el conjunto del circuito aislador y el circuito acoplador. Esta disposición permite medir, con un instrumento de análisis espectral (analizador de espectros o de redes en modo absoluto), el ruido emitido por el DBP, separándolo del procedente del resto de la red eléctrica. Dado que se trata de obtener una estimación de la DEP de la señal ruidosa, subyace la condición de que ésta es supuesta una señal aleatoria estacionaria.

Por comodidad en el procedimiento de medida, se ha utilizado también el analizador de redes HP8751A, especificando los siguientes valores para sus parámetros principales:

- frecuencia inicial de barrido: 100kHz
- frecuencia final de barrido: 30MHz
- número de puntos: 801
- filtro de frecuencia intermedia: 1kHz
- potencia del puerto transmisor: -50dBm (se ajusta al mínimo pues no se utiliza y se bloquea la salida con una carga adaptada BNC de 50Ω , así se reduce un posible acoplamiento de señal espuria)

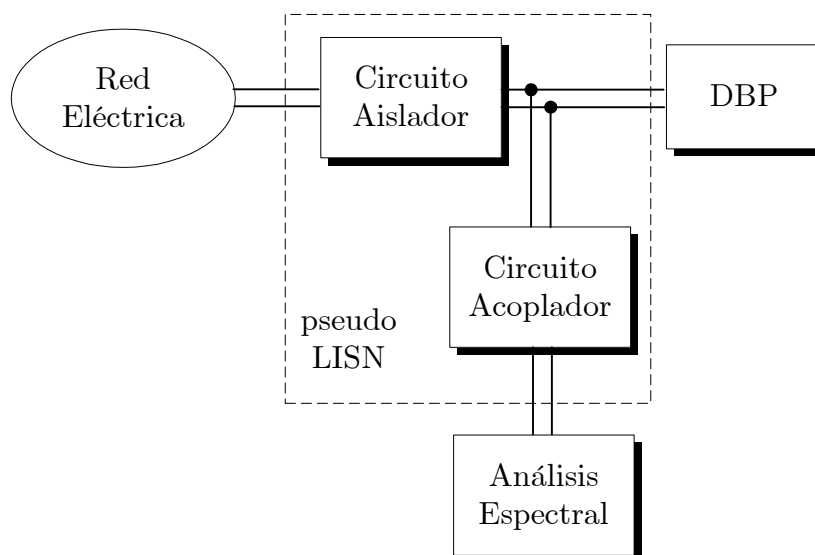


Figura B.11: Configuración para medir el ruido emitido por las cargas

- tiempo de barrido mínimo: 761.5ms (queda determinado por el conjunto anterior de parámetros)
- factor de promediado (F): 50
- número de adquisiciones (N): 150

Los dos últimos parámetros definen el algoritmo de promediado que se aplica, siendo la ecuación que lo rige la siguiente,

$$Y_n = \frac{1}{F}X_n + \left(1 - \frac{1}{F}\right)Y_{n-1} \quad (\text{B.3})$$

Esta relación describe un promediador exponencial, en el que X_n es la entrada o medida espectral en la adquisición n -ésima, mientras que Y_n es la salida o estimación n -ésima de la DEP (todas estas señales son vectores de puntos en frecuencia, 801 en este caso). El algoritmo se aplica iterativamente hasta N veces, y los valores para los parámetros se han elegido para tener una duración de la medida razonable y garantizar que se supera el régimen transitorio del filtro promediador. El tiempo de medida resultante será de $N \cdot T_{\text{barrido}} = 114,225$ segundos.

B.2.3. Medida de Dispositivos Variantes

Como se justifica en el capítulo 4, cuando el dispositivo exhibe cierta no linealidad la presencia de la señal de distribución de energía eléctrica altera la medida de sus características. La señal de 230V es periódica con período 20ms y provoca una variación cíclica del mismo período en la impedancia. Sin embargo para apreciar esas fluctuaciones es necesario sincronizar la medida con la periodicidad de la señal de red.

Es necesario, por tanto, controlar el disparo del barrido en frecuencia del analizador de redes, en lugar de permitir un barrido con disparo autónomo. Existen múltiples posibilidades para

llevarlo a cabo, pero una forma cómoda de sincronizar este barrido con el ciclo de red es utilizar un osciloscopio. Para ello, se le inyecta la señal de 50Hz, provocando su disparo en cualquier fase del ciclo mediante el control de nivel de disparo, y se extrae la señal digital de salida de disparo para temporizar con ella el barrido del analizador de redes.

El analizador de redes empleado permite dos posibilidades de sincronización del recorrido en frecuencia: punto a punto, o barrido a barrido. En el primer modo, se registra la medida en un punto en frecuencia y se incrementa el valor del oscilador local (o sintetizador) cada vez que se activa la señal de disparo. Mientras que en el segundo modo de funcionamiento se arranca con cada disparo una medida completa, barriendo todo el rango de puntos en frecuencia seleccionado.

Con el primer modo se obtienen los valores de impedancia para cada frecuencia de una carga siempre en la misma fase temporal del ciclo de red, la escogida en el disparo, y por tanto la medida durará el número de puntos multiplicado por 20ms. Para lograr la evolución de la impedancia a lo largo del ciclo, habría que tomar varias medidas del rango de frecuencias, disparando en cada una de ellas en una fase del ciclo de red.

Con el segundo método, se iniciaría el barrido en frecuencia siempre en la misma fase temporal del ciclo de red, la escogida en el disparo, pero la medida durará el tiempo de barrido seleccionado. Los puntos en frecuencia se van registrando a lo largo del período de red en distintas fases según la relación existente entre los 20ms y el tiempo de barrido. Para los valores de parámetros seleccionados se verifican las siguientes relaciones,

$$\begin{aligned} \frac{761,5ms/barrido}{20ms/ciclo} &= 38ciclos/barrido + 1,5ms \\ \frac{801puntos/barrido}{38ciclos/barrido} &= 21puntos/ciclo \end{aligned} \tag{B.4}$$

De modo que se muestrea la evolución de la impedancia a lo largo del ciclo en 21 fases, y para cada una de éstas se tienen 38 muestras frecuenciales de la medida, dando lugar a una matriz $Z(t, f)$ ². La resolución temporal y frecuencial del muestreo de las impedancias resulta adecuada para las variaciones temporales intra-ciclo y la selectividad en frecuencia observada en las distintas cargas medidas, por lo que es factible realizar una posterior interpolación de los resultados para adecuarlos a la rejilla tiempo-frecuencia que se defina en el simulador de canal.

