

Canal de comunicaciones

Francesc Rey Micolau
Javier Villares Pera

PID_00197109



Los textos e imágenes publicados en esta obra están sujetos –excepto que se indique lo contrario– a una licencia de Reconocimiento-NoComercial-SinObraDerivada (BY-NC-ND) v.3.0 España de Creative Commons. Podéis copiarlos, distribuirlos y transmitirlos públicamente siempre que citéis el autor y la fuente (FUOC. Fundació para la Universitat Oberta de Catalunya), no hagáis de ellos un uso comercial y ni obra derivada. La licencia completa se puede consultar en <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es/legalcode.es>

Índice

Introducción.....	5
Objetivos.....	8
1. Respuesta impulsional y respuesta frecuencial del canal.....	9
1.1. Respuesta impulsional del canal	9
1.2. Respuesta en frecuencia del canal	14
2. Canales variantes en el tiempo.....	16
2.1. Componente de <i>fading</i> muy lentamente variante	19
2.2. Componente de <i>fading</i> lentamente variante	21
2.2.1. Componente de <i>path-loss</i>	21
2.2.2. Componente de <i>shadowing</i>	22
2.3. Componente de <i>fading</i> rápidamente variante	23
2.3.1. Escenario NLOS. Distribución de Rayleigh	26
2.3.2. Escenario LOS. Distribución de Rice	27
2.3.3. Variación temporal del canal. Estadística de segundo orden	28
3. Características de los canales variantes en el tiempo.....	30
3.1. Dispersión del retardo	30
3.1.1. Perfil del retardo de la potencia	30
3.1.2. Dispersión del retardo	31
3.2. Ancho de banda de coherencia	31
3.3. Dispersión Doppler	32
3.4. Tiempo de coherencia	34
3.5. Clasificación de los canales	35
3.5.1. Canal selectivo en frecuencia vs. canal multiplicativo	36
3.5.2. Canal rápidamente variante en el tiempo vs. canal lentamente variante en el tiempo	37
4. Modelización de los canales variantes en el tiempo.....	39
5. Mitigación de la distorsión del canal (ecualización y diversidad).....	42
5.1. Canal multiplicativo invariante (o muy lentamente variante) en el tiempo	42
5.2. Canal multiplicativo rápidamente variante en el tiempo	43
5.3. Canal selectivo en frecuencia muy lentamente variante en el tiempo	45

5.4. Canal selectivo en frecuencia rápidamente variante en el tiempo	46
Resumen	48
Bibliografía	51

Introducción

En la asignatura *Sistemas de comunicaciones I* se presentan las principales modulaciones digitales y se analizan cuáles son sus prestaciones en el caso de un canal ideal (AWGN). También se dedica un apartado a estudiar los efectos que un canal no ideal provoca sobre la transmisión de una señal digital. En este se aprende que la degradación provocada es debida a una interferencia de los mismos símbolos que se transmiten, lo que denominamos *interferencia intersimbólica*.

Diremos que un canal es ideal cuando la forma de onda de la señal recibida no varía con respecto a la forma de onda de la señal transmitida. Hay un par de fenómenos inherentes a toda comunicación (sea analógica o digital) que modifican la señal recibida sin alterar su forma de onda. El primero de ellos es la atenuación de la señal debido a la propagación de esta. Sin embargo, observamos que esta atenuación continúa manteniendo la forma de onda de la señal y se puede compensar modificando la potencia de señal transmitida.

Un segundo efecto de toda comunicación es el retardo. Es obvio afirmar que la propagación de una señal no es instantánea, sino que habrá un retardo asociado a la distancia y la velocidad de propagación de la señal, que dependerá del medio por el que se propaga. Sin embargo, de nuevo podemos afirmar que el retardo no modifica la forma de onda de la señal.

Un último fenómeno inherente a cualquier comunicación, y que no catalogaremos como canal no ideal, será la presencia de ruido aditivo. Este ruido se suma a la señal transmitida sin modificar su forma de onda y, por lo tanto, no lo consideraremos una distorsión.

Así pues, resumiendo, dado un sistema de comunicaciones que transmite una señal $s(t)$, diremos que estamos ante un **canal ideal** si en recepción recibimos una señal que responde a la expresión siguiente, en la que α es la atenuación del canal, t_0 es el retardo de propagación y $n(t)$, el término de ruido aditivo:

Señal transmitida: $s(t)$

Señal recibida: $z(t) = \alpha \cdot s(t - t_0) + n(t)$

Pocos son los casos en los que podemos suponer que el canal es ideal. Entre los casos más típicos de canal ideal podemos enumerar las transmisiones por cable a corta distancia y velocidades de transmisión moderadas, o las comunicaciones por satélite de servicios fijos que incluyen antenas directivas. No obstante, en la mayoría de escenarios, el canal de comunicaciones no será ideal. Incluimos aquí los casos más típicos de canal con multicamino, que se encuentran en los sistemas de comunicaciones móviles e inalámbricos. Dada, pues, la im-

portancia del canal de comunicaciones, vamos a dedicar este módulo a estudiar con detalle el canal, sus características, los diferentes problemas y distorsiones que puede generar sobre la señal, y las opciones para mitigarlos.

En un primer apartado, revisaremos la forma de modelizar un canal con la respuesta impulsional y con la respuesta en frecuencia. También repasaremos el concepto de interferencia intersimbólica y, en el caso de las comunicaciones inalámbricas, veremos las causas físicas que pueden provocar que el canal no sea ideal. Para ello, vamos a introducir los términos *scatter*, *canal con multicaminos* y *canal dispersivo en el tiempo*. Conocer las razones por las que el canal no es ideal será importante para poder entender en el segundo apartado las causas por las que un canal puede variar en el tiempo.

La dificultad a la hora de trabajar con un canal no ideal se intensifica cuando este canal no es constante, sino variante en el tiempo, situación muy habitual en las comunicaciones móviles. Así pues, los canales variantes en el tiempo serán objeto de estudio en el segundo apartado. Todos hemos experimentado alguna vez que, al hablar por teléfono móvil, nos hemos movido unos cuantos metros y hemos pasado de tener mucha cobertura a perderla casi toda. A lo largo del apartado, vamos a presentar las causas por las que un canal es variante en el tiempo y podremos entender por qué unos pocos metros pueden afectar tanto a la calidad de la señal recibida. El apartado se estructura en tres partes, cada una de ellas relacionada con una de las tres componentes en las que se puede descomponer la variabilidad del canal. La tercera de estas partes (subapartado 2.3), que trata las variaciones rápidas del canal, será la más importante a la hora de estudiar el efecto de la variabilidad de un canal sobre una señal de comunicaciones. Los otros dos componentes, al corresponder a variaciones lentas o muy lentas del canal, serán previsibles, o como mínimo, más fácilmente compensables.

Una vez introducido el canal variante en el tiempo, en el apartado 3 se presentarán los parámetros que caracterizan el grado de dispersión temporal del canal y también su variabilidad en el tiempo. Conocer estos parámetros será necesario para poder evaluar el grado de complejidad del canal y de la comunicación.

Combinando los conocimientos adquiridos en los apartados 2 y 3, el apartado 4, que puede servir como resumen, presenta el esquema que hay que seguir para generar un canal variante en el tiempo a partir de su modelización estadística. Su contenido podrá resultar útil si necesitáis simular un canal variante en el tiempo a partir de los parámetros que lo caracterizan.

Finalmente, en el apartado 5, se clasifican los canales a partir de las opciones que permiten mitigar su efecto sobre una señal transmitida. Veremos que los canales pueden ser: ideal, multiplicativo variante en el tiempo (la atenuación que el canal introduce varía con el tiempo), selectivo en frecuencia lentamente variante en el tiempo y selectivo en frecuencia rápidamente variante en el

tiempo. Para cada uno de los tipos de canal, las opciones para compensar el efecto del canal serán diferentes. La lectura de este apartado resulta interesante como guía para entender en cada caso qué tipo de modulación o estrategia de transmisión-recepción es más adecuada.

Para acabar esta introducción, comentaremos que en ningún momento en todo el módulo hacemos referencia a la banda de frecuencias o frecuencia concreta a la que se realiza la comunicación. La teoría presentada para el canal de comunicaciones es válida para cualquier frecuencia de trabajo. En el módulo, cuando hablemos de canal, nos referiremos siempre a lo que se conoce como el equivalente paso bajo del canal, que es el canal complejo que verá el equivalente paso bajo de la señal.

Reflexión

El equivalente paso bajo de la señal se presenta en el módulo didáctico “Comunicaciones analógicas: señales paso banda” de la asignatura *Sistemas de comunicaciones I*. Recordemos que el equivalente paso bajo es una definición matemática que pretende compactar la notación de la descomposición de una modulación paso banda en sus componentes en fase y cuadratura eliminando toda referencia a la frecuencia de la portadora. Si $s(t)$ es una señal paso banda centrada en la frecuencia portadora f_0 , esta se puede escribir como $s(t) = \text{Re}\{b_s(t) \cdot \exp\{j2\pi f_0 t\}\}$, donde $b_s(t)$ es el equivalente paso bajo de la señal.

Objetivos

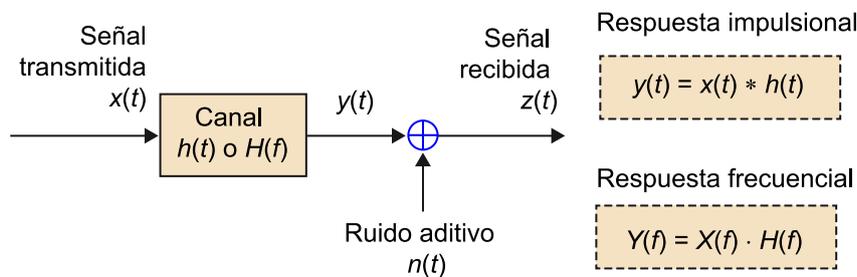
Con el estudio de este módulo didáctico, alcanzaréis los objetivos siguientes:

1. Conocer las características de los canales de comunicaciones y poder clasificarlos según sus características.
2. Entender los conceptos de dispersión temporal y dispersión frecuencial del canal.
3. Conocer los canales variantes en el tiempo y la estructura de sus variaciones (*slow fading* / *fast fading*).
4. Describir las funciones de Bello y las relaciones que se establecen entre ellas.
5. Comprender los conceptos de dispersión del retraso, ancho de banda de coherencia, dispersión Doppler y tiempo de coherencia.
6. Saber, para cada tipo de canal, qué opciones hay para mitigar la distorsión introducida por el canal (ecualización / comunicaciones con diversidad).

1. Respuesta impulsional y respuesta frecuencial del canal

Como hemos visto en la introducción, el canal de comunicaciones no es ideal (canal AWGN) cuando la señal recibida no se corresponde con una réplica atenuada y retardada de la señal transmitida que se ha contaminado por un ruido aditivo. En general, cuando el canal no es ideal, lo modelizaremos como un sistema lineal, donde la entrada del sistema es la señal transmitida y la salida del sistema es la señal recibida a la que hay que añadir la componente de ruido aditivo. La figura 1 ilustra esta manera de modelizar el canal de comunicaciones:

Figura 1. Modelo de canal*



* Representación mediante la respuesta impulsional y la respuesta frecuencial.

Tal como se ve en la figura 1, el canal –como cualquier sistema lineal– se puede representar indistintamente a partir de su respuesta impulsional, $h(t)$, o a partir de su respuesta en frecuencia, $H(f)$. En el caso de representar el sistema con la respuesta impulsional, la relación entrada-salida está definida por la convolución de la respuesta impulsional con la señal de entrada, mientras que en el caso de representar el sistema con la respuesta frecuencial, la relación entrada-salida está definida por el producto de la respuesta en frecuencia con la transformada de Fourier de la señal de entrada.

Antes de continuar con la definición de las características del canal reflexionaremos sobre los conceptos de respuesta impulsional y respuesta frecuencial del canal para entender el comportamiento del canal y cómo este distorsiona la señal. Haremos este análisis recurriendo a ejemplos y símiles sencillos.

1.1. Respuesta impulsional del canal

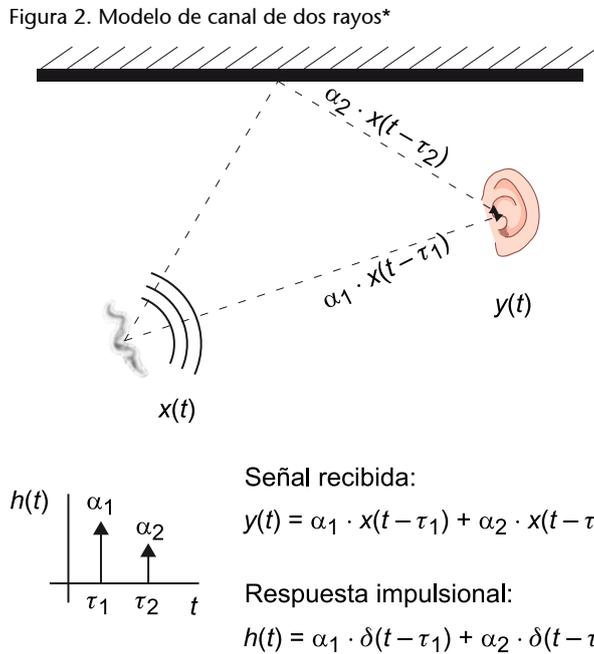
Para entender el concepto de respuesta impulsional del canal y la ecuación de convolución que rige el comportamiento del canal haremos un símil entre el canal de comunicaciones y la acústica de una sala (pensemos, por ejemplo, en una iglesia o una catedral). La señal transmitida sería la señal de voz que generamos cuando hablamos dentro de la catedral; la señal recibida es lo que alguien oiría dentro de la catedral; y la respuesta impulsional vendría

Reflexión

En el caso habitual de trabajar con señales aleatorias, dado que no tiene sentido hablar de la transformada de Fourier de la señal de entrada $X(f)$, la relación entrada-salida a partir de la respuesta en frecuencia del canal $H(f)$ vendrá determinada por la densidad espectral de potencia de la señal:

$$S_y(f) = S_x(f) \cdot |H(f)|^2$$

determinada por la acústica del espacio, como vamos a ver a continuación. Por simplicidad, vamos a ignorar el ruido del canal de comunicaciones, que en nuestro símil podría ser cualquier ruido dentro de la catedral. La figura 2 ilustra un modelo muy simplificado de la acústica de una sala, denominado *modelo de dos rayos*.



* Ejemplo de respuesta impulsional.