Si se desea medir el ruido emitido por este tipo de dispositivos se puede seguir el mismo procedimiento. Utilizar un analizador de redes disparado de manera sincronizada con el ciclo de red, bien punto a punto o bien por barrido, pero realizando medidas de potencia absoluta recibida y aplicando el promediado correspondiente, según se explicó en la sección anterior. De este modo se lograría una estimación de la DEP instantánea de la señal ruidosa $S_N(t, f)$.

²Existe una cierta deriva de un ciclo a otro debido al hecho de que no hay un número entero de muestras en un ciclo de red (alcanza su valor máximo al final del barrido en frecuencia con un desplazamiento de casi el 7% del ciclo, equivalente a 1.42 muestras). Sin embargo, este error de sincronización se puede corregir realizando una re-cuantificación temporal de las muestras en frecuencia. Realmente se hace un ajuste del 'mallado' en el plano tiempo-frecuencia.

Alternativamente, se puede medir la forma de onda temporal del ruido emitido mediante el uso de una tarjeta capturadora, y a partir de ella usar algoritmos de estimación espectral para aproximar la $S_N(t, f)$ (como se explica más adelante en el apartado del sistema de medida de ruido de canales reales).

B.3. Sistema de Medida de Canales

En esta sección se hace referencia a la medida de las respuestas de canales de transmisión establecidos sobre redes eléctricas reales. Para lograr este objetivo se pueden emplear distintas estrategias: realizar un sondeo en el tiempo inyectando una señal de banda ancha en cierto enchufe y estimando la respuesta al impulso según la medida de la señal de salida en otro punto de la red [Liu99]; o bien realizar un sondeo en frecuencia.

La segunda alternativa es la que se ha seguido en este trabajo, para la que se pueden usar dos configuraciones distintas, bien mediante un analizador de redes o bien con un generador de señales y una TAD o un DSO. En ambos casos es necesario incluir el circuito acoplador tanto en transmisión como en recepción. Las dos configuraciones se muestran en las fig.B.12 y B.13.

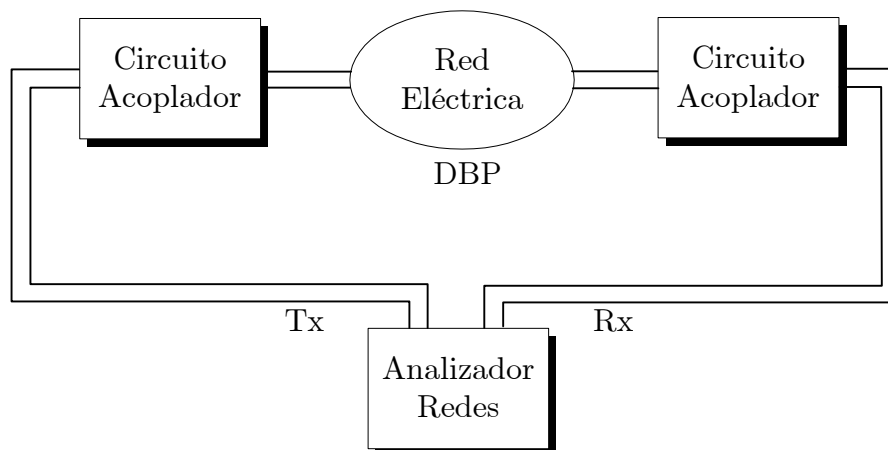


Figura B.12: Primera configuración para medir la respuesta en frecuencia de canales reales

En la configuración que incluye el analizador de redes, el procedimiento de medida parte de la asunción de que el DBP es un sistema LTI (pues se sondea su respuesta a un tono cuya frecuencia se varía progresivamente en el tiempo). Se calcula la respuesta en frecuencia a partir de la medida de los parámetros S_{21} y S_{11} , como se indicó en la ecuación (B.1). En consecuencia, se trata de un método apropiado para las medidas asociadas al modelo lineal invariante descritas en el capítulo 3.

La configuración que utiliza la tarjeta de adquisición de datos, por el contrario es más versátil. Dependiendo de la forma de las señales generadas para excitar el canal y del procesamiento de la medida de la señal recibida muestreada en el tiempo, es posible estudiar sistemas lineales variantes y sistemas no lineales. Por esta razón, es el método escogido para las medidas asociadas al modelo lineal cíclico descritas en el capítulo 5.

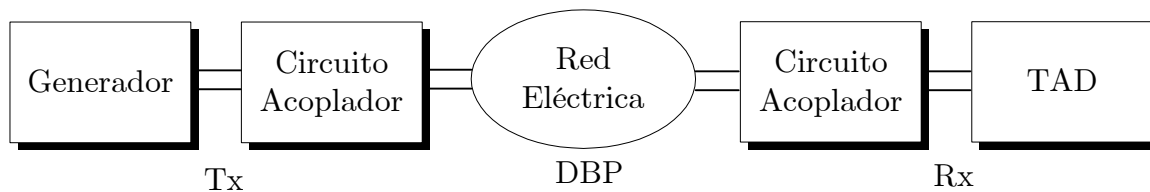


Figura B.13: Segunda configuración para medir la respuesta en frecuencia de canales reales

El procedimiento seguido en estas medidas consiste en sondear el canal con una señal plana en frecuencia dentro de la banda a medir y posteriormente en recepción determinar el filtrado que sufre para así estimar la respuesta del canal. Más concretamente, se genera una forma de onda o patrón compuesto por una suma de tonos de amplitud constante y equiespaciados en frecuencia dentro de la banda de interés. Este patrón se replica muchas veces con el fin de extender la medida en el tiempo. El período de repetición se elige en función de los valores de frecuencia de los tonos y su separación, de modo que se garantice la ortogonalidad de las señales y pueda ser demodulada su amplitud sin que se interfieran entre ellas. La demodulación se efectúa mediante una DFT (*Discrete Fourier Transform*), que estaría funcionando como un banco de filtros. La duración del patrón debe ser muy inferior al ciclo de red que rige la variación temporal del canal para garantizar un muestreo adecuado en el tiempo.

La señal generada se inyecta en la entrada al canal y se muestrea y almacena la señal temporal recibida a la salida del canal. Mediante un procesamiento posterior se demodulan los tonos recibidos en cada patrón para obtener la respuesta del canal en cada frecuencia y en cada intervalo de tiempo, consiguiendo un 'mallado' en el plano tiempo-frecuencia que permite hacer una estimación de la $H(t, f)$. Es conveniente que la duración de la señal de sondeo se extienda durante muchos ciclos de red, pues de ese modo se puede realizar un buen promediado de la señal recibida, sincronizado con el ciclo de red, para eliminar el ruido recibido y mejorar la estimación de la respuesta del canal.

B.4. Sistema de Medida de Ruido

Con el propósito de estudiar el ruido total recibido en canales reales de transmisión sobre redes eléctricas interiores, se realizan medidas de la señal que alcanza el receptor en las mismas localizaciones en que se mide la respuesta del canal pero en ausencia de señal transmitida.

Análogamente a las medidas anteriores, cabe realizar dos tipos de medida según el equipamiento a usar, tal como se refleja en la fig.B.14: bien con un instrumento de análisis espectral, o bien midiendo en el dominio del tiempo con la TAD.

En la primera situación, para obtener una estimación de la DEP del ruido recibido se puede emplear un analizador de espectros o, por reutilizar la configuración y agilizar las medidas, el propio analizador de redes en modo absoluto. El ajuste de los parámetros del instrumento son los mismos que se indicaron en el apartado de medida de ruido emitido por los dispositivos. Si no se sincroniza el instrumento de medida con la tensión de red, se registra una buena aproximación

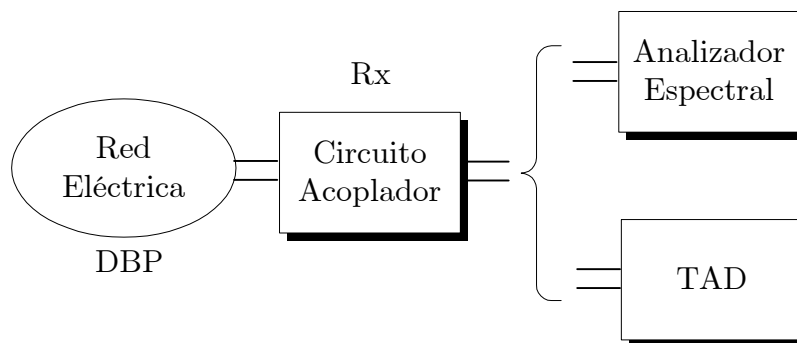


Figura B.14: Configuración para medir el ruido existente en canales reales

de su DEP si el ruido fuese estacionario, pero si realmente es cicloestacionario lo que se consigue es $S_N^0(f)$, el valor medio de su DEP instantánea $S_N(t, f)$ (también por extensión denominado DEP, ver apéndice A). No obstante, se puede forzar el disparo del barrido en frecuencia con el ciclo de la señal de 50Hz, y de ese modo alcanzar una estimación de $S_N(t, f)$ (esta sincronización se puede realizar según ha explicado en el apartado de medida de dispositivos variantes).

La segunda alternativa, hacer capturas de la señal en el dominio del tiempo, permite también hacer aproximaciones de la DEP instantánea o promediada del ruido. Para ello se recurre a algoritmos de estimación espectral de potencia no paramétricos, como por ejemplo el promediado de periodogramas [Marple87], inventanando en el tiempo la forma de onda del ruido recibido. Sin embargo, si se quiere observar la evolución temporal de la DEP a lo largo de los 20ms del ciclo de la señal de red, se puede encajar el inventanado en este ciclo de red e ir desplazando la ventana. De esa forma se consigue un espectrograma [Oppen00] del ruido recibido que es una estimación de $S_N(t, f)$.

Apéndice C

Medida de Parámetros de Transmisión de Cables Eléctricos

C.1. Introducción

El objeto de este apéndice es presentar la caracterización como línea de transmisión de un cable real de los usados en las instalaciones eléctricas interiores. De este modo se trata de justificar experimentalmente las aproximaciones realizadas en el apartado 2.5.1. Debido a la estructura típica de estos cables, el modelo de línea de transmisión más aproximado de los que se estudian en la bibliografía de este campo [Rizzi88, Page83] sería la línea bifilar. Sin embargo, tal modelo no es exacto pues ni los conductores están separados por dieléctrico homogéneo ni están dispuestos perfectamente en paralelo.

A continuación se van a estimar los parámetros de transmisión para un modelo de línea bifilar a partir de varias medidas a un cable real en frecuencias medias, de 5Hz hasta 30MHz, y se van a mostrar los resultados obtenidos de las mismas.

C.2. Medidas de los Cables

El experimento llevado a cabo ha consistido en medir la impedancia de entrada en un extremo de una estructura de cable eléctrico bajo diferentes condiciones de carga en el extremo opuesto. Este tipo de experimento se puede consultar en diversas referencias [Ahola01, Teal98, Bostoen00], si bien en esos casos la estructura de cables analizados no se correspondía con la de las líneas de distribución de baja tensión que interesan en este trabajo.

El material utilizado ha sido un tramo de 11 metros de tres cables unifilares de 2.5mm^2 de sección envueltos en PVC, un tramo de tubo corrugado de plástico de 20mm de diámetro de la misma longitud, un transformador (como el usado en el circuito acoplador, ver apéndice B) y un analizador de redes (el mismo empleado en otras medidas de esta tesis, modelo HP8751A).

Los tres cables se insertaron en el tubo para emular la estructura usada en las instalaciones reales y uno de ellos se conectó en el extremo lejano a la toma de tierra de un enchufe del laboratorio, constituyendo así el hilo de protección. Mediante el analizador de redes se han realizado medidas en reflexión para obtener la impedancia diferencial de entrada de la estructura entre los otros dos hilos, que representarían el conductor de fase y el neutro. Para ello se ha insertado el transformador, entre el puerto del analizador y los dos hilos, que actúa como balun.

La primera medida consiste en registrar la impedancia a la entrada de la línea cuando el extremo distante está en circuito abierto y se denominará \vec{Z}_1 ¹. La relación entre esta impedancia y los parámetros secundarios de la línea de transmisión que modelaría la estructura del cable es,

$$\vec{Z}_1 = \vec{Z}_0 \cdot \cotanh(\vec{\gamma} \cdot d) \quad (\text{C.1})$$

Donde \vec{Z}_0 representa la impedancia característica, $\vec{\gamma}$ la constante de propagación y $d=11\text{m}$ es la longitud de la línea.