Tal como se ve en el ejemplo, la señal transmitida se recibe siguiendo dos caminos: por un lado, la señal llega directamente al oyente (receptor) con un cierto retardo de propagación τ_1 y una cierta atenuación α_1 , y además la señal transmitida rebota en una de las paredes de la sala y se recibe con un cierto retardo τ_2 y una atenuación α_2 . La respuesta impulsional $h(t)$ es en este caso la que se ilustra en la figura 2, formada por dos funciones delta con un cierto retardo y una cierta atenuación.

El efecto provocado por este canal es conocido por todo el mundo. Como os podéis imaginar, el fenómeno que se produce es el de un eco, de modo que cuando recibimos la señal oímos dos réplicas del mensaje de voz, una retardada con respecto a la otra. En estos casos, podemos decir que se produce una dispersión temporal de la señal transmitida, o de manera equivalente, que tenemos un **canal dispersivo en el tiempo**. En efecto, la energía que introducimos en el canal se dispersa en el tiempo, de modo que cuando se recibe, ocupa un periodo de tiempo mayor que el de la señal transmitida. Esta dispersión temporal es la causante de la distorsión de la señal, ya que la señal recibida no coincide con la señal transmitida.

Así pues, la respuesta impulsional representa el modo como la energía de una señal se dispersa a lo largo del tiempo cuando este se transmite por un canal. Cuanto más dure la respuesta impulsional, mayor será la dispersión temporal. A su vez, cuanto mayor sea la amplitud de las deltas, más alta será la energía

Reflexión

Este modelo simplificado de dos rayos puede extenderse al problema real de una iglesia o catedral, si consideramos que el número de reflexiones es mucho mayor por el hecho de que intervienen paredes, techo, etc. En este caso, en lugar de recibir un eco (dos rayos), se recibe un número mucho mayor de ecos, cada vez con más retardo y mayor atenuación, que dan lugar a una respuesta impulsional con un número mucho mayor de deltas, que decaen (se van haciendo más pequeñas) a medida que pasa el tiempo. El modelo, aunque resulta más complejo, no varía conceptualmente con respecto al modelo de dos rayos, que es mucho más fácil de ilustrar, razón por la que lo utilizamos en la explicación.

transferida al receptor. En este punto del módulo, el objetivo es entender el concepto, y dejamos para el apartado 3 la cuantificación formal y numérica del grado de dispersión temporal de un canal.

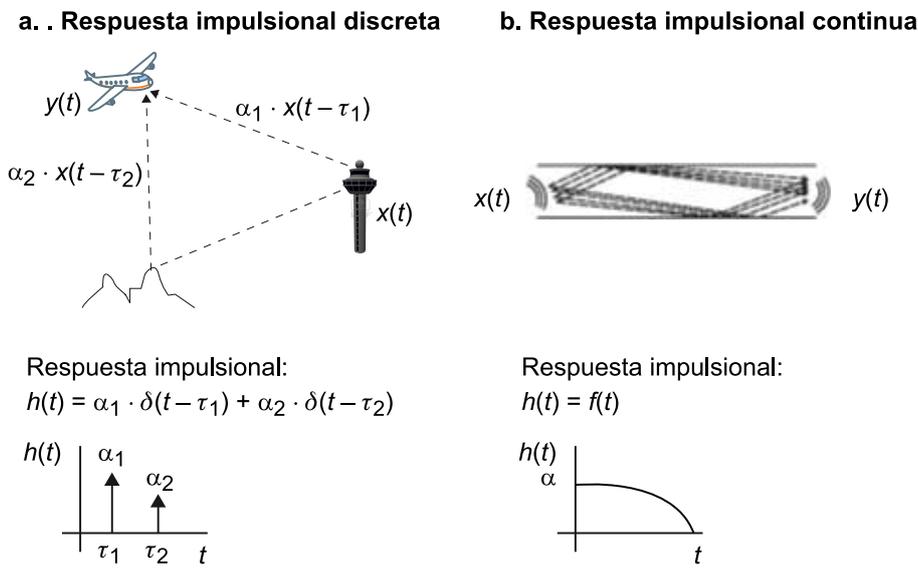
El símil utilizado para la acústica de la sala coincide con lo que pasa cuando la señal transmitida es una señal electromagnética radiada (transmisión inalámbrica) o una señal que se transmite por un cable o una guía de ondas (transmisión guiada):

- En el caso de la transmisión inalámbrica, la señal electromagnética se refleja en los diferentes objetos que encuentra en su camino hasta llegar al receptor, igual que lo hace la señal de voz, de modo que la respuesta impulsional sigue la misma forma que la del ejemplo. Empleando la terminología inglesa, cada uno de los objetos sobre los que se refleja la señal electromagnética recibe el nombre de *scatter*.
- En el caso de la transmisión guiada, las ondas o la señal eléctrica que viajan por el medio físico también experimentan reflexiones sobre el medio, de modo que la señal recibida no es una única réplica de la señal transmitida. En este segundo caso, no siempre es trivial plantear un modelo de reflexiones (en especial en un cable), y puede resultar más útil modelizar el canal a partir de la respuesta en frecuencia, tal como vamos a ver seguidamente.

Inspirado en este fenómeno de reflexiones y diversidad de caminos que sigue la señal transmitida hasta el receptor, se suele decir que tenemos un **canal con multicamino** (o canal con *multipath*, utilizando la terminología anglosajona).

En el ejemplo, y solo por simplicidad, se ha planteado un modelo de reflexiones discreto.

Figura 3. Ejemplos de respuesta impulsional discreta y continua



Tal como se puede ver en la figura 3, la respuesta impulsional puede ser discreta o continua, dependiendo de si tenemos un número finito o infinito de *scatters*:

- Un ejemplo de canal con respuesta impulsional discreta podría ser el modelo de dos rayos de un canal aeronáutico (comunicaciones tierra-avión), en el que la señal transmitida desde tierra se recibe directamente en el avión junto con una reflexión producida sobre la superficie del mar (el caso dual de la comunicación avión-tierra sería idéntico).
- Un ejemplo de canal con respuesta impulsional continua sería el modelo de canal en un cable o guía de ondas, en el que las reflexiones se producen sobre toda la superficie del medio físico de propagación.

En el caso de comunicaciones digitales, la respuesta impulsional, a pesar de ser continua, a menudo acaba siendo discretizada en el tiempo del símbolo para facilitar el análisis del problema. En ese caso, en lugar de la notación $h(t)$, se suele utilizar la notación $h(n)$, en la que n es el índice temporal.

Sobre la señal recibida aparece el fenómeno de interferencia intersimbólica (*ISI*, del inglés *inter-symbol interference*) que se produce cuando, al muestrear la señal a la salida del filtro adaptado a una muestra por símbolo, la muestra obtenida presenta, además del símbolo y de la componente de ruido, una contribución aditiva superpuesta de símbolos precedentes y/o símbolos posteriores.

Repasemos a continuación esta situación a partir del ejemplo de dos rayos presentado en las figuras 2 y 3.

ISI producido por un canal dispersivo en el tiempo

Se considera la transmisión de una modulación binaria (2PAM) polar por el canal no ideal de la figura 2. Tal como se ve, la respuesta impulsional del canal está formada por un rayo directo y una reflexión. Consideremos que los símbolos transmitidos toman los valores $a_k = \pm 1$ y el pulso conformador es un pulso rectangular de duración T_s segundos y de energía unidad. Bajo estas condiciones, la señal transmitida toma la forma siguiente:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t - kT_s)$$

Si por simplicidad asumimos que la respuesta impulsional es $h(t) = \alpha_1 \delta(t) + \alpha_2 \delta(t - T_s)$, la señal a la salida del canal (incluyendo el término de ruido $w(t)$) vendrá dada por la expresión siguiente:

$$y(t) = x(t) * h(t) + w(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k (\alpha_1 p(t - kT_s) + \alpha_2 p(t - kT_s - T_s)) + w(t)$$

Seguidamente, si consideramos la señal a la salida del filtro adaptado, obtenemos el término siguiente:

$$z(t) = y(t) * p(-t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \left(\alpha_1 \Lambda\left(\frac{t - kT_s}{T_s}\right) + \alpha_2 \Lambda\left(\frac{t - kT_s - T_s}{T_s}\right) \right) + \tilde{w}(t)$$

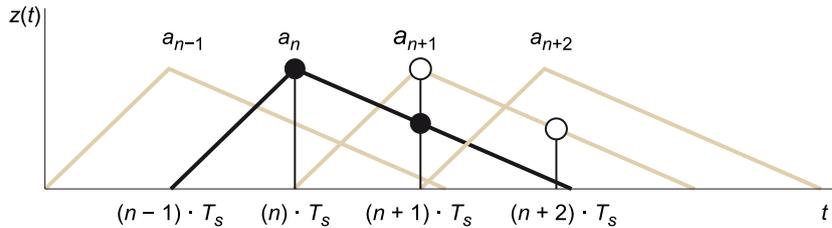
Ved también

Las consecuencias que tiene un canal con multicamino (o dispersivo en el tiempo) sobre una señal digital se presentan en la asignatura *Sistemas de comunicaciones I*.

Observemos que la señal $\Lambda\left(\frac{t}{T_s}\right)$ sería la señal que se obtendría a la salida del filtro adaptado si el canal fuera ideal. Debido al canal, que introduce una reflexión en la señal, se obtiene la suma de dos pulsos triangulares con un retardo que coincide con el retardo relativo entre los dos rayos. La figura 4 ilustra un ejemplo de ello. Como se puede ver, en el instante $(n + 1) \cdot T_s$, en el que solo tendríamos que recibir el símbolo a_{n+1} , recibimos, aparte del símbolo esperado, una fracción del símbolo anterior por el efecto dispersivo del canal. Este término se puede ver como una interferencia llamada *interferencia intersimbólica (ISI)*, por estar vinculada a los símbolos de la propia señal. Así pues, la señal muestreada a la salida del filtro adaptado queda de la manera siguiente:

$$z_n = z(n \cdot T_s) = \alpha_1 a_n + \alpha_2 a_{n-1} + \tilde{w}_n$$

Figura 4. Ejemplo de señal con ISI a la salida del filtro adaptado



En el ejemplo hemos visto que la ISI sobre las muestras está provocada únicamente por el símbolo anterior, dado que estamos considerando un modelo de canal de dos rayos. En general, la ISI depende del grado de dispersión del canal. Tanto si el canal es discreto como si es analógico y luego se discretiza, la respuesta impulsional del canal estará formada en la práctica por un número finito de coeficientes (rayos) que denotaremos por L . Si el canal está muestreado a tiempo de símbolo, los L coeficientes provocan en la práctica que la ISI esté provocada por $L - 1$ símbolos.

Terminología
Para referirnos al número de coeficientes, en algún momento también utilizaremos la terminología anglosajona de <i>taps</i> .

En general, la ecuación de convolución que relaciona la señal a la salida del canal $y(t)$ con respecto a la señal a la entrada del canal $x(t)$, se expresa según la ecuación (1):

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau + w(t) \quad (1)$$

en la que $w(t)$ se refiere al término de ruido aditivo.

De manera análoga, si la componente dispersiva del canal es discreta, se obtiene una versión discreta de la respuesta impulsional del canal variante en el tiempo, en el que la notación empleada es $h(k)$, donde k es el índice correspondiente a la dispersión temporal, y T el tiempo en segundos entre muestras del canal discreto. En este caso, la ecuación (1) correspondiente a la convolución de la señal de entrada con la respuesta del canal se expresa según la ecuación (2):

$$y(t) = \sum_{k=0}^{L-1} h(k)x(t - kT) + w(t) \quad (2)$$

en la que la integral de convolución se convierte en un sumatorio donde el escalar L denota el número de coeficientes del canal.

Finalmente, si la señal $y(t)$ se filtra con el filtro adaptado y la salida se muestrea a una muestra por símbolo, obtenemos una señal en la que podemos encontrar representado el término de ISI con claridad:

$$z_n = z(n \cdot T_s) = c_0 a_n + \sum_{k=1}^{L-1} c_k a_{n-k} + \tilde{w}_n \quad (3)$$

El segundo sumando, correspondiente al sumatorio, representa el término de ISI y provoca una degradación sobre la probabilidad de error. Los términos representados por los c_k son las muestras del impulso (a tiempo de símbolo) a la salida del filtro adaptado formado por la convolución del pulso conformador con la respuesta impulsional del canal y con el filtro adaptado. En la ecuación (3), hemos asumido que el pulso conformador convolucionado con el filtro adaptado no tiene ISI y que el canal está muestreado a tiempo de símbolo. En caso contrario, el índice L del sumatorio tendría que ser diferente al número de coeficientes del canal).

1.2. Respuesta en frecuencia del canal

En determinados problemas, debido a la estructura de la señal o las características del canal, resulta más intuitivo y útil modelizar y analizar el comportamiento del canal a partir de la respuesta en frecuencia del canal. Pensemos, por ejemplo, en el canal del bucle de abonado de la telefonía fija. Este canal, que se ha diseñado para transmitir una señal de voz que tiene un ancho de banda de 4 kHz, se puede modelizar como un sistema con un comportamiento paso bajo con frecuencia de corte de 4 kHz. En este caso, estamos modelizando –y por lo tanto, especificando– el canal a partir de su respuesta en frecuencia, dado que sabemos que su comportamiento permitirá transmitir cualquier señal de audio de frecuencia máxima de 4 kHz y atenuará cualquier componente frecuencial de la señal de frecuencia superior.

Otro ejemplo de canal que se modeliza y se especifica a partir de la respuesta en frecuencia puede ser una línea de transmisión a la frecuencia de las microondas o un circuito de microondas en el que los diferentes tramos de línea se diseñan para trabajar a una frecuencia determinada, y por lo tanto, resultará útil conocer el comportamiento de la línea de transmisión a diferentes frecuencias.

Este segundo ejemplo de línea de transmisión a una frecuencia de microondas nos resulta muy útil para poner de manifiesto que, con independencia de que el canal se especifique con la respuesta impulsional $h(t)$ o con la respuesta en frecuencia $H(f)$, en ambos casos nos referimos a la misma distorsión de canal.

Con el conocimiento de las líneas de transmisión y las microondas podríamos justificar que las reflexiones (respuesta impulsional) que se producen en el dominio del tiempo debido a los desacoplamientos en la línea son los causantes de que las ondas incidentes y reflejadas, que se suman, provoquen nulos en determinados puntos de la línea y para determinadas frecuencias (respuesta en frecuencia), y poner así de manifiesto que ambas funciones expresan el mismo fenómeno físico.

Así pues, podemos concluir, a partir del ejemplo, que el mismo canal físico permite una interpretación de su comportamiento en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. En el dominio temporal, se manifiesta mediante una dispersión temporal de la señal (que puede comportar ISI en comunicaciones digitales), mientras que en el dominio frecuencial se manifiesta como una atenuación de unas frecuencias con respecto a otras.

El objetivo de este primer apartado, más allá de los ejemplos concretos, es que conozcáis las dos formas de modelizar el canal, qué implica cada una de ellas y qué razones físicas pueden justificar la distorsión de la señal. Será sencillamente una cuestión de simplicidad en la interpretación, modelización y análisis del problema, el que utilicemos a partir de ahora la respuesta impulsional o la respuesta frecuencial del canal. Como es bien sabido, la relación entre las dos, $h(t)$ y $H(f)$, se obtiene a partir de la transformada de Fourier.

2. Canales variantes en el tiempo

En las comunicaciones fijas, en las que todo permanece inmóvil a lo largo del tiempo, el canal de comunicaciones es estático, es decir, no varía a lo largo del tiempo (cuando menos, podemos decir que no varía durante el tiempo que dura una comunicación) y, por lo tanto, hablamos de *canal fijo*. Ahora bien, podemos encontrar escenarios en los que este canal no se mantenga constante durante todo el tiempo que dura la comunicación, sino que vaya variando a lo largo del tiempo. Hablaremos en estos casos de *canal variante en el tiempo*, y su caracterización será el objeto de este apartado. Avanzamos que los escenarios de comunicaciones móviles, aunque no son los únicos, son los que en su mayoría presentan canales variantes en el tiempo.

Siguiendo con el símil de la acústica de una catedral, podemos decir que, mientras todo el escenario se mantenga inmóvil, las características de la señal de voz que recibirá un receptor (el eco) serán siempre las mismas. Ahora bien, si el transmisor se mueve mientras habla dentro de la catedral, irá moviéndose bajo la nave principal, entrará en las capillas, cruzará puertas... y, como es fácil de imaginar, las características del eco variarán a lo largo del tiempo. Estaremos, pues, ante un canal en el que la respuesta impulsional variará a lo largo del tiempo. Encontraremos el mismo tipo de variabilidad en el canal si el transmisor se mantiene inmóvil y el receptor se mueve, puesto que el canal depende de la posición relativa entre el transmisor y el receptor. Finalmente, incluso si el transmisor y el receptor están inmóviles, el canal podrá cambiar si los *scatters* se mueven. En el caso de la catedral, puede ser difícil imaginarse esta situación, ya que implicaría que paredes, techo o mobiliario estén en movimiento. Sin embargo, pensad en un escenario real en el que se transmite una señal electromagnética que se refleja en vehículos, sobre la superficie del mar o en las hojas húmedas de los árboles. En cualquiera de estos casos, el movimiento de estos objetos hará que el valor de la respuesta impulsional varíe a lo largo del tiempo al hacerlo la manera como se refleja la señal.

La respuesta impulsional de un canal variante en el tiempo queda caracterizada por completo por la función $h(t,\tau)$ definida en función de las variables t y τ . La variable t representa la evolución temporal del canal debido al movimiento del transmisor, el receptor y los *scatters*. La variable τ representa la dispersión temporal de la señal transmitida por el efecto multicamino y, en el caso de las comunicaciones digitales, puede provocar interferencia intersimbólica.

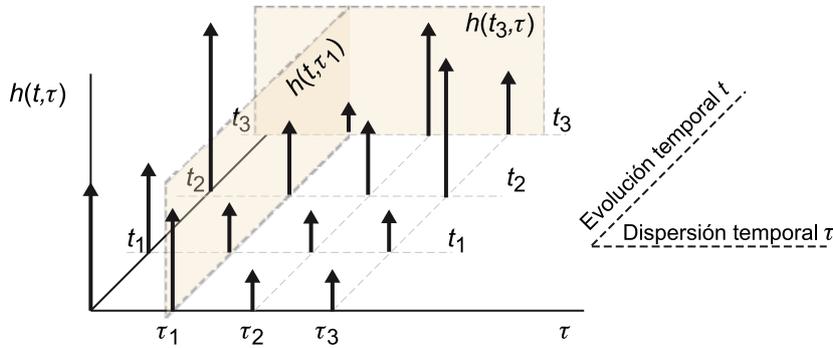
La figura 5 ilustra la respuesta impulsional de un canal variante en el tiempo (para obtener una representación clara, la representación se ha discretizado en las dos variables). Observamos que la variable t es inherente a la variabilidad del canal, mientras que la variable τ está relacionada con la distorsión de la señal. La figura presenta un corte en el eje t y otro en el eje τ . El primero de

Reflexión

Observad que se ha producido un cambio de notación respecto a la notación empleada para canales fijos (no variantes en el tiempo) que se ve en el apartado anterior. Con esta nueva notación con las variables t y τ , un canal constante en tiempo tendría que seguir la notación $h(\tau)$, dado que la variable relacionada con dispersión temporal es la τ .

los cortes da como resultado la respuesta impulsional $h(t_3, \tau)$, que representa la función de dispersión de la señal que vería el receptor en el instante temporal t_3 . Por otro lado, el segundo corte da como resultado la función $h(t, \tau_1)$, que ilustra cómo varía a lo largo del tiempo el segundo coeficiente de la respuesta impulsional.

Figura 5. Respuesta impulsional de un canal variante en el tiempo



Siguiendo la notación empleada para un canal variante en el tiempo, la ecuación de convolución que relaciona la señal a la salida del canal $y(t)$ con respecto a la señal a la entrada del canal $x(t)$ se expresa según la ecuación (4):

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau)x(t - \tau)d\tau + w(t) \quad (4)$$

en la que $w(t)$ se refiere al término de ruido aditivo.

De manera análoga a como se ha hecho en la ecuación (2), si la componente dispersiva del canal (variable τ) es discreta, se obtiene una versión discreta de la respuesta impulsional del canal variante en el tiempo en el que la notación empleada es $h(t, k)$, donde k es el índice correspondiente a la dispersión temporal, y T el tiempo en segundos entre muestras del canal discreto. En este caso, la integral de convolución (4) se convierte en un sumatorio:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{L-1} h(t, k)x(t - kT) + w(t) \quad (5)$$

en el que el escalar L denota el número de coeficientes del canal.

Hay varias maneras de modelizar la variabilidad del canal, desde las más complejas, que reproducen la geometría del problema y van moviendo los objetos para generar la evolución del canal (en el caso del símil de la catedral, correspondería a tener una maqueta del canal y modelizar todas y cada una de las reflexiones que se producen en él y sus variaciones a medida que el transmisor o receptor se mueven), hasta las más simples, que modelizan estadísticamente el canal para obtener realizaciones de canal que son estadísticamente equivalentes a las que se obtendrían en una situación real. Esta segunda manera de

proceder –la modelización estadística del canal– es la más habitual para trabajar, por su simplicidad a la hora de simular un canal (podéis imaginar la complejidad que representaría reproducir la geometría del problema en cuanto a esfuerzo y cálculo computacional).

Presentamos a continuación la **modelización estadística de un canal variante en el tiempo**. El modelo estadístico se basa en el hecho de suponer que el comportamiento del canal variante en el tiempo se puede describir a partir de la superposición de tres tipos básicos de cambios en la respuesta del canal: unos cambios muy lentos, unos cambios lentos y unos cambios rápidos.

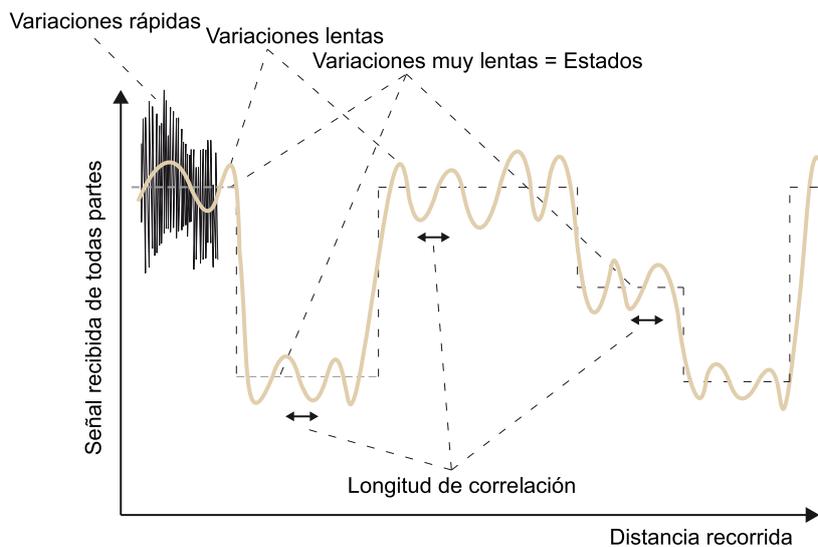
El **modelo de variaciones muy lentas** se justifica con el cambio del escenario o entorno cuando consideramos tiempos de observación del canal grandes; por ejemplo, podemos imaginar un vehículo que se mueve y pasa de un entorno boscoso a un entorno abierto, cruza túneles, entre otros.

El **modelo de variaciones lentas** se justifica con los cambios que tienen lugar en el entorno cercano; por ejemplo, la aparición de sombras que reducen el grado de cobertura en una comunicación móvil.

Finalmente, el **modelo de variaciones rápidas** se debe a los pequeños movimientos del transmisor, el receptor o los *scatters*, que hacen que los diferentes rayos provocados por el multicamino se sumen de manera constructiva o destructiva y generen variaciones en el nivel de señal que pueden ser considerables (del orden de algunos dB).

Las diferentes variaciones de la señal se ilustran gráficamente en la figura 6 y se presentan con más detalle en los subapartados siguientes.

Figura 6. Modelo estadístico de un canal variante



Fuente: F. Pérez Fontán y otros.

Lectura complementaria

Una explicación más detallada de los modelos de canales inalámbricos se puede encontrar para el caso general en las referencias siguientes:

Raymond Steele (1992). *Mobile radio communications*.

Londres: John Wiley & Sons.

T. S. Rappaport (1996). *Wireless communications: principles and practice*. Englewood Cliffs: Prentice Hall.

Bernard Sklar (1997, julio). "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems: Characterization" (parte I); "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems: Mitigation" (parte II). *IEEE Communications magazine* (vol. 35, n.º 7).

F. Pérez Fontán; M. Vázquez-Castro; C. Enjamio Cabado; J. Pita García; E. Cubista (2001, noviembre). "Statistical modeling of the LMS channel". *IEEE Transactions on Vehicular Technology* (vol. 50, n.º 6).

2.1. Componente de *fading* muy lentamente variante

Una primera componente que afecta a la variabilidad del canal corresponde a las variaciones muy lentas (*very slow fading*) del canal debidas al cambio en el escenario o entorno en el que se desarrolla la comunicación. En muchas ocasiones, este tipo de variaciones no se consideran en la modelización estadística del canal, ya que solo tiene sentido tenerlas en cuenta cuando hacemos una simulación o análisis de un sistema de comunicaciones durante un periodo de tiempo largo y en un entorno en el que el transmisor y/o el receptor pueden cambiar de escenario. Por *escenario* entenderemos, por ejemplo, pasar de un entorno rural o un espacio abierto a un entorno urbano, boscoso, o cruzar un túnel.

Así pues, teniendo en cuenta las causas que justifican esta componente muy lentamente variante del canal, podemos intuir que el modelo en las variaciones muy lentas tendrá que obedecer a cambios en el modelo de propagación de la señal debido al cambio de escenario. Por ello, la modelización de esta componente de dispersión muy lentamente variante se hará mediante una cadena de Markov en la que cada estado de la cadena de Markov corresponderá a un posible escenario de propagación particular y pasaremos de un escenario a otro o nos mantendremos en el mismo escenario con una cierta probabilidad.

La complejidad en la cadena de Markov, es decir, el número de estados que definiremos, estará determinada por el problema concreto que estemos considerando y el grado de precisión que queramos proporcionar a nuestro modelo. En la bibliografía, podemos encontrar diferentes maneras de resolver el problema.

Ejemplo

Veamos a continuación el ejemplo concreto propuesto en el artículo de F. Pérez Fontán y otros, donde resuelven el problema para el caso concreto de un canal de comunicaciones móviles en un enlace satélite (aunque el trabajo en concreto hace referencia a un canal satélite, la solución propuesta puede ser igual de válida para otros tipos de canales).

Tal como se ve en la figura 7, en este caso concreto estos autores plantean una cadena de Markov con tres estados, correspondientes a las tres situaciones diferentes en las condiciones de propagación y, por lo tanto, tres escenarios con diferentes modelos de propagación. En un primer caso, vamos a considerar que hay visión directa entre el transmisor y el receptor; en un segundo caso, consideraremos que hay visión parcial, y, en un tercer caso, consideraremos que no es posible la visión directa entre transmisor y receptor:

- Estado 1 (S1): condiciones de visión directa o LOS (*line-of-sight*).
- Estado 2 (S2): condiciones de visión parcial.
- Estado 3 (S3): condiciones de no visión directa o NLOS.

Pensemos en un problema diferente al de las comunicaciones móviles por satélite al que podríamos aplicar este mismo modelo de tres estados. Imaginemos un vehículo que recibe la señal de un repetidor de señal terrestre. Si el vehículo se mueve en un entorno abierto cerca del repetidor con visión directa, estaremos en el estado S1. Cuando el vehículo entre en una zona con algunos

Cadenas de Markov

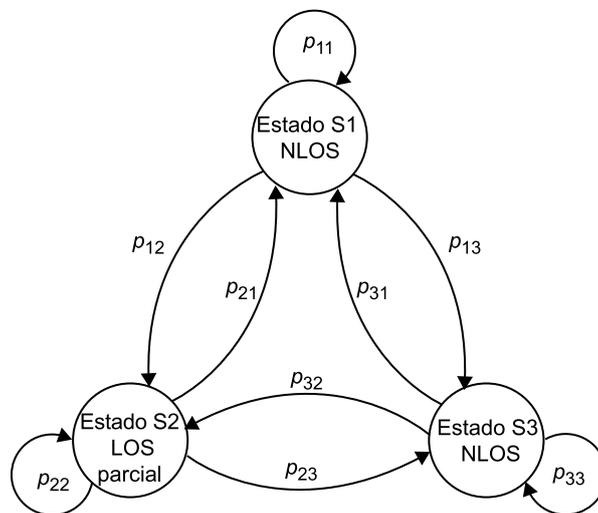
Una cadena de Markov es un proceso estocástico que puede tomar un número de estados discretos de modo que la probabilidad de estar en un estado dado en un momento determinado, n , solo depende del estado del proceso en el tiempo anterior, $n - 1$.