En la fig.C.1 se aprecia el resultado de esta medida, observándose como a las frecuencias para las que la longitud de la línea representa un múltiplo de media longitud de onda ($\lambda/2$) existe un valor de alta impedancia que se corresponde con el valor de la carga, esto es aproximadamente en 10MHz ($d=2\lambda$) y 20MHz ($d=\lambda$). Mientras que en frecuencias a las que la longitud de la línea representa múltiplos impares de un cuarto de la longitud de onda se produce una impedancia mínima, por ejemplo en torno a 5, 15 y 25 MHz.

En la segunda medida se obtiene la impedancia a la entrada de la línea cuando el extremo distante está en cortocircuito y se denominará \vec{Z}_2 , relacionada con los parámetros secundarios de la línea de transmisión mediante la expresión,

$$\vec{Z}_2 = \vec{Z}_0 \cdot \tanh(\vec{\gamma} \cdot d) \quad (\text{C.2})$$

En la fig.C.2 se muestra la gráfica resultante para esta impedancia, en la que los máximos se han desplazado de manera que las frecuencias en las que antes había un mínimo ahora existe un máximo, por el efecto de transformación que se produce con distancias múltiplos impares de $\lambda/4$, y donde antes existía un máximo ahora hay un mínimo pues la carga es un cortocircuito.

¹Las magnitudes son vectores porque está valoradas en cada uno de los puntos de frecuencia dentro del rango de interés. Se han tomado 801 puntos equiespaciados entre 5Hz y 30MHz.

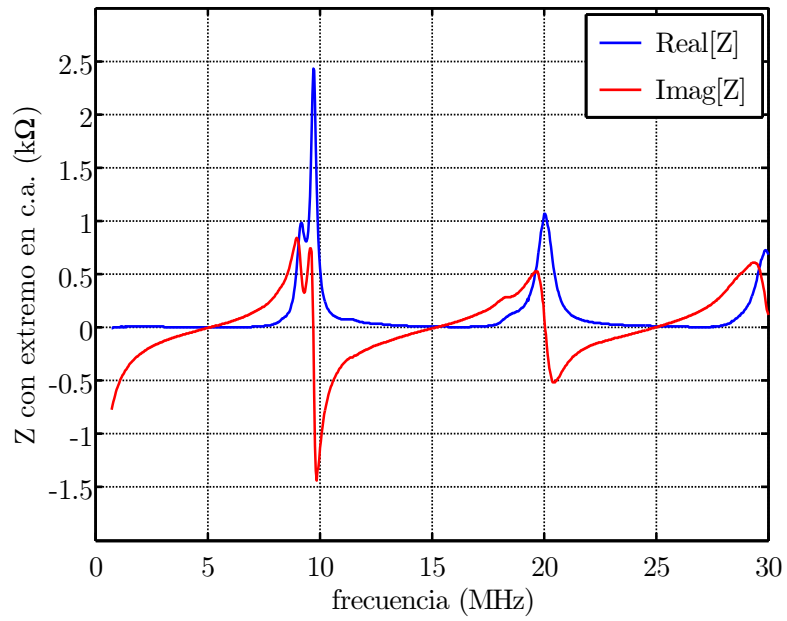


Figura C.1: Impedancia medida cuando el extremo distante se encontraba en circuito abierto

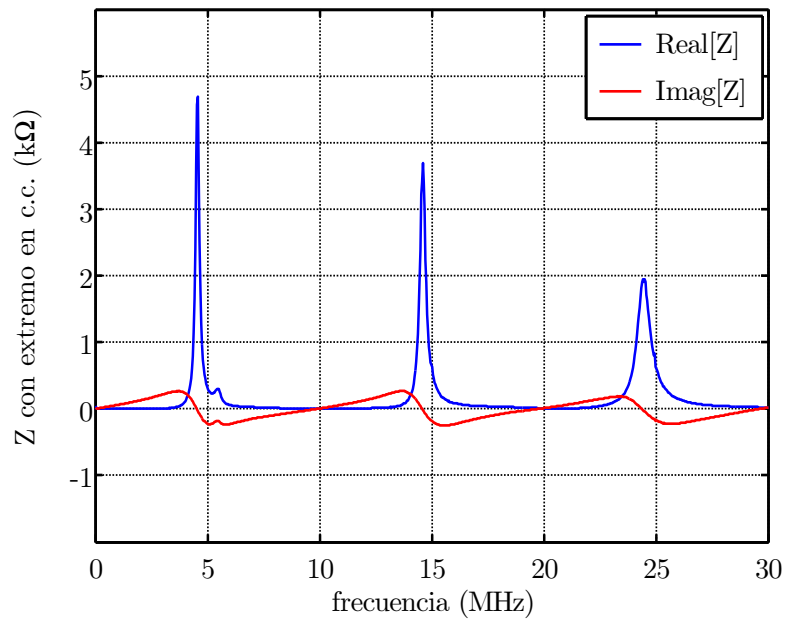


Figura C.2: Impedancia medida cuando el extremo distante se encontraba en cortocircuito

C.3. Estimación de los Parámetros

A partir de las anteriores medidas de impedancia es posible estimar los parámetros secundarios de la línea de transmisión mediante las siguientes ecuaciones,

$$\vec{Z}_0 = \sqrt{\vec{Z}_1 \cdot \vec{Z}_2} \quad (\text{C.3})$$

$$\vec{\gamma} = \frac{1}{d} \cdot \operatorname{atanh} \left(\sqrt{\frac{\vec{Z}_2}{\vec{Z}_1}} \right) = \vec{\alpha} + j\vec{\beta} \quad (\text{C.4})$$

Las curvas de la fig.C.3 presentan la parte real e imaginaria de la impedancia característica así calculada. El hecho de que la parte imaginaria no sea nula, indica que el modelo de línea de transmisión de bajas pérdidas no es exacto aunque es una buena aproximación. Además las variaciones de las curvas cabe atribuirlos a problemas de cálculo numérico por usar expresiones que no están bien condicionadas y son muy sensibles a pequeños errores en las medidas. Por ello se han trazado las rectas de regresión (que representa el mejor ajuste según un criterio de error cuadrático medio mínimo) tanto de la parte real, que sería de 150Ω aproximadamente, como de la parte imaginaria, que estaría próxima a 0Ω .

En cuanto a la constante de propagación, como se observa en la fig.C.4, también aparecen en las curvas variaciones de su parte real, α , e imaginaria, β . Las rectas de regresión en cada caso dan lugar a $\beta \simeq 2,9163 \cdot 10^{-8} \cdot f - 0,0058 \text{ rad/m}$ y $\alpha \simeq 5,0074 \cdot 10^{-10} \cdot f - 0,0334 \text{ Np/m}$.

El que α sea negativa no tiene sentido, y se puede achacar a errores numéricos, pero el valor de β sí parece razonable y permite calcular la velocidad de fase en la línea,

$$\vec{v}_f = \frac{\vec{\omega}}{\vec{\beta}} \quad (\text{C.5})$$

Esta velocidad de fase se ha representado en la fig.C.5, donde se aprecia que está en un intervalo de entre $2.5 \cdot 10^8$ y $2.16 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ para las frecuencias en las que la medida tiene sentido ², siendo el valor promedio de $2.19 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ aproximadamente.

En función de \vec{v}_f se puede hacer una estimación de la permitividad relativa del dieléctrico en la estructura de cable (a frecuencias a las que $\beta \gg \alpha$, que representa la aproximación de bajas pérdidas),

$$\hat{\epsilon} = \left(\frac{c}{\hat{v}_f} \right)^2 \quad (\text{C.6})$$

Para el intervalo de valores medidos de la velocidad de fase se obtiene un rango de valores de $\hat{\epsilon}$ entre 1.4 y 1.9. El valor que elegido en el apartado 2.5.1 para este tipo de cable era $\hat{\epsilon} \simeq 1.52$, calculado haciendo un promediado entre el aire y el PVC que hay entre los hilos conductores supuestos perfectamente paralelos. El resultado experimental se acerca mucho más

²En muy baja frecuencia la longitud de los cables representa una porción demasiado pequeña de la longitud de onda como para observar efectos de propagación de ondas.

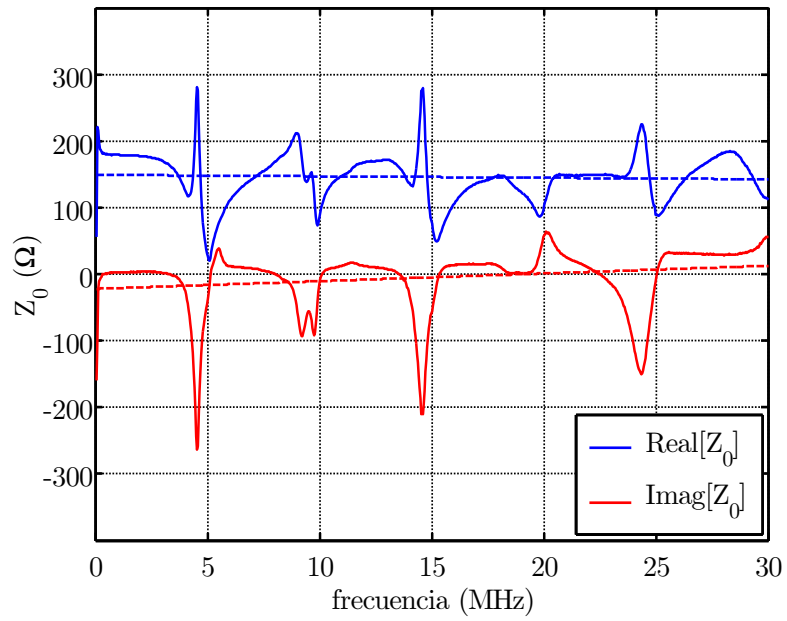


Figura C.3: Impedancia característica de los cables eléctricos

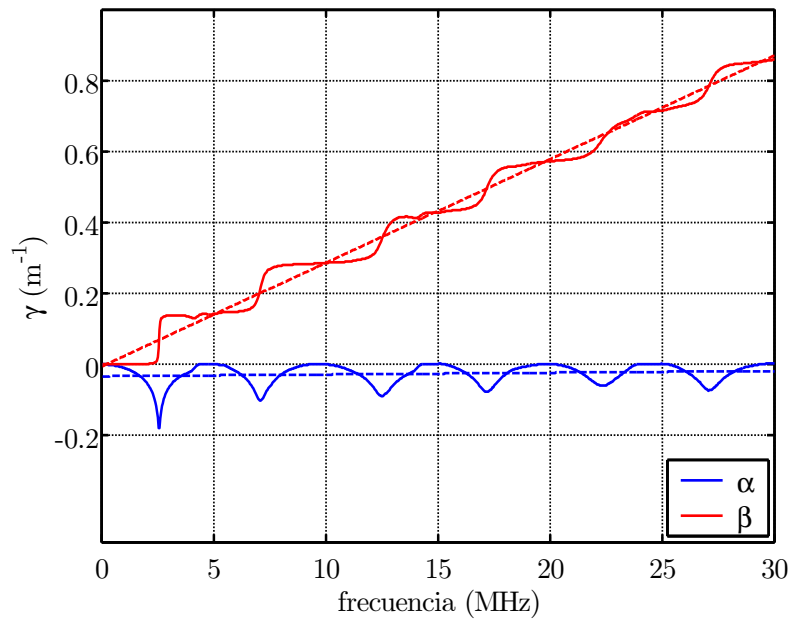


Figura C.4: Constante de propagación de los cables eléctricos

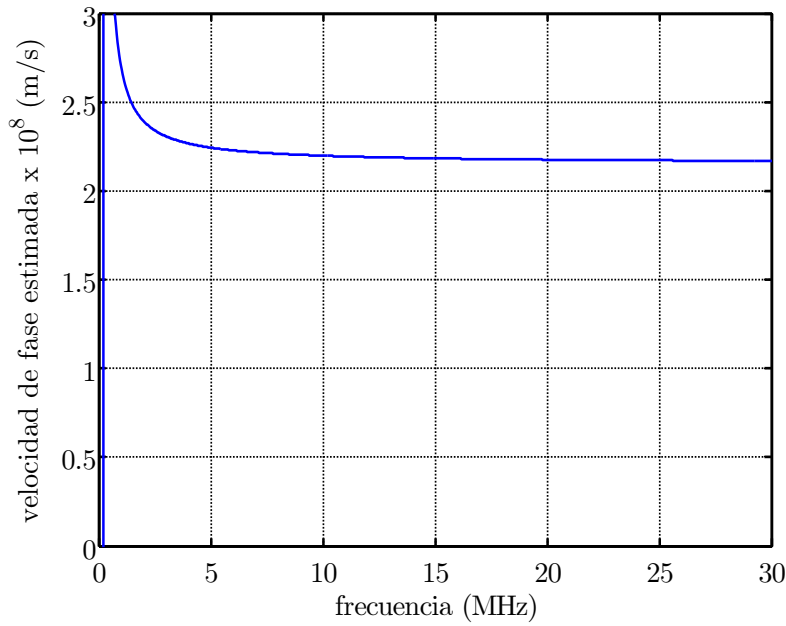


Figura C.5: Estimación de la velocidad de fase de la línea de transmisión

a la estimación teórica propuesta en este trabajo que a la aproximación clásica de considerar dieléctrico homogéneo con $\hat{\epsilon}=3$, el valor de la permitividad relativa del PVC.