LOS y NLOS

Empleando la terminología inglesa, nos referiremos con las siglas LOS y NLOS a las condiciones de visión directa (*line-of-sight*) y de no visión directa (*non-line-of-sight*).

árboles, estos árboles pueden generar sombras en el enlace repetidor-vehículo y, por lo tanto, estaremos en el estado S2, con una situación de visión parcial con un cierto grado de sombra (en inglés, *shadowing*), que reducirá el nivel de potencia recibida. Finalmente, si el vehículo entra en una zona urbana, los edificios introducirán una componente de bloqueo en el enlace (en inglés, *blocking*), que anulará una componente de visión directa y pasará al estado S3. Que no haya visión directa no querrá decir que no sea posible la comunicación, aunque el nivel de señal será muy inferior al que tendremos en los demás estados. En este último caso, la señal electromagnética podrá llegar al receptor gracias a la componente de multicamino (pensad, por ejemplo, en un teléfono móvil, con el que, aun sin ver la estación base, podemos contar con un cierto grado de cobertura dentro de casa).

Figura 7. Modelo de tres estados con cadena de Markov para modelizar la componente de *fading* muy lentamente variantes



En el modelo de la cadena de Markov, aparte de los estados, hay que definir las probabilidades de transición, que indican la probabilidad de ir de un estado a otro (o la probabilidad de mantenerse en un estado concreto). En función del entorno que estemos considerando, habrá que determinar estas probabilidades. Así, por ejemplo, si estamos intentando modelizar el comportamiento del canal de comunicaciones en la meseta castellana, donde en su mayoría estaremos en espacio abierto (estado S1) y solo con una cierta probabilidad muy baja cruzaremos una zona urbana (estado S3) o nos adentraremos en una zona boscosa (estado S2), las probabilidades de estar en S1 o pasar a los estados S2 o S3 serán muy diferentes que si estamos modelizando el comportamiento del canal de comunicaciones en la zona metropolitana de Valladolid, donde en su mayoría estaremos en un entorno urbano (estado S3), con una cierta probabilidad de tener ligera visión con el transmisor (estado S2) y con una probabilidad casi nula de encontrarnos en un espacio abierto (estado S1).

2.2. Componente de *fading* lentamente variante

Una segunda componente que afecta a la variabilidad del canal corresponde a las variaciones lentas (*slow fading*) del canal a pequeña escala debidas a la atenuación producida por la sombra (en inglés, *shadowing*) que encontramos en los recorridos de los objetos móviles debido a las características del terreno (pensemos, por ejemplo, en las variaciones de atenuación de la señal provocadas por un receptor móvil que se mueve por detrás de un grupo de árboles, cerca de una zona con pequeños cerros, edificios u otros objetos). Estas variaciones lentas en el *fading* del canal acaban repercutiendo en variaciones lentas del nivel de potencia recibida o, de modo equivalente, en la relación E_s/N_0 de la señal.

La modelización de esta componente de *fading* lentamente variante se suele hacer mediante la combinación de dos factores. Un primer factor, determinista, que depende de la distancia entre el transmisor y el receptor (componente de *path-loss*) y un segundo factor, aleatorio, que se modeliza habitualmente con una distribución log-normal. El primer factor determinará la atenuación media en función de la distancia, y el segundo factor, las variaciones sobre la media. Así pues, la atenuación de un canal $L(d)$ en dB en función de la distancia se puede modelizar de la manera siguiente:

$$L(d)_{dB} = L_{0dB} + 10\alpha \log_{10} \frac{d}{d_0} + L_{SdB} \quad (6)$$

En la expresión (6):

- $\frac{d}{d_0}$ es la distancia entre el transmisor y el receptor normalizada a la distancia de referencia d_0 (por ejemplo: 1 km).
- L_{0dB} es una constante que corresponde al *path-loss* a la distancia de referencia d_0 .
- α recibe el nombre de *exponente de path-loss*.
- L_{SdB} es el factor aleatorio llamado *componente* (o *factor*) *de shadowing*.

A continuación, vamos a analizar con detalle los dos factores que intervienen, la componente de *path-loss* y la componente de *shadowing*.

2.2.1. Componente de *path-loss*

Esta componente determina la atenuación media de la señal en función de la distancia. Aunque no corresponde estrictamente a una variación del canal, lo incluimos en este apartado porque si el transmisor y/o el receptor se mueven,

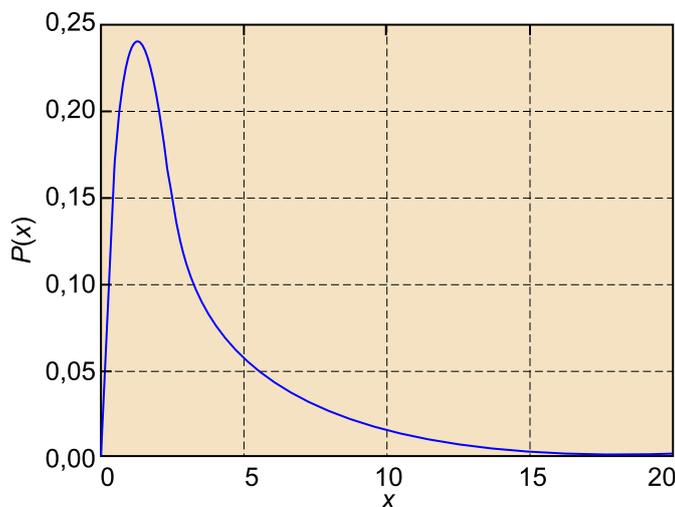
la atenuación media varía lentamente, y esto afecta a la variabilidad del canal. Sin embargo, algunos autores no consideran el *path-loss* como una parte de la variabilidad del canal.

Observemos que el valor de atenuación depende de la distancia. Como es bien sabido, la atenuación aumenta al aumentar la distancia, y está regulada por el factor α . Según la ecuación (6), se puede ver que esta variación es lineal en función del logaritmo de la distancia, y la pendiente de la recta depende de α . En un problema de propagación en espacio libre sabemos que la potencia decae como el cuadrado de la distancia, y por lo tanto, podemos decir que $\alpha = 2$. En entornos de propagación altamente guiados, como una guía de ondas o un entorno urbano, en los que las calles hacen una función de guiado de la señal, el exponente de *path-loss* es $\alpha < 2$. Finalmente, en entornos en los que la señal se encuentra con elementos que bloquean la señal (por ejemplo, en el interior de los edificios), el exponente de *path-loss* es $\alpha > 2$ (típicamente). Los valores para α se determinan a partir de campañas de medida en entornos concretos.

2.2.2. Componente de *shadowing*

Esta componente modeliza las variaciones de la señal causadas por el movimiento del transmisor o el receptor con los objetos cercanos con los que interacciona la señal al propagarse (árboles, edificios, montañas, entre otros). Hay varias maneras de modelizar estadísticamente esta componente, todas ellas determinadas de nuevo a partir de campañas de medida de canales concretos en escenarios concretos. La manera más genérica de hacerlo (que corresponde al modo más sencillo) es considerar que L_{SdB} es una variable aleatoria con distribución log-normal.

Figura 8. Función densidad de probabilidad de una distribución log-normal



La distribución log-normal es una distribución continua en la que el logaritmo de una variable tiene una distribución normal. Por lo tanto, su función de densidad de probabilidad, que depende de los parámetros M y S , es (figura 8):

$$P(x) = \frac{1}{S\sqrt{2\pi}x} \exp\left\{-\frac{(\ln x - M)^2}{2S^2}\right\} \quad (7)$$

Como en el caso del exponente α , los valores de M y S se determinan a partir de campañas de medida en entornos concretos.

2.3. Componente de *fading* rápidamente variante

La tercera componente que afecta a la variabilidad del canal corresponde a las variaciones rápidas (*fast fading*) del canal. Este *fading* rápidamente variante está causado por la propagación multicamino (vista en el subapartado anterior) combinada con la variación de este en el tiempo (ya sea debido a la movilidad del transmisor o del receptor, o debido a la movilidad de los *scatters*).

Tal como se ha visto en el subapartado anterior, la señal recibida se compone de la contribución de un gran número de los rayos por el efecto multicamino. Aunque el modelo se ha presentado intuitivamente como un modelo con pocos rayos, hay que pensar que el número de rayos que llegan al receptor en un mismo instante de tiempo es muy elevado (en principio, infinito).

Pensemos, por ejemplo, en una señal que se refleja en las hojas de un árbol. El número de hojas es elevado, y aunque a gran escala podemos modelizar una onda electromagnética que se refleja en el árbol como un rayo reflejado, en la práctica estará compuesta por una multitud de rayos que tienen retardos de propagación muy semejantes. Pero cada rayo disperso tiene su propia atenuación, tiempo de retraso, fase y desplazamiento Doppler. En el receptor, esta multitud de rayos que llegan al mismo tiempo, se suman. Si los diferentes rayos llegan con fases diferentes, la suma puede ser constructiva, y obtenemos un aumento en la potencia de la señal recibida en aquel instante de tiempo, o destructiva, y obtenemos un *fading* de la señal en aquel instante de tiempo. Pequeños movimientos en el transmisor, el receptor y los *scatters* originan cambios en la fase de todos los rayos, de modo que la suma de todas las contribuciones experimenta cambios apreciables, y el valor de *fading* evoluciona con el tiempo.

Este fenómeno sería inapreciable si la transmisión se hiciera a frecuencias bajas, puesto que pequeños movimientos (del orden de los centímetros) provocarían cambios pequeños en los retardos de propagación de los diferentes rayos, que corresponderían a pequeñas variaciones de fase de la señal. Pero como la variación en la fase está relacionada con la frecuencia portadora de la señal, o equivalentemente con la longitud de onda de la señal (λ), resulta que a frecuencias elevadas la longitud de onda se reduce, y por lo tanto, movimientos del orden de $\lambda/2$ pueden producir variaciones de fase del orden de π radia-

nes, que harán que rayos que se sumaban constructivamente pasen a sumarse destructivamente, o viceversa, y generen fluctuaciones importantes en la potencia de la señal recibida.

En resumen, podemos concluir que el *fading* rápido se obtiene como la suma de todos los rayos reflejados (en principio, infinito) donde, aunque la amplitud de los diferentes rayos también varía con el movimiento (del transmisor, el receptor y los *scatters*), la causa principal de la variabilidad del canal se debe a la variación en la fase de los diferentes rayos producida por pequeños movimientos. Tal como se puede intuir, cuanto mayor sea la velocidad de los cambios, más rápida será la variación de los *fadings* y más pequeña será la correlación del canal en el tiempo.

La modelización de esta componente de *fading* rápidamente variante se hace de manera estadística con una variable aleatoria. Modelizarlo de manera completa es una tarea compleja que nadie se plantea. Cuando el objetivo es modelizar la variabilidad del canal en el tiempo, la estadística de segundo orden de la respuesta impulsional del canal es suficiente para caracterizar la evolución del canal. Así pues, se introduce la función de autocorrelación de la respuesta impulsional del canal variante en el tiempo $h(t, \tau)$, considerado ahora una variable aleatoria, como la expresión siguiente:

$$R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) = E\{h(t_1, \tau_1) \cdot h^*(t_2, \tau_2)\}$$

Una simplificación común se basa en la suposición de la estacionariedad y la incorrelación entre *scatters* (o rayos), que describimos a continuación:

- Suposición de **estacionariedad en sentido amplio** (o *suposición WSS*, del inglés *wide sense stationary*). Podemos decir que un canal cumple la condición de estacionariedad en sentido amplio con respecto a la variable temporal t cuando los dos primeros momentos (media y autocorrelación) de la respuesta impulsional del canal no dependen del tiempo de referencia. Esto es:

$$\begin{aligned} E\{h(t_1, \tau_1)\} &= E\{h(t_2, \tau_1)\} \\ R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2)_{WSS} &= R_h(t_2 - t_1; \tau_1, \tau_2) = R_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2) \end{aligned}$$

- Suposición de ***scatters* (o rayos) incorrelacionados** (también *suposición US*, del inglés *uncorrelated scattering*). Podemos decir que un canal cumple la condición de *scatters* (o rayos) incorrelacionados cuando la respuesta impulsional está incorrelacionada con respecto a la variable τ . Esto es:

$$R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2)_{US} = R_h(t_1, t_2; \tau_1) \cdot \delta(\tau_2 - \tau_1)$$

- Suposición de **canal WSSUS**. Combinando los supuestos WSS y US, podemos decir que un canal es WSSUS si cumple la condición siguiente:

$$R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2)_{WSSUS} = R_h(\Delta t, \tau_1) \cdot \delta(\tau_2 - \tau_1)$$

Nota

Algunos valores de $\lambda/2$ para diferentes frecuencias portadoras:

$$f_c = 100 \text{ MHz}; \lambda/2 = 1,5 \text{ m}$$

$$f_c = 1 \text{ GHz}; \lambda/2 = 15 \text{ cm}$$

Aunque el supuesto de canal WSSUS se aplica de manera habitual a los canales variantes en el tiempo, es bien sabido que ni un canal puede ser rigurosamente estacionario, ni puede cumplir la hipótesis de los US (por ejemplo, algunos canales en entornos submarinos no se pueden considerar US). Sin embargo, el supuesto de canal WSSUS es adecuado para la gran mayoría de canales modelizados en un intervalo de tiempo restringido y limitando su comportamiento a un margen de frecuencias.

Consideraremos a partir de este momento una versión discreta de la respuesta impulsional del canal variante en el tiempo $h(t,k)$ con un canal que tiene L componentes ($0 < k < L - 1$) (es decir, asumimos que la variable τ correspondiente a la dispersión temporal se ha discretizado). Bajo el supuesto US, en el que las diferentes *scatters* están incorrelacionados, asumiremos que las L componentes del canal están incorrelacionadas y, por lo tanto, haremos una modelización estadística de cada una de las L componentes de manera independiente. Por otro lado, cada una de las L componentes del canal modelizan un conjunto de rayos (en teoría infinitos) que inciden sobre la antena receptora en el mismo instante de tiempo ($\tau = k \cdot \tau_0$), donde τ_0 es el periodo de muestreo de la variable τ .

Así pues, considerando que cada componente es la suma de un número elevado de rayos, resultará factible modelizar cada una de estas componentes como una variable aleatoria compleja con estadística gaussiana que estará completamente caracterizada a partir de las estadísticas de primer y segundo orden (es decir, la media y la varianza). La varianza depende de la potencia media recibida, mientras que la media depende de la presencia o ausencia de una componente de visión directa entre el transmisor y el receptor (lo que en el subapartado 2.1 hemos denominado *componentes LOS* y *NLOS*).

Como ya hemos visto en aquel subapartado, el escenario con LOS concernirá a los casos en los que hay un rayo en LOS, ya sea débil o fuerte. Como esta componente de LOS es constante con independencia del movimiento del vehículo, este término determinará el valor medio del *fading* del canal, mientras que los rayos dispersos contribuirán a su varianza. El escenario en el que no está disponible el rayo de LOS, el que hemos denominado *escenario NLOS*, no tendrá un término constante, y en este caso el valor medio de la variable aleatoria será cero.

El valor de *fading* se describe comúnmente en términos de la envolvente del canal y las variaciones de fase del canal. Cada una de las L componentes complejas del canal a partir de sus partes real e imaginaria se puede denotar según la expresión (8):

$$h(t, \tau) = h_r(t, \tau) + j \cdot h_i(t, \tau) \quad (8)$$

Luego, podemos expresar el canal en coordenadas polares:

$$h(t, \tau) = r(t, \tau) \cdot e^{j\phi(t, \tau)} \quad (9)$$

En esta expresión, $r(t, \tau)$ corresponde a la envolvente del canal, y $\phi(t, \tau)$ a las variaciones de fase del canal. En un escenario NLOS, la envolvente tiene una función densidad de probabilidad de Rayleigh, mientras que en un escenario LOS, la función densidad de probabilidad es de Rice. Ambas estadísticas se revisan a continuación (subapartados 2.3.1 y 2.3.2).

Por otro lado, bajo el supuesto WSS hemos visto que la evolución del canal quedará estadísticamente caracterizada en función de la correlación entre dos instantes de tiempo. Así pues, introduciremos algunos detalles sobre esta estadística de segundo orden en el subapartado 2.3.3, aunque se terminará de detallar en el apartado 3 de este módulo didáctico.

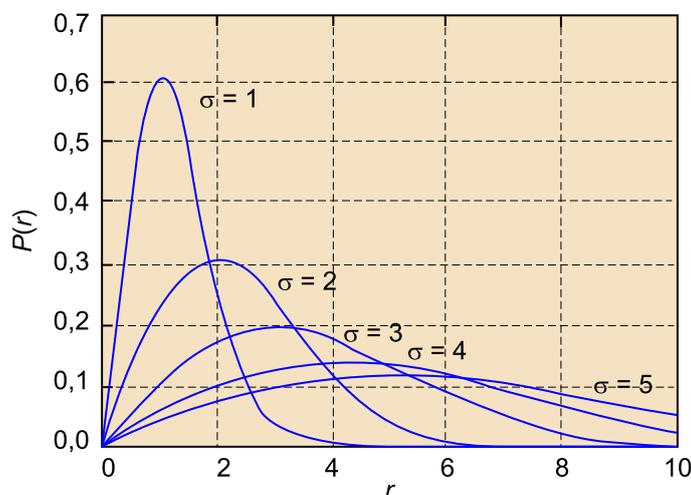
2.3.1. Escenario NLOS. Distribución de Rayleigh

En un escenario con NLOS, el *fading* gaussiano y complejo del canal tiene media cero y varianza σ^2 idéntica para las partes real e imaginaria. Por lo tanto, su envolvente sigue una distribución de Rayleigh y su fase es uniforme en el intervalo $[0, 2\pi)$, en el que ambas son variables independientes. Así pues, la función densidad de probabilidad para $r(t, \tau)$ y $\phi(t, \tau)$ es la siguiente (hemos eliminado las variables t y τ para una mayor claridad en la notación):

$$\begin{aligned} p(r) &= \frac{r}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right\} \\ p(\phi) &= \frac{1}{2\pi} \quad \text{para } 0 \leq \phi < 2\pi \end{aligned} \quad (10)$$

La figura 9 ilustra la función densidad de probabilidad de $p(r)$ para diferentes valores de la varianza σ .

Figura 9. Función densidad de probabilidad de la envolvente de una distribución de Rayleigh para diferentes valores de σ



2.3.2. Escenario LOS. Distribución de Rice

En un escenario con LOS, el *fading* gaussiano y complejo del canal tiene una media no nula que depende de la potencia relativa entre la componente de LOS y la suma de las componentes reflejadas debido a los *scatters*. En este caso, la función densidad de probabilidad de la envolvente, $p(r)$, en lugar de seguir una estadística de Rayleigh, sigue una estadística con distribución de Rice, y la función densidad de probabilidad de la fase $p(\phi)$ deja de ser uniforme e independiente de la envolvente.

El factor K , factor en una distribución de Rice, caracteriza el comportamiento de la distribución y se define como la relación de potencia entre la componente de LOS ($P_{Directa}$) y las componentes reflejadas (P_{Difusa}):

$$K = \frac{P_{Directa}}{P_{Difusa}} = \frac{A_{LOS}^2}{2\sigma^2} \quad (11)$$

en los que A_{LOS} es la envolvente de la componente de media no nula de la gaussiana compleja (componente LOS) y σ^2 , como se ha definido antes, es la varianza de las partes real e imaginaria de la componente NLOS.

Como cabría imaginar, cuando K tiende a cero (es decir, la potencia de la componente LOS disminuye), la distribución de Rice se aproxima a la distribución de Rayleigh, mientras que cuando K tiende a infinito, la contribución de las dispersiones de la señal recibida es insignificante y se obtiene una delta centrada en el valor de la componente LOS. La función de densidad de probabilidad conjunta de la envolvente y la fase en una distribución de Rice responde a la expresión siguiente:

$$P(r, \phi) = \frac{R}{2\pi\sigma^2} \exp\left\{-\frac{r^2 + A_{LOS}^2 - 2A_{LOS}r \cos \phi}{2\sigma^2}\right\} \quad (12)$$

Si queremos conocer la función densidad de probabilidad de la envolvente, calculamos el marginal con respecto a la variable de fase y obtenemos $p(r)$, donde $I_0(\cdot)$ es la función de Bessel modificada de primer orden:

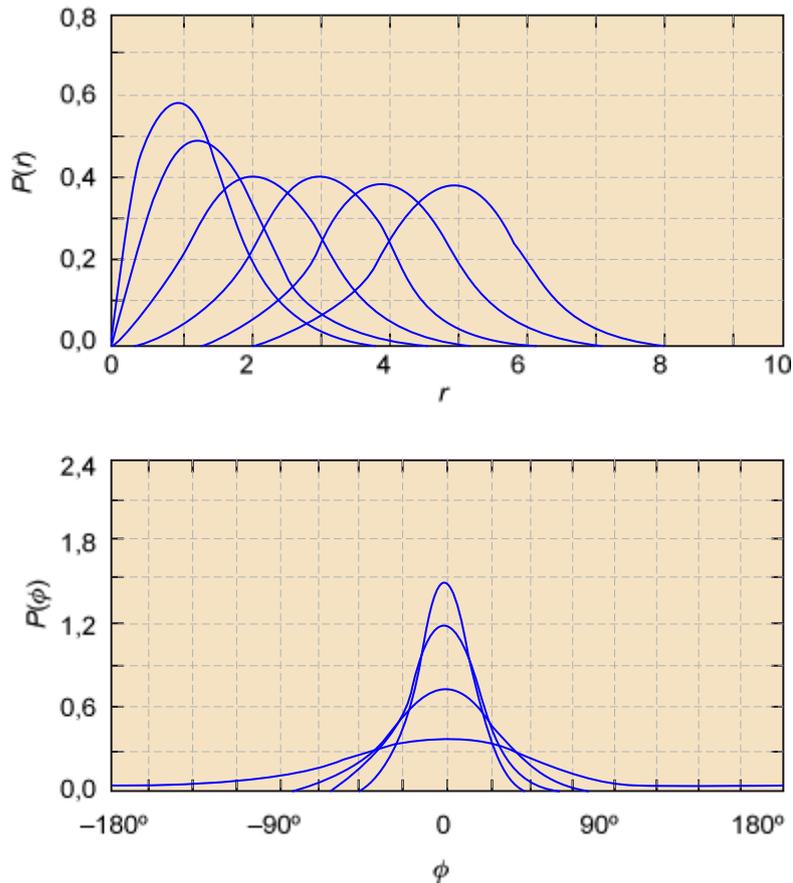
$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{r^2 + |A|^2}{2\sigma^2}\right\} I_0\left(\frac{r|A_{LOS}|}{\sigma^2}\right) \quad (13)$$

Del mismo modo, también podemos obtener la función densidad de probabilidad de la fase $p(\phi)$ como la expresión (14):

$$P(\phi) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left\{-\frac{A_{LOS}^2}{2\sigma^2}\right\} \left[\sigma^2 + \frac{A_{LOS}}{2}(2\pi\sigma^2)^{\frac{1}{2}} \cos(\phi) \exp\left\{\frac{A_{LOS}^2 \cos^2 \phi}{2\sigma^2}\right\} \left(1 + \operatorname{erf}\left(\frac{A_{LOS} \cos \phi}{\sigma}\right)\right)\right] \quad (14)$$

La figura 10 muestra la función densidad de probabilidad de la envolvente para una distribución de Rice (arriba) y la función densidad de probabilidad de la fase (abajo). Las curvas ilustran la función de densidad de probabilidad para varios valores del factor K . Podéis ver con claridad que en este caso la fase ϕ no es uniforme como en el caso de la distribución de Rayleigh.

Figura 10. Función densidad de probabilidad de la envolvente (arriba) y de la fase (abajo) de una distribución de Rice para diferentes valores del factor K



2.3.3. Variación temporal del canal. Estadística de segundo orden

Este subapartado revisa la estadística de segundo orden de la componente NLOS, puesto que solo la componente de NLOS experimenta variaciones rápidas en el *fading*. Observemos que, tal como se ha comentado en el subapartado 2.3.2, en el caso de encontrarnos ante una componente con LOS, esta está formada por un rayo directo y la suma de un conjunto de rayos reflejados. El comportamiento estadístico de la suma de rayos reflejados será el mismo que para el caso de NLOS, y por lo tanto, concierne al caso que vamos a ver a continuación. Por el contrario, las variaciones de la componente directa serán lentamente variantes y, por lo tanto, se regirán por lo que se ha visto en el subapartado 2.2.

Como ya se ha visto, la velocidad a la que el *fading* del canal evoluciona en el tiempo depende de la velocidad relativa del transmisor, el receptor y los *scatters*. En un modelo estadístico del canal variante en el tiempo, la evolución en el tiempo de la componente rápidamente variante estará caracterizada por la correlación temporal. Bajo el supuesto de WSSUS, esta correlación solo dependerá de la diferencia de tiempo Δt y será independiente del valor de τ (recordemos que τ es la variable relacionada con la dispersión temporal). Así pues, la correlación temporal estará definida por la expresión (15), en la que m_h es la media del canal, que ya hemos visto que en el caso NLOS será cero y en el caso LOS corresponderá al término de componente directa del canal:

$$R_h(\Delta t; \tau) = E\{(h(t, \tau) - m_h) \cdot (h^*(t - \Delta t, \tau) - m_h)\} \quad (15)$$

En muchos casos, en lugar de especificar la correlación temporal del canal $R_h(\Delta t, \tau)$, especificaremos su transformada de Fourier, función que, como vamos a ver en el subapartado 3.3, recibe el nombre de *densidad espectral de potencia Doppler* y está definida de la manera siguiente:

$$S_h(\nu, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\Delta t, \tau) e^{-j2\pi\nu\Delta t} d\Delta t \quad (16)$$

Nota

El valor del espectro Doppler depende de la distribución espacial de los *scatters* y solo puede ser diferente a cero en el intervalo $\pm f_{dmax} = \pm \frac{v}{c} f_0$ donde f_0 es la frecuencia de la portadora, v es la velocidad del movimiento, y c la velocidad de la luz. Más detalles sobre estos parámetros se pueden encontrar en el subapartado 3.3 de este módulo, cuando se introducen los parámetros de dispersión en frecuencia.

3. Características de los canales variantes en el tiempo

Una vez hemos visto las diferentes componentes de un canal variante en el tiempo, pasaremos a definir los parámetros que caracterizan el grado de dispersión temporal del canal (variable τ) y su variabilidad en el tiempo (variable t). Como vamos a ver a continuación, estos parámetros, tanto el grado de dispersión como la variabilidad en tiempo, se pueden analizar y, por lo tanto, caracterizar, tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. En los subapartados 3.1 y 3.2 veremos las dos primeras características que hacen referencia a la dispersión temporal, representada por la variable τ , la primera analizada en el dominio del tiempo y la segunda, en el dominio de la frecuencia.

Del mismo modo, se pueden definir parámetros que caractericen el comportamiento del canal en el dominio del tiempo, es decir, su variación temporal, representada por la variable t . Estos parámetros se presentan en los subapartados 3.3 y 3.4.

3.1. Dispersión del retardo

Muchos parámetros permiten caracterizar el canal con propagación multicamino en términos de su dispersión temporal del retardo (*delay spread*), es decir, en términos de la variable τ o del índice k . Estos parámetros pueden definirse tanto para la versión analógica del canal $h(t, \tau)$ como para su equivalente discreto $h(t, k)$. Por simplicidad en la notación, y porque a menudo se utiliza la versión discreta del canal, definiremos los parámetros para este caso.

3.1.1. Perfil del retardo de la potencia

El perfil del retardo de la potencia (en inglés, *power delay profile*) corresponde al nivel de potencia media de cada uno de los coeficientes del canal y se obtiene a partir de la esperanza matemática con respecto a la variable t de la potencia para cada coeficiente (índice k). El $PDP(k)$ se calcula, pues, a partir de la expresión siguiente:

$$PDP(k) = E_t\{|h(t, k)|^2\} \quad (17)$$

Reflexión

Desde un punto de vista práctico, se puede introducir un conjunto de funciones para calcular los diversos parámetros que caracterizan los canales variantes en el tiempo y así modelizar los efectos de multicamino y sus variaciones a lo largo del tiempo. Esta familia de funciones se conoce como funciones de Bello y fue introducida por Phillip. A. Bello en 1963:

P. A. Bello (1963, diciembre). "Characterization of randomly time-variant linear channels". *IEEE Transactions on Communications Systems* (vol. 11, n.º 4, pág. 360-393).

En este módulo, solo vamos a trabajar con dos de las funciones de Bello. Una ya vista en el apartado 2, la respuesta impulsional del canal $h(t, \tau)$, y la otra introducida en la ecuación (16), y que vamos a detallar en el subapartado 3.3, la densidad espectral de potencia Doppler $S(v, \tau)$.

3.1.2. Dispersión del retardo

A menudo vamos a querer reducir a un escalar la medida del grado de dispersión temporal del canal. Indicar el valor del máximo retardo o el número de coeficientes del canal no será un indicador preciso del grado de dispersión del canal, ya que el perfil que siga la dispersión del canal (el PDP) será representativo.