A partir de los parámetros secundarios también se pueden estimar los parámetros primarios de los cables, haciendo uso de las expresiones,

$$\vec{L} = \frac{\text{Imag} \left[\sqrt{\vec{Z}_0 \cdot \vec{\gamma}} \right]}{\vec{\omega}} \quad (\text{C.7})$$

$$\vec{C} = \frac{\text{Imag} \left[\sqrt{\frac{\vec{Z}_0}{\vec{\gamma}}} \right]}{\vec{\omega}} \quad (\text{C.8})$$

$$\vec{R} = \text{Real} \left[\sqrt{\vec{Z}_0 \cdot \vec{\gamma}} \right] \quad (\text{C.9})$$

$$\vec{G} = \text{Real} \left[\sqrt{\frac{\vec{Z}_0}{\vec{\gamma}}} \right] \quad (\text{C.10})$$

Los valores medios aproximados indican que $L \simeq 66 \mu H$ y $C \simeq 33 pF$, mientras que los valores de \vec{R} y \vec{G} , derivados de la parte real de γ y que están asociados a las pérdidas, no tienen sentido por las limitaciones de la medida.

Los resultados de este experimento indican que el modelo de línea bifilar ideal no se ajusta perfectamente a la realidad pero es una aproximación razonable al comportamiento de los cables, considerando el dieléctrico no homogéneo. La variabilidad e incertidumbre en las dimensiones y trazado de los cables instalados hace innecesaria una aproximación mejor para el modelo de línea de transmisión.

Referencias

- [Abad03] J. Abad, A. Badenes, J. Blasco, J. Carreras, V. Domínguez, C. Gómez, S. Iranzo, J.C. Riveiro, D. Ruiz, y L.M. Torres. "Extending the power line LAN up to the neighborhood transformer". *IEEE Communications Magazine*, pag.64–70, Abril 2003.
- [Aho83] A. V. Aho, J.E. Hopcroft, y J.D. Ullman. *Data Structures and Algorithms*. Addison-Wesley, 1983.
- [Ahola01] J. Ahola, T. Lindh, y J. Partanen. "Measuring transmission line parameters of a power cable". En *Proceedings of Summer Seminar of Nordic Network for Multi-Disciplinary Optimised Electrical Drives*, Dinamarca, agosto 2001.
- [Allen90] A. O. Allen. *Probability, Statistics and Queueing Theory with Computer Science Applications*. Academic Press, 1990.
- [AT97] Agilent-Technologies. *Application note 1287-1: Understanding the fundamental principles of vector network analysis*, 1997.
- [Bened87] S. Benedetto, E. Biglieri, y V. Castellani. *Digital Transmission Theory*. Prentice Hall, 1987.
- [Biglieri03] E. Biglieri. "Coding and modulation for a horrible channel". *IEEE Communications Magazine*, pag. 92–98, mayo 2003.
- [Bostoen00] T. Bostoen y O. Van de Wiel. "Modelling the low-voltage power distribution network in the frequency band from 0.5mhz to 30mhz for broadband poweline communications (PLC)". En *International Zurich Seminar on broadband communication*, pag. 171–178, febrero 2000.
- [Cañete99] F.J. Cañete, L. Díez, y J.T. Entrambasaguas. "Analysis of residential indoor power lines as a communication medium". En *5th Bayona Workshop on Emerging Technologies in Telecommunications*, pag. 202–206, 1999.
- [Cañete00] F.J. Cañete, L. Díez, y J.T. Entrambasaguas. "Indoor power-line communications: channel modelling and measurements". En *International Symposium on Power-Line Communications and its Applications*, pag. 117–122. ISPLC 2000, Limerick (Irlanda).

- [Cañete00b] F.J. Cañete, L. Díez, J.T. Entrambasaguas, y M.C. Aguayo. "Estimación de la capacidad del canal en comunicaciones por la red eléctrica en entorno doméstico". En *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pag. 123–124. URSI 2000, Zaragoza.
- [Cañete01] F.J. Cañete, L. Díez, y J.T. Entrambasaguas. "A time variant model for indoor power-line channels". En *International Symposium on Power-Line Communications and its Applications*, pag. 85–90. ISPLC 2001, Malmö (Suecia).
- [Cañete02] F.J. Cañete, L. Díez, J.A. Cortés, y J.T. Entrambasaguas. "Broadband modelling of indoor power-line channels". *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, pag. 175–183, febrero 2002.
- [Cañete03] F.J. Cañete, J.A. Cortés, L. Díez, y J.T. Entrambasaguas. "Modeling and evaluation of the indoor power-line channel". *IEEE Communication Magazine*, pag.41–47, abril 2003.
- [Cañete04] F.J. Cañete, J.A. Cortés, L. Díez, y J.T. Entrambasaguas. "On the cyclic nature of indoor power-line channels". *IEEE Transactions on Communications*. En proceso de revisión.
- [Carmona02] J.L. Carmona. *Informe técnico: Metodología de medidas de impedancia y ruido de cargas con analizador de redes*. Departamento Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Málaga, 2002.
- [Caste93] A. Castejón y G. Santamaría. *Tecnología Eléctrica*. McGraw-Hill, 1993.
- [CEBus95] Electronic Industries Alliance. "Power line physical layer and medium specification (CEBus standard)". *EIA-600.31*, 1995.
- [Chang86] M.H.L. Chang y R.B. Donaldson. "Attenuation of communication signals on residential and commercial intrabuildings power-distribution circuits". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pag. 220–230, noviembre 1986.
- [Chang89] M.H.L. Chang y R.B. Donaldson. "Amplitude, width, and interarrival distribution for noise impulses on intrabuilding power line communication". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pag. 320–323, agosto 1989.
- [CEN91] CENELEC. "Signalling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 khz to 148.5 khz". *EN 50065*, 1991.
- [CEN94] CENELEC. "Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of information technology equipment". *EN 50022*, 1994.
- [ComMag03] Feature topic: "Power line local area networking". *IEEE Communications Magazine*. Abril 2003.
- [ComMag03b] Feature topic: "Broadband is power, internet access via power line networks". *IEEE Communications Magazine*. Mayo 2003.