Imaginad dos canales con el mismo número de coeficientes, uno con un perfil del retardo de la potencia que decae exponencialmente, y el otro de manera uniforme. Está claro que en el primer caso los rayos con mayor retardo serán poco representativos (llegan con poca potencia) mientras que en el segundo caso los rayos con más retardo son tan representativos como los primeros. Así pues, indicar el retardo máximo no sería una manera justa de considerar el grado de dispersión del canal.

Como medida del grado de dispersión, la dispersión del retardo (*delay spread*, DS) se define como la raíz cuadrada media (o desviación estándar) del retardo de las diferentes reflexiones, ponderadas por su amplitud (perfil del retardo de la potencia). Esto es:

$$DS = \sqrt{\frac{\sum_k PDP(k)(kT)^2}{\sum_k PDP(k)} - \left(\frac{\sum_k PDP(k)(kT)}{\sum_k PDP(k)}\right)^2} \quad (18)$$

3.2. Ancho de banda de coherencia

El ancho de banda de coherencia de un canal B_c es la separación en frecuencia que satisface que la respuesta en frecuencia del canal tiene un nivel de correlación estipulado. En la práctica, este parámetro intenta determinar el ancho de banda dentro del cual el comportamiento del canal se puede considerar constante.

El ancho de banda de coherencia se define como una relación inversamente proporcional a la dispersión del retardo (o *delay spread*):

$$B_c = \frac{1}{\alpha \cdot DS} \quad (19)$$

No hay un criterio estricto con referencia al valor que tiene que tomar α , y en la bibliografía se han propuesto diferentes valores en función del grado de correlación entre las dos frecuencias (es decir, dependiendo de hasta qué grado de correlación podemos afirmar que el canal “es constante”). Los criterios más restrictivos, que definen el ancho de banda de coherencia como el ancho de

Reflexión

Recuperando la idea que se vio en el apartado 1 de este módulo, donde modelizamos el comportamiento del canal a partir de su respuesta en frecuencia $H(f)$, podemos ver que el hecho de decir que en un determinado ancho de banda el canal se puede considerar constante es equivalente a decir que el canal podrá asumirse como ideal (sin dispersión temporal) para cualquier señal que tenga un ancho de banda menor que el ancho de banda de coherencia del canal.

banda en el que dos frecuencias tienen una correlación de 0,9, definen $\alpha = 50$. Si la definición se relaja, de modo que la correlación entre frecuencias se fija a 0,5, el valor de α se reduce a $\alpha = 5$.

Así pues, observamos que no hay una relación exacta entre el ancho de banda de coherencia y el *delay spread*. Por lo tanto, es conveniente que, siempre que se indique el ancho de banda de coherencia, se especifique el criterio que se ha utilizado.

3.3. Dispersión Doppler

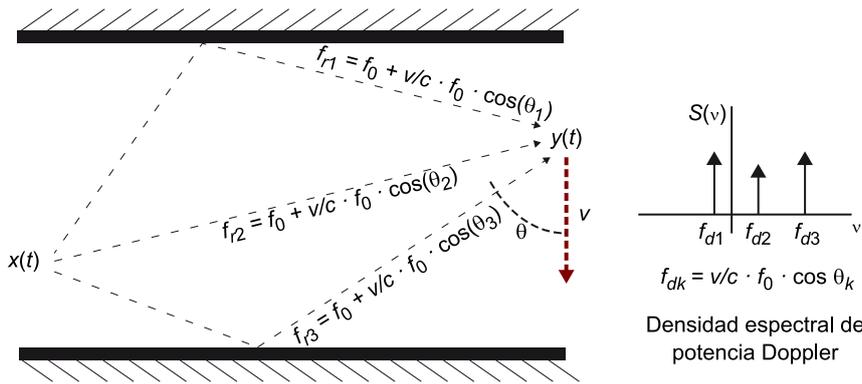
El mismo fenómeno de variación de la señal recibida que se ha explicado en el subapartado 2.3 en el dominio del tiempo a partir de las variaciones en la fase de la señal puede ser descrito en el dominio de la frecuencia a partir de las variaciones en el ángulo de llegada de la señal cuando el canal es variante en el tiempo (hay un movimiento, bien sea del transmisor, del receptor o de los *scatters*).

Como bien es sabido, un objeto en movimiento observa un efecto Doppler que implica una desviación en la frecuencia nominal de la señal transmitida y depende de la velocidad relativa del movimiento (es decir, de la velocidad nominal del movimiento y del coseno del ángulo entre el vector de llegada de la señal y el vector del movimiento). Si ahora pensamos en un escenario en el que la señal recibida está formada por una infinidad de rayos que llegan en el mismo instante de tiempo debido a la diferencia de caminos, podremos afirmar que cada rayo tiene un ángulo diferente de llegada, y por lo tanto el efecto Doppler que experimenta la señal en cada rayo presenta una desviación de frecuencia diferente. Es lo que en inglés se denomina *Doppler spread*.

Partimos de un ejemplo sencillo para entender la idea y después ya ampliaremos a una señal en un problema real. Imaginemos que un receptor en movimiento a una determinada velocidad v recibe un tono puro de frecuencia f_0 enviado desde un transmisor a través de un canal con multicamino; debido al multicamino, en la recepción se reciben tres rayos, tal como indica el dibujo de la izquierda de la figura 11.

El espectro de la señal transmitida sería una delta en la frecuencia f_0 . Debido al movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, cada uno de los rayos que inciden en el receptor experimentará un efecto Doppler diferente, de modo que la frecuencia recibida será: $f_{rk} = f_0 + v/c \cdot f_0 \cdot \cos \theta_k$. En consecuencia, el receptor, en lugar de recibir un tono puro, recibirá tres tonos en las frecuencias f_{r1} , f_{r2} y f_{r3} , de modo que el espectro de la señal recibida estará formado por tres deltas en las frecuencias mencionadas. Así pues, podemos afirmar que se ha producido una dispersión frecuencial, ya que la energía, que estaba concentrada en el transmisor en una sola frecuencia, se ha dispersado en tres frecuencias.

Figura 11. Ejemplo de dispersión Doppler (izquierda) y densidad espectral de potencia Doppler (derecha)



Esta información de dispersión frecuencial se puede representar en una gráfica que contenga los valores de desviación Doppler que experimenta la señal (ved la gráfica de la derecha de la figura 11). A este fenómeno de dispersión lo vamos a denominar *dispersión Doppler*, y a la gráfica que contiene esta información, *densidad espectral de potencia Doppler* (en inglés, *Doppler power spectral density*).

Una vez entendido el concepto a partir del ejemplo anterior, ampliamos la idea a una situación real. En una transmisión con un entorno con multicamino se observa que se reciben rayos en todas las direcciones del espacio, y por lo tanto la densidad espectral de potencia Doppler no será una función discreta sino una función continua con valores de desplazamiento Doppler en el intervalo $\pm f_{dmax}$ Hz (en el que $f_{dmax} = v/c \cdot f_0$).

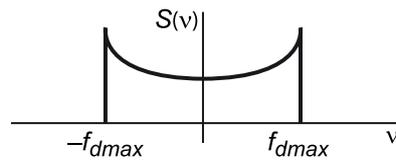
Para cada uno de los coeficientes del canal (es decir, para cada valor de retardo τ) habrá que considerar la contribución conjunta de todos el rayos (un número infinito) que llegan al receptor con sus ángulos asociados para calcular la función densidad espectral de potencia Doppler $S(v, \tau)$. Observemos que incluimos la variable τ , que indica que cada coeficiente del canal puede tener una dispersión Doppler diferente.

En escenarios de comunicaciones móviles, en los que podemos asumir que las reflexiones llegan a un plano de manera uniforme y desde todas las direcciones del espacio, la densidad espectral de potencia Doppler responde a una expresión conocida como *U-shape* (por su forma en U, ved la figura 12):

$$S(v, \tau) = \begin{cases} \frac{PDP(k)}{\pi f_{dmax} \sqrt{1 - \left(\frac{v}{f_{dmax}}\right)^2}} & |v| < f_{dmax} \\ 0 & \text{Resto} \end{cases} \quad (20)$$

Aunque esta no es la única forma que puede tomar la densidad espectral de potencia Doppler, se acostumbra a utilizar en muchos problemas de comunicaciones.

Figura 12. Densidad espectral de potencia Doppler. *U-shape* (ec. (20))



Hemos empezado este subapartado indicando que el efecto Doppler (y por lo tanto, la dispersión Doppler) está asociado al movimiento de algunos de los elementos que intervienen en la comunicación (bien sea del transmisor, el receptor o los *scatters*). En efecto, si no hubiera movimiento, la velocidad sería $v = 0$, y por lo tanto $f_{dmax} = 0$, y la función densidad espectral de potencia Doppler colapsaría en una delta en el origen, hecho que querría decir que no hay dispersión Doppler. Así pues, la densidad espectral de potencia Doppler está asociada a la variabilidad del canal (ya hemos visto en subapartados anteriores que es el movimiento de algunos de los elementos que intervienen en la comunicación lo que fuerza a que el canal varíe en el tiempo). En efecto, como ya se comentaba en la ecuación (16), la densidad espectral de potencia Doppler será la transformada de Fourier de la correlación temporal del canal $R_{ij}(\Delta t, \tau)$.

Reflexión

La expresión de $S(v)$ de la ecuación (20) correspondiente a la *U-shape* se ha obtenido a partir de un modelo en 2D, teniendo en cuenta que solo el acimut (ángulo en un plano paralelo al suelo) es relevante para modelizar los múltiples rayos que llegan al teléfono móvil. Este modelo tiene sentido, por ejemplo, en canales de comunicaciones móviles del exterior (*outdoor*), donde la estación base radia en un plano paralelo al suelo.

Sin embargo, hay escenarios en los que debemos considerar que la señal no llega en un plano, sino desde todas las direcciones del espacio. Típicamente, en un canal de interior (*indoor*), debido al elevado número de reflexiones que se producen en las paredes, el suelo y los techos, no solo el acimut, sino también la elevación es relevante, y se deben considerar en la modelización todos los rayos que inciden en ellos. Esto implica considerar un modelo en 3D. No es objeto de estos materiales derivar la expresión de la densidad espectral de potencia Doppler en cada caso, pero podemos afirmar que, en el caso de suponer que se reciben rayos distribuidos uniformemente en acimut y elevación (es decir en 3D), la densidad espectral de potencia Doppler es plana (uniforme) en el intervalo $\pm f_{dmax}$ Hz.

La transformada de Fourier de la ecuación (20) es la función de Bessel de primera especie y orden cero, y por lo tanto en este caso la correlación temporal del canal (para el coeficiente k -ésimo) es $R_{ij}(\Delta t, k) = PDP(k) \cdot J_0(2\pi f_{dmax} \Delta t)$.

Asimismo, para el caso de densidad espectral de potencia Doppler uniforme que comentamos aquí, la correlación temporal del canal sería una función sinc:

$$R_{ij}(\Delta t, k) = PDP(k) \cdot \text{sinc}(2f_{dmax} \Delta t)$$

3.4. Tiempo de coherencia

De modo similar al ancho de banda de coherencia, en el dominio del tiempo se puede definir el tiempo de coherencia como una medida estadística de la duración del tiempo en el que la respuesta impulsional del canal se puede considerar invariante. Este parámetro está relacionado con la correlación tem-

poral del canal, y por lo tanto, como se ha indicado al final del subapartado anterior, estará relacionado con la densidad espectral de potencia Doppler y la dispersión Doppler.

En efecto, de manera dual a como se hacía en la definición del ancho de banda de coherencia, el **tiempo de coherencia** T_c se define como la inversa de la dispersión Doppler máxima:

$$T_c = \frac{1}{\alpha \cdot f_{dmax}} \quad (21)$$

Una vez más, no hay una definición única para este parámetro y podemos encontrar diferentes valores para la constante α . La definición más común es la siguiente:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi}} \frac{1}{f_{dmax}} \quad (22)$$

Aunque se pueden encontrar condiciones más restrictivas (por ejemplo, $\alpha = 1$).

3.5. Clasificación de los canales

A partir de las características de los canales explicadas en el subapartado anterior, podemos establecer una clasificación de los canales en función de aquellos valores. Cabe decir que todo canal variante en el tiempo presenta en general dispersión temporal y dispersión frecuencial. Es decir, para todo canal, podemos especificar una dispersión del retardo y una dispersión Doppler, y por extensión podemos determinar un ancho de banda de coherencia y un tiempo de coherencia. Aunque estos valores siempre están presentes en todo canal, podemos considerar que algunos de ellos predominan con respecto a los demás, y por lo tanto podemos clasificar los canales según su comportamiento dominante.

El grado de resolución a la hora de establecer la clasificación puede ser diverso. En este subapartado vamos a presentar solo los extremos, entendiendo que si los conceptos quedan claros, podéis establecer cualquier clasificación intermedia sin dificultad. Así pues, vamos a hablar de **canal multiplicativo** (cuando la dispersión temporal es inapreciable) y de **canal selectivo en frecuencia** (cuando la componente de dispersión temporal es la dominante). Por otro lado, también podremos mencionar una clasificación en función del grado de variabilidad del canal y hablaremos de *canal rápidamente variante* y *canal lentamente variante*. En el límite, podríamos hablar de **canal variante en el tiempo** y el **canal invariante en el tiempo**. Estas clasificaciones, como vamos a ver en el apartado 5, serán necesarias a la hora de determinar que técnicas de mitigación del canal podemos aplicar.

3.5.1. Canal selectivo en frecuencia vs. canal multiplicativo

Todo canal con multicamino presenta un grado de dispersión temporal provocado por el diferente retardo con el que llegan los diferentes rayos reflejados al receptor. El grado de dispersión temporal, especificado por ejemplo por un valor de dispersión del retardo tal como se ha definido en el subapartado 3.1, no será en sí mismo indicador de la distorsión que el canal provoca sobre la señal. Para poder analizar el efecto que la dispersión temporal del canal tiene sobre la señal, habrá que comparar la dispersión del retardo, o de manera equivalente el ancho de banda de coherencia (recordemos la relación inversa entre ambos parámetros), con alguna de las características de la señal, como el tiempo de símbolo o el ancho de banda de la señal.

Podemos decir de un canal que es un canal multiplicativo para una señal digital determinada cuando la dispersión del retardo del canal es insignificante en comparación con el tiempo de símbolo. Equivalentemente, la condición anterior se cumple cuando el ancho de banda de coherencia del canal es mucho mayor que el ancho de banda de la señal, de modo que el canal se ve como una constante multiplicativa que escala la señal entera sin distorsionarla. Esta segunda condición es la que debemos analizar para comprobar si un canal es multiplicativo cuando la señal es analógica (puesto que no podemos encontrar un equivalente en el tiempo de símbolo en señales analógicas). Desde el punto de vista matemático, si denotamos por T el periodo de símbolo de una señal y por B su ancho de banda, podemos formular la definición de la manera siguiente:

$$\begin{aligned} B &\ll B_c \\ T &\gg DS \end{aligned} \quad (23)$$

Para el caso contrario, podemos decir de un canal que, para una señal digital determinada es un **canal selectivo en frecuencia**, o de modo equivalente **dispersivo en tiempo**, cuando la condición anterior no se cumple. Determinar qué quiere decir “mucho más pequeño” en la ecuación anterior es una tarea complicada en el sentido de que no hay ningún criterio objetivo para determinar cuándo un canal deja de ser multiplicativo y pasa a ser dispersivo en el tiempo (algunos autores hablan de un factor 10, pero no deja de ser un criterio como cualquier otro que pudiéramos establecer). En ese sentido, como decíamos en la introducción de este subapartado, los extremos están claros y en medio podría haber una subclasificación que no deja nunca de ser subjetiva, y por lo tanto, a la que no le dedicamos tiempo.

Observemos que un canal multiplicativo nos indica que todos los rayos reflejados llegan con poca diferencia de tiempo (siempre en comparación con el tiempo de símbolo), y por lo tanto el canal no presenta dispersión temporal. En este caso, la relación entrada-salida que escribíamos al principio del módulo (ecuación (1)) quedaría de la manera siguiente:

Reflexión

La dispersión en el tiempo y la selección en frecuencia son dos manifestaciones equivalentes de un canal con multicamino. Por esta razón, hablamos indistintamente de *canal selectivo en frecuencia* o *canal dispersivo en el tiempo*, aunque la primera manera de referirnos a él es la más habitual.

$$y(t) = h(t)x(t) + w(t) \quad (24)$$

3.5.2. Canal rápidamente variante en el tiempo vs. canal lentamente variante en el tiempo

Observemos que la clasificación anterior está relacionada con el grado de dispersión temporal del canal, y por lo tanto la clasificación se ha hecho por comparación de las características de la señal con los parámetros que hacen referencia a la dispersión temporal (vistos en los subapartados 3.1 y 3.2). De manera análoga, podemos evaluar el grado de variabilidad de un canal a partir de los parámetros que hacen referencia a la dispersión frecuencial (presentados en los subapartados 3.3 y 3.4). Clasificar los canales según su grado de variabilidad resultará importante por cuanto va a condicionar la capacidad de seguir las variaciones del canal en el receptor.

Por analogía con la clasificación anterior, para poder analizar el efecto que la variación temporal del canal tiene sobre la señal, deberemos comparar el tiempo de coherencia, o de modo equivalente la dispersión Doppler (recordemos la relación inversa entre los dos parámetros), con alguna de las características de la señal, como por ejemplo el tiempo de símbolo o el ancho de banda.

Podemos decir de un canal que es **lentamente variante en el tiempo** para una señal digital determinada cuando el tiempo de coherencia del canal es insignificante en comparación con el tiempo de símbolo. Equivalentemente, la condición anterior se cumple cuando la dispersión Doppler máxima es mucho más pequeña que el ancho de banda de la señal, de modo que la dispersión en frecuencia (obtenida como la convolución de la respuesta en frecuencia con la dispersión Doppler) se puede considerar inapreciable. Como el caso anterior, esta segunda condición es la única que debemos analizar para comprobar si un canal es multiplicativo cuando la señal es analógica.

Matemáticamente, si mantenemos la notación de T para el periodo de símbolo de una señal y B para su ancho de banda, podemos formular la definición de la manera siguiente:

$$\begin{aligned} B &\gg f_{dmax} \\ T &\ll T_c \end{aligned} \quad (25)$$

Para el caso contrario, diremos que estamos ante un **canal rápidamente variante**, lo que quiere decir que en pocos símbolos el canal ha cambiado por completo su respuesta impulsional. De nuevo, el hecho de determinar qué significa “mucho más pequeño” en la ecuación anterior es completamente arbitrario, no hay ningún criterio objetivo. Así pues, nos vamos a fijar en los extremos para entender la idea.

En canales mediana o lentamente variantes en el tiempo en los que sea posible ir siguiendo (estimando) la respuesta impulsional del canal, el grado de variabilidad del canal nos va a interesar para determinar con qué frecuencia hará falta que el receptor actualice la estimación de la respuesta del canal. Ampliando esta idea, en comunicaciones a ráfagas cambiaremos el punto de referencia para ver si un canal es variante o invariante y compararemos el tiempo de coherencia del canal con la duración del paquete o trama de datos (en lugar de hacerlo con respecto al tiempo de símbolo).

En el caso de que el canal no haya variado durante la trama (o lo haya hecho de manera poco apreciable) diremos que el canal es invariante o muy lentamente variante, mientras que en el caso de que haya variado de manera considerable, diremos que el canal es rápidamente variante. Este criterio nos servirá en este caso para separar los canales que no necesitan de un seguimiento de la respuesta del canal por parte del receptor de los que sí requieren este seguimiento. En el primer caso, bastará con estimar la respuesta del canal al principio de la comunicación (de la trama), mientras que en el segundo caso habrá que insertar pilotos en medio de la trama para facilitar el seguimiento de la respuesta del canal.

Reflexión

La dispersión en frecuencia y la variabilidad en el tiempo son dos manifestaciones equivalentes de un canal con multicamino. Por esta razón, hablamos indistintamente de *canal variante en el tiempo* o *canal dispersivo en frecuencia*, aunque la primera manera de referirnos a él es la más habitual.

4. Modelización de los canales variantes en el tiempo

En este apartado, resumimos de manera muy breve el modo de modelizar un canal variante en el tiempo en el supuesto de que se tenga que generar una realización de este canal con el fin de crear una simulación.

El modelo del canal se utiliza para una versión discreta de la respuesta impulsional del canal variante en el tiempo $h(t,k)$, donde k , tal como se ha visto en el apartado 2, es el índice correspondiente a la dispersión temporal, y T (utilizado en la figura 15) el tiempo en segundos entre muestras del canal discreto. El canal se generará según la ecuación (1), de modo que se pueda obtener la señal a la salida del canal, dada una señal de entrada determinada.

Para modelizar el canal, tendremos que conocer los parámetros siguientes:

- El número de coeficientes del canal: L .
- El perfil de potencia (*power delay profile*) del canal: $PDP(k)$.
- El factor K o factor de Rice de la componente con LOS (típicamente la primera componente). En caso de estar en un escenario NLOS: $K = 0$.
- La función densidad espectral de potencia Doppler: $S(\nu)$.

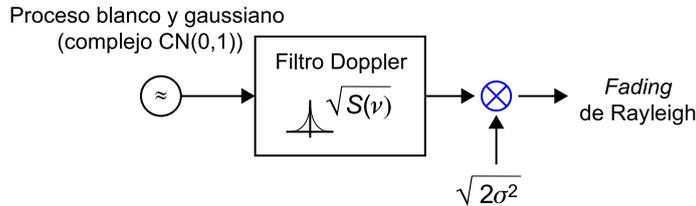
Asumiremos que el canal es WSSUS. Por lo tanto, como los coeficientes del canal (o rayos) están incorrelacionados (US), generaremos cada uno de las L componentes del canal de manera independiente. Todos ellos seguirán una estadística de Rayleigh excepto uno de ellos (típicamente el primero), que seguirá una estadística de Rice para poder incluir la presencia de una componente LOS. Por otro lado, como el canal es estacionario en sentido amplio (WSS), solo necesitaremos conocer la densidad espectral de potencia Doppler (o equivalentemente la correlación temporal del canal) para modelizar la evolución temporal del canal.

Para generar cada una de las componentes de Rayleigh, que estadísticamente deben tener una correlación temporal determinada fijada a partir de la función de densidad espectral de potencia Doppler $S(\nu)$, se parte de una señal blanca y gaussiana (de media cero y varianza unidad) que se filtra con un filtro de respuesta en frecuencia $|H(\nu)| = \sqrt{S(\nu)}$, donde la fase de la respuesta de frecuencia no es relevante, de modo que hay libertad para escoger de la manera más conveniente. La salida del filtro habrá que multiplicarla por un escalar con objeto

de garantizar que se cumple con el perfil de potencia del canal que se quiere modelizar (asumimos que el filtro $S(\nu)$ está escalado para tener una señal de potencia unidad a la salida).

La figura 13 ilustra el esquema para generar las componentes de Rayleigh.

Figura 13. Esquema de generación de una componente de Rayleigh para modelizar el *fading* rápidamente variante del canal

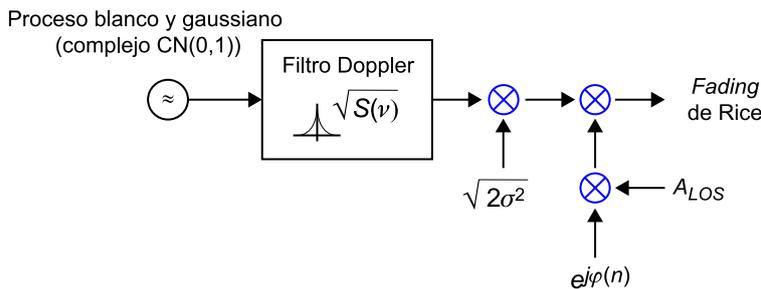


Para generar la componente de Rice, solo hay que sumar la componente de LOS (correspondiente al rayo LOS) a la salida del filtro como un término exponencial que incluye el desplazamiento de frecuencia Doppler que experimenta la frecuencia portadora debido al movimiento del transmisor o receptor. A continuación, también habrá que corregir las amplitudes de la componente LOS (con el escalar A_{LOS}) y de la componente NLOS (con el escalar $2\sigma^2$) para ajustar el factor K de la variable de Rice que queremos generar según las ecuaciones siguientes (de nuevo asumimos que el filtro $S(\nu)$ está escalado para tener una señal de potencia unidad a la salida):

$$2\sigma^2 = \frac{1}{(K+1)} \quad A_{LOS} = \sqrt{\frac{K}{K+1}}$$

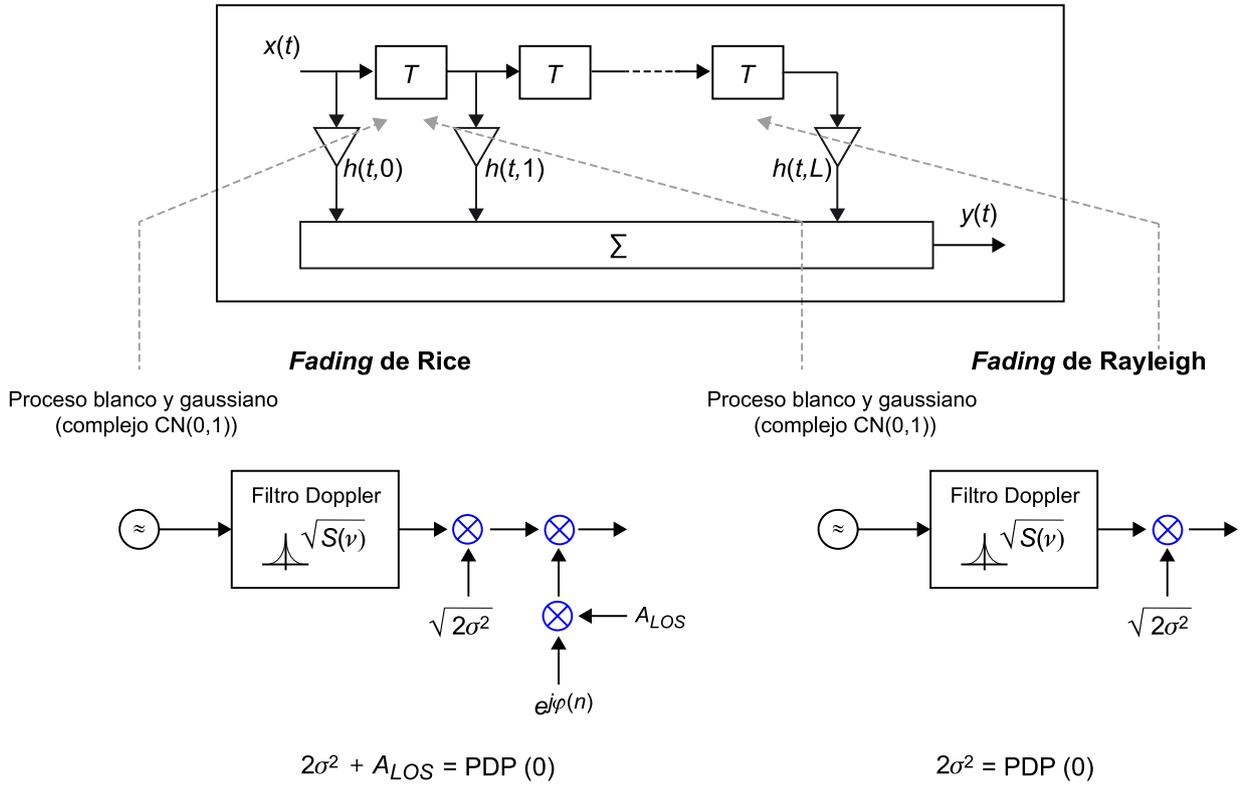
La figura 14 ilustra el esquema para generar la componente de Rice.

Figura 14. Esquema de generación de una componente de Rice para modelizar el *fading* rápidamente variante del canal



Por último, la figura 15 ilustra el esquema completo para generar la respuesta impulsional de un canal variante en el tiempo $h(t,k)$ con L componentes (en el dibujo asumimos que todas las componentes tienen la misma densidad espectral de potencia Doppler $S(\nu)$; en caso contrario, cada coeficiente se tendrá que generar con la función densidad espectral de potencia Doppler adecuada $S(\nu, \tau)$).

Figura 15. Esquema para modelizar un canal variante en el tiempo $h(t,k)$



5. Mitigación de la distorsión del canal (ecualización y diversidad)

Las técnicas de mitigación del canal que podemos implementar van a depender de las características del canal. Combinando las dos clasificaciones efectuadas en el apartado anterior podemos encontrar cuatro tipos de situaciones (de nuevo nos referimos a los extremos, aunque sabemos que hay situaciones intermedias con soluciones no tan bien definidas) y para cada una de ellas podemos encontrar diferentes opciones a la hora de compensar o mitigar el efecto del canal. A continuación, resumimos brevemente cada una de las opciones.