- [Cortés02] J.A. Cortés, L. Díez, F.J. Cañete, y J.T. Entrambasaguas. "System parameters effect on DMT-based broadband indoor power line communications". En *International Symposium on Power-Line Communications and its Applications*, pag. 48–52. ISPLC 2002, Atenas (Grecia).
- [Cortés02b] J.A. Cortés, L. Díez, F.J. Cañete, y J.T. Entrambasaguas. "Bit-loading algorithm for DMT broadband indoor power line communications". En *International Association of Science and Technology for Development (IASTED) International Conference on Communication Systems and Networks*, pag. 278–282. IASTED 2002, Málaga.
- [Crochie83] R.E. Crochiere y L.R. Rabiner. *Multirate Digital Signal Processing*. Prentice Hall, 1983.
- [Dehay94] D. Dehay y H.L. Hurd. *Spectral theory for periodically and almost periodically correlated random processes: a survey*. Center for Stochastic Processes Tech Report No. 412, 1994.
- [Degard02] V. Degardin, M. Lienard, A. Zeddami, F. Gauthier, y P. Degauque. "Classification and characterization of impulsive noise on indoor power line used for data communications". *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, pag. 913–918, noviembre 2002.
- [Dostert90] K.M. Dostert. "Frequency-hopping spread-spectrum modulation for digital communications over electrical power lines". *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, pag. 700–710, mayo 1990.
- [Dostert97] K.M. Dostert. "Telecommunication over the power distribution grid. Possibilities and limitations". En *International Symposium on Power-Line Communications and its Applications*, pag. 1–8. ISPLCA 1997, Essen (Alemania).
- [Dostert01] K. Dostert. *Powerline Communications*. Prentice Hall, 2001.
- [DS2-] Design of Systems on Silicon (DS2) : www.DS2.com.
- [Dutta99] A. Dutta-Roy. "Networks for homes". *IEEE Spectrum*, pag. 26–33, Dec 1999.
- [Esmail03] T. Esmailian, F.R. Kschischang, y P. G. Gulak. "In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble". *International Journal of Communication Systems*, pag.381–400, junio 2003.
- [Enikia-] Enikia : www.enikia.com.
- [Edfors96] O. Edfors, M. Sandell, J.J. Van de Beek, D. Landström, y F. Sjöber. *An Introduction to Orthogonal-Frequency Division Multiplexing*. Research Report, Division of Signal Processing, Luleå University of Technology, septiembre 1996.

- [ETSI00] ETSI. "Powerline telecommunications (PLT). Coexistence of access and in-house powerline systems". *TS 101 867 V1.1.1*, 2000.
- [ETSI03] ETSI. "Powerline telecommunications (PLT). EMI Review and statistical analysis". *TR 102 259 V1.1.1*, 2003.
- [FCC98] Federal Communications Commission. "FCC part 15". pag. 635–680., 10-1-98 edition.
- [Franch94] X. Franch Gutiérrez. *Estructuras de Datos. Especificación, Diseño e Implementación*. Edicions Universitat Politècnica Catalunya, 1994.
- [Gardner75] W. A. Gardner and L.E. Franks, "Characterization of cyclostationary random signal processes". *IEEE Transactions on Information Theory*, pag. 4–14, enero 1975.
- [Gardner86] W.A. Gardner. *Introduction to Random Processes*. MacMillan, 1986.
- [Gardner94] W. A. Gardner. *Cyclostationarity in Communications and Signal Processing*. IEEE Press, 1994.
- [Homeplug-] HomePlug Powerline Alliance : www.homeplug.com.
- [Hooijen98] O. Hooijen. *Aspects of Residential Power Line Communications*. PhD. Thesis. Shaker Verlag, Aachen, 1998.
- [Hooijen98b] O. Hooijen. "A channel model for the residential power circuit used as a digital communication medium". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pag. 331–336, noviembre 1998.
- [Hurd97] H.L. Hurd. *A brief introduction to periodically correlated (cyclostationary) random sequences*. Extract of Lectures Notes for the University of North Carolina, 1997.
- [Intellon-] Intellon : www.intellon.com.
- [Itran-] Itran : www.itrancomm.com.
- [Izzo02] L. Izzo y A. Napolitano. "Linear time-variant transformations of generalized almost-cyclostationary signals - part 1: theory and method". *IEEE Transactions on Signal Processing*, pag. 2947–2961, diciembre 2002.
- [Izzo02b] L. Izzo y A. Napolitano. "Linear time-variant transformations of generalized almost-cyclostationary signals - part 2: development and applications". *IEEE Transactions on Signal Processing*, pag. 2962–2975, diciembre 2002.
- [JCS03] Special issue: "Powerline communications and applications". *International Journal of Communication Systems*. Junio 2003.
- [Jeruchim00] M.C. Jeruchim, P. Balaban, y Sam Shammugan K. *Simulation of Communication Systems*. Plenum Press, 2000.

- [JSAC06] Call for papers for special issue on "Power Line communications". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. Previsión de publicación: 3º cuarto de 2006.
- [Kahn97] J.M. Kahn y J.R. Barry. "Wireless infrared communications". *Proceedings of the IEEE*, pag. 265–298, Feb 1997.
- [Klein75] L. Kleinrock. *Queuing Systems Vol. 1: Theory*. Wiley-Interscience, 1975.
- [Krauss84] J.D. Krauss. *Electromagnetismo*. McGraw-Hill, 1984.
- [Lee86] W. Lee. *Mobile Communications Design Fundamentals*. Howard W. Sams & Co., 1986.
- [Lee03] M.K. Lee, R.E. Newman, H.A. Latchman, S. Katar, y L. Yonge. "Homeplug 1.0 powerline communication LANs-protocol description and performance results". *International Journal of Communication Systems*, pag. 447–473, junio 2003.
- [Lin03] Y. Lin, H.A. Latchman, y Katar S. Newman, R.E. "A comparative performance study of wireless and power line networks". *IEEE Communications Magazine*, pag. 54–63, abril 2003.
- [Liu99] D. Liu, E. Flint, B. Gaucher, y Y. Kwark. "Wide band AC power line characterization". *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, pag. 1087–1097, Nov 1999.
- [López01] J.M. López Fernández. *Procedimientos de Igualación, Sincronización y Medida para la Transmisión Digital Asimétrica de Alta Velocidad por Bucles de Abonado*. Tesis doctoral - Universidad de Málaga, 2001.
- [Mainnet-] Main.Net Communications Ltd. : www.mainnet-plc.com.
- [Marple87] S.L. Marple Jr. *Digital Spectral Analysis with Applications*. Prentice Hall, 1987.
- [Maruba97] G. Marubayashi. "Noise measurements of the residential power line". En *International Symposium on Power-Line Communications and its Applications*, pag. 104–108. ISPLCA 1997, Essen (Alemania).
- [Meyr98] H. Meyr, M. Moeneclaey, y S.A. Fechtel. *Digital Communication Receivers*. Wiley Interscience, 1998.
- [MOPU88] Ministerio de Obras Públicas y Urbanismo (MOPU). IEB baja tensión. *Normas Tecnológicas de Edificación (NTE)*, pag. 289–341, 1988.
- [O'Neal86] J.B. O'Neal Jr. "The residential power circuit as a communication medium". *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, pag. 567–577, agosto 1986.
- [Oppen00] A.V. Oppenheim y R.W. Schafer. *Tratamiento de Señales en Tiempo Discreto*. Prentice Hall, 2000.

- [Page83] J.E. Page de la Vega. *Propagación de Ondas Guiadas*. Servicio de publicaciones de la ETSIT Madrid, 1983.
- [Papoulis91] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes. 3rd edition*. McGraw-Hill, 1991.
- [Philipps98] H. Philipps. "Performance measurements of power line channels at high frequencies". En *International Symposium on Power-Line Communications and its Applications*, pag. 229–237. ISPLCA 1998, Soka (Japón).
- [Philipps99] H. Philipps. "Modelling of power line communication channels". En *International Symposium on Power-Line Communications and its Applications*, pag. 14–21. ISPLC 1999, Lancaster (Reino Unido).
- [Philipps02] H. Philipps. *Hausinterne Stromversorgungsnetze als Übertragungswege für Hochrate Digitale Signale*. PhD. Thesis. Shaker Verlag, 2002.
- [Phoong96] S. Phoong y P.P. Vaidyanathan. "Time-varying filters and filter banks: some basic principles". *IEEE Transactions on Signal Processing*, pag. 2971–2987, diciembre 1996.
- [PLCForum-] *Power Line Communications Forum* : www.plcforum.org.
- [Priest88] M.B. Priestley. *Non-Linear and Non-Stationary Time Series Analysis*. Academic Press, 1988.
- [Proakis94] J.G. Proakis y M. Salehi. *Communications Systems Engineering*. Prentice Hall International, 1994.
- [Proakis95] J.G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995.
- [Proakis98] J.G. Proakis y D.G. Manolakis. *Tratamiento Digital de Señales. Principios, Algoritmos y Aplicaciones*. Prentice Hall, 1998.
- [Radford96] D. Radford. "Spread spectrum data leap through AC power wiring". *IEEE Spectrum*, pag. 48–53, noviembre 1996.
- [Rappa96] T.S. Rappaport. *Wireless Communications*. Prentice Hall, 1996.
- [RCT-] Cables RCT : www.rct.es.
- [Rizzi88] P.A. Rizzi. *Microwave Engineering. Passive Circuits*. Prentice Hall, 1988.
- [Rundste-] "Rundsteuertechnik..." : www.rundsteuerung.de/html/entwicklung.html.
- [Sanz01] A. Sanz, J.I. García, I. Urriza, y A. Valdovinos. "A complete node for the power line medium of european home systems specifications". En *International Symposium on Power-Line Communications and its Applications*, pag. 53–58. ISPLC 2001, Malmö (Suecia).

- [Shannon48] C.E. Shannon. "A mathematical theory of communication". *Bell System Technical Journal*, pag. 379–423 y 623–656, julio y octubre 1948.
- [Smith72] A.A. Smith. "Power line noise survey". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pag. 31–32, Feb 1972.
- [STM95] ST Microelectronics. *ST7537HS1 Home Automation Modem*, 1995.
- [STM98] ST Microelectronics. *ST7536 Power Line Modem*, 1998.
- [Sutter98] P. Sutterlin. "A power line communication tutorial. Challenge and technologies". En *International Symposium on Power-Line Communications and its Applications*, pag. 15–29. ISPLCA 1998, Soka (Japón).
- [Tanaka88] M. Tanaka. "High frequency noise power spectrum, impedance and transmission loss of power line in japan on intrabuilding power line communications". *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, pag. 321–326, mayo 1988.
- [Telvent-] Telvent : www.telvent.com.
- [Teal98] P. Teal, N. Scott, y R. Vaughan. "Characterization of balanced transmission line by microwave techniques". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pag. 2148–2151, diciembre 1998.
- [UNESA-] Asociación Española de la Industria Eléctrica (UNESA) : www.unesa.es.
- [VGracht85] P.K. Van der Gracht y R.W. Donaldson. "Communication using pseudonoise modulation on electric power distribution circuits". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pag. 964–974, septiembre 1985.
- [Vines84] R.M. Vines, H.J. Trussell, L.J. Gale, y J.B. O'Neal Jr. "Noise on residential power-distribution circuit". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pag. 161–168, noviembre 1984.
- [Vines85] R.M. Vines, H.J. Trussell, K.C. Shue, y J.B. O'Neal Jr. "Impedance on residential power-distribution circuit". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pag. 6–12, febrero 1985.
- [Werner91] J.J. Werner. "The HDSL environment". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, pag. 785–800, agosto 1991.
- [X10-] X10 Technology Transmission Theory : www.x10.com/technology1.htm.
- [Zimmer02] M. Zimmermann y K. Dostert. "Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pag. 249–258, febrero 2002.
- [Zimmer02b] M. Zimmermann y K. Dostert. "A multipath model for the powerline channel". *IEEE Transactions on Communications*, pag. 553–559, abril 2002.