5.1. Canal multiplicativo invariante (o muy lentamente variante) en el tiempo

En este caso, podemos considerar que estamos ante un canal ideal, es decir, el que denominamos canal AWGN. En este caso, la señal solo se encontrará alterada por un término de ruido aditivo y por una constante multiplicativa que atenúa la señal. En el caso de la variación en el tiempo, vamos a suponer que el canal lo hará de manera muy lenta (en relación con la capacidad de reacción que tendrán el transmisor y el receptor para actuar sobre la señal), de modo que podremos asumir a pequeña escala que se trata de un canal constante.

En estos casos, poco se puede hacer en transmisión y recepción si se quiere compensar el efecto de la atenuación y mejorar las prestaciones (en términos de probabilidad de error). Algunas de las opciones que podemos enumerar son las que recogemos a continuación:

a) **Control de la potencia transmitida.** Mediante el control de potencia podemos ajustar el nivel de potencia transmitida para garantizar que la señal se recibe con una determinada calidad. Es un esquema que se aplica, por ejemplo, a sistemas de telefonía móvil donde la estación base identifica el nivel de potencia recibida por cada usuario e informa al transmisor para que este ajuste el nivel de potencia (subiendo o bajando su nivel) y garantice así un uso eficiente de la potencia (no se envía más potencia de la necesaria). Sin embargo, esta solución presenta la restricción de que en la mayoría de las ocasiones la potencia de la señal transmitida está limitada.

Ved también

El canal AWGN se estudia en la asignatura *Sistemas de comunicaciones I*.

b) Adaptación de los esquemas de modulación y codificación de canal (ACM) a las características del canal. Es bien sabido que a medida que aumentamos la velocidad de transmisión y forzamos modulaciones más complejas, la probabilidad de error de bit aumenta. Así, cada modulación tiene una curva de probabilidad asociada. De modo similar, la codificación de canal introduce bits de redundancia en la codificación de los datos que permiten reducir la probabilidad de error en la recepción. Por lo tanto, fijado un canal multiplicativo con un cierto nivel de atenuación (y por lo tanto, una relación E_s/N_0 determinada), el modulador puede ajustar la modulación y el esquema de codificación de canal para obtener una probabilidad de error de bit por debajo de la tasa de error objetivo. Este ajuste de la modulación y el esquema de codificación no es gratuito, puesto que acaba determinando la velocidad de transmisión máxima que se puede alcanzar para un canal determinado, fijada la potencia transmitida. Para canales invariantes en el tiempo, se puede ajustar la modulación y la codificación en el proceso de diseño del sistema, cuando el canal es conocido *a priori*; o bien se puede determinar al inicio de la comunicación por un proceso de negociación entre transmisor y receptor, cuando el canal no es conocido *a priori*. En el caso de canales muy lentamente variantes, podemos desarrollar esquemas en los que se vaya revisando el estado del canal (valor de la atenuación del canal) con una cierta periodicidad y se vaya ajustando de manera adaptativa la modulación y el esquema de codificación. Este tipo de esquemas recibe el nombre de esquemas ACM (correspondiente a la sigla de la expresión inglesa *adaptive coding and modulation*).

Ved también

Los diferentes esquemas de modulación lineales se estudian en la asignatura *Sistemas de comunicaciones I*. Los esquemas de codificación de canal se estudian en la asignatura *Teoría de la codificación y modulaciones avanzadas*.

5.2. Canal multiplicativo rápidamente variante en el tiempo

Cuando el canal es rápidamente variante en el tiempo, no tenemos capacidad de actuar desde el transmisor sobre la señal tal como lo hacemos en el supuesto de que sea lentamente variante. Es decir, las opciones de control de potencia y ACM no se pueden aplicar, ya que este tipo de esquemas actúan con un cierto retardo (desde que se identifica el estado de la señal recibida hasta que el transmisor actúa pasa un tiempo). Cuando el retardo es mayor que el tiempo de coherencia del canal, estos esquemas dejan de ser factibles, dado que las condiciones en las que se encuentra el transmisor en el momento en que actúa ya son diferentes a las que había en el momento en el que se identificó la señal. Decimos en este caso que el canal está en estado obsoleto.

El hecho de que el canal sea rápidamente variante no quiere decir que el canal sea malo, sino que en un momento determinado el canal puede ser muy bueno y presentar poca atenuación, y unos símbolos más tarde puede ser muy malo y presentar una fuerte atenuación. Teniendo en cuenta esta característica del canal, se trata de utilizarla para sacarle provecho. En eso se basan las soluciones que podemos presentar para mitigar el efecto de este tipo de canales:

a) Esquemas de diversidad. Brevemente, podemos decir que las técnicas de diversidad se basan en transmitir la misma información repetida contando con que el receptor recibirá de manera incorrelacionada las diferentes réplicas

de la información, que podrá combinar de manera adecuada para recuperar la información transmitida. Hay varias estrategias de diversidad, pero todas ellas parten del mismo principio: enviar las diferentes réplicas de la señal de información de manera estratégica para que vean canales incorrelacionados.

De modo intuitivo, podemos pensar en el siguiente ejemplo sencillo. Enviamos un bit de información tres veces, de modo que las tres réplicas ven el mismo canal. En este caso, se pueden encontrar con un canal bueno (poca atenuación) o con un canal malo (mucho atenuación). Si se encuentran un canal bueno, la información se podrá recuperar perfectamente, pero si se encuentran un canal malo, será imposible recuperar la información. Alternativamente, si las enviamos de modo que vean canales diferentes (por ejemplo, espaciadas en el tiempo más allá del tiempo de coherencia del canal) podemos confiar en que al menos una de las tres réplicas habrá atravesado un canal bueno y aumentará la probabilidad de poder recuperar la información.

b) Entrelazadores. Una segunda opción para luchar contra las variaciones rápidas de canal es combinar un esquema de codificación de canal con un entrelazador que desordena los bits. La idea se basa en que un código corrector de errores es capaz de corregir un número de símbolos erróneos consecutivos determinado: si son pocos, los podrá corregir, mientras que si son muchos, será incapaz de hacerlo. Así, si la señal ha experimentado un *fading* profundo durante un tiempo determinado (una fuerte atenuación) y se recibe una ráfaga de errores superior a la que el código puede corregir, la corrección no se podrá hacer. Ante este problema, una posible estrategia para mejorar las prestaciones del código, y por lo tanto de la comunicación, consiste en desordenar los bits antes de enviarlos por el canal, y reordenarlos en el receptor utilizando entrelazadores. Dado que el canal está por el medio, una ráfaga de bits erróneos provocada por un *fading* profundo se verá como un conjunto de errores individuales después de la reordenación hecha en el receptor, y hemos dicho que un código corrector de errores lo tiene más fácil para corregir errores aislados que para corregir ráfagas de errores.

Podemos encontrar un ejemplo intuitivo de este esquema en la transmisión de señales de televisión por satélite para aplicaciones móviles (estándar DVB-SH). Si pensamos que el receptor es móvil, se contempla la posibilidad de que durante un breve periodo de tiempo se pierda la visión con el satélite (por ejemplo, al cruzar por debajo de un puente), y por lo tanto se pierda el enlace (esto sería un *fading* profundo). Para garantizar que en estos casos el usuario no perciba la pérdida de señal y siga viendo la señal de televisión, se incluyen unos entrelazadores tal como se ha descrito antes (se contempla que en un caso límite pueden llegar a entrelazar hasta 30 segundos de señal, un valor muy grande en comparación con otros sistemas de comunicaciones).

Ved también

Los diferentes esquemas de diversidad se presentan en el módulo "Comunicaciones con diversidad" de esta asignatura. Algunos esquemas de entrelazador se ven en el módulo de codificación de canal de la asignatura *Teoría de la codificación y modulaciones avanzadas*.

5.3. Canal selectivo en frecuencia muy lentamente variante en el tiempo

Cuando el canal es selectivo en frecuencia, la señal experimenta una distorsión en frecuencia, y en el caso de las señales digitales, interferencia intersimbólica (ISI). En estos casos, la solución para mitigar el efecto del canal ha sido tradicionalmente la ecualización, aunque los sistemas de comunicaciones más recientes también recurren a otras opciones para evitar la introducción de un ecualizador en la recepción. Sea como fuere, es necesario que el canal sea lentamente variante en el tiempo para que el diseño de las soluciones propuestas sea válido en el momento de aplicarlo sobre la señal.

Algunas de las opciones mencionadas son las siguientes:

a) Ecualización. La ecualización es la solución tradicionalmente utilizada para luchar contra la dispersión temporal del canal cuando esta es relevante. En el caso de comunicaciones digitales, el ecualizador busca compensar la ISI introducida por el canal, mientras que en el caso de las comunicaciones analógicas, el ecualizador busca compensar la distorsión en frecuencia. El diseño del ecualizador requiere tener un conocimiento de la respuesta impulsional del canal. Por lo tanto, en canales variantes en el tiempo hará falta que el diseño del ecualizador se vaya adaptando/corrigiendo con el fin de ecualizar correctamente los datos. En este punto, encontramos la limitación que impondrán los canales muy rápidamente variantes en el tiempo. En el momento en el que el diseño del ecualizador no sea factible, justificado por la rápida variación del canal, encontraremos un límite que separará (para este problema) los canales variantes en el tiempo de los canales muy rápidamente variantes en el tiempo.

b) MLSE (estimador de la secuencia más verosímil). Esta solución, aplicable a señales digitales, es la solución para el detector óptimo bajo un criterio de máxima verosimilitud (ML). Observamos que un canal con ISI introduce memoria en el sentido de que un valor a la salida del canal no depende en exclusiva del símbolo transmitido en aquel instante de tiempo, sino también de los símbolos transmitidos con anterioridad. A partir de este hecho, el receptor óptimo no decidirá los símbolos transmitidos de manera independiente, sino que buscará la secuencia de símbolos transmitidos más verosímil a partir de una secuencia recibida. Para esta solución, también es necesario tener conocimiento del canal y aplicar de nuevo lo que hemos comentado respecto al límite en la variación del canal que hemos explicado para el caso del ecualizador.

c) OFDM. Diseñar e implementar un ecualizador, si bien es una tarea muy conocida, si se puede evitar, simplifica la implementación tecnológica del receptor. En ese sentido, una señal OFDM (correspondiente a un esquema de modulación multiportadora, que no es objeto de estudio en esta asignatura)

correctamente diseñado puede conseguir que el efecto dispersivo en el tiempo del canal (que provoca ISI) se convierta en un efecto multiplicativo (canal multiplicativo sin ISI).

Podemos entender muy bien la idea general (sin entrar en detalles) con los conocimientos adquiridos en este módulo. Partimos del hecho de que queremos transmitir una señal a una velocidad de $r_s = 1/T_s$ símbolos por segundo por un canal selectivo en frecuencia que presenta una dispersión del retraso DS (o, de manera equivalente, un ancho de banda de coherencia B_c) que no cumple la ecuación (23). Si en lugar de enviar cada símbolo por el canal en un tiempo de T_s segundos, lo mandamos por el canal durante un tiempo de $N \cdot T_s$ segundos (donde N es un número entero bastante grande, por ejemplo, $N = 1.024$), el tiempo de símbolo pasará a ser N veces más grande, y el ancho de banda de la señal $1/N$ veces menor. Bajo estas condiciones podemos seleccionar el valor de N de manera adecuada y forzar que se cumpla la ecuación (23), y por lo tanto convertimos un canal que era selectivo en frecuencia y requería ecualizador, en un canal multiplicativo que no requiere ecualizador.

Una reflexión rápida sobre lo que se ha hecho pone en evidencia que la solución propuesta no es justa, ya que ahora la velocidad de transmisión será N veces menor (cada símbolo tarda N veces más en enviarse). Para compensar este hecho, se propone mandar N símbolos en paralelo (a la vez) a diferentes frecuencias (por eso decimos que tenemos un esquema de modulación multiportadora). De este modo, conseguimos mantener la velocidad de transmisión sin cambios $r_s = 1/T_s$. Por otro lado, como hemos reducido el ancho de banda en un factor N , si utilizamos N frecuencias para enviar la señal, también estaremos manteniendo el ancho de banda de la señal. En conclusión, sin modificar la velocidad de transmisión ni el ancho de banda, hemos logrado convertir un canal selectivo en frecuencia en un canal multiplicativo, y evitamos la necesidad de un ecualizador en recepción.

5.4. Canal selectivo en frecuencia rápidamente variante en el tiempo

Cuando el canal presenta distorsión y es muy rápidamente variante en el tiempo hasta el límite de que no podemos compensarlo con alguna de las soluciones antes propuestas, nos quedan pocas alternativas. La primera solución será reducir la velocidad de transmisión para reducir la distorsión del canal o generar paquetes más cortos para poder forzar que el canal sea invariante dentro de un paquete o trama de datos. Estas soluciones pueden no ser viables, por ejemplo, por los requerimientos de comunicación que tengamos o porque al reducir la dimensión del paquete de datos, la eficiencia de la comunicación se ve altamente afectada.

Ved también

Los diferentes esquemas de ecualización y el receptor óptimo MLSE se presentan en el módulo "Ecuación de canal" de esta asignatura. La modulación OFDM se estudia en la asignatura *Teoría de la codificación y modulaciones avanzadas*.

Introducir esquemas de codificación más complejos tampoco acostumbra a ser una solución factible, ya que los códigos que se suelen utilizar no se han diseñado para canales que distorsionan la señal. En estos casos, una opción es recurrir a comunicaciones que puedan llevarse a cabo sin que ni el transmisor ni el receptor tengan conocimiento del canal, de modo que los cambios de este no afecten a los esquemas de comunicación. En esta línea, encontramos soluciones como, por ejemplo, comunicaciones *ultra-wideband* (UWB), ciertos esquemas de diversidad temporal o comunicaciones no coherentes (ninguna de ellas objeto de estudio de este curso).

Reflexión

Ninguna de las soluciones presentadas para mitigar el efecto del canal selectivo en frecuencia y rápidamente variante en el tiempo se estudia en detalle en el Grado.

Resumen

En este módulo, hemos visto cómo se puede modelizar el canal de comunicaciones y el impacto que puede tener sobre la señal. El módulo ha empezado introduciendo el canal no ideal y la manera de modelizar su comportamiento con la respuesta impulsional y la respuesta en frecuencia. A partir de este modelo, hemos introducido los conceptos de canal dispersivo en el tiempo y canal con multicamino y hemos recordado que el efecto de distorsión que provoca un canal dispersivo en el tiempo sobre una señal digital se conoce como interferencia intersimbólica (ISI).

A continuación, hemos introducido las características de un canal variante en el tiempo y la manera de modelizarlo. Se ha justificado que la manera más sencilla de modelizar un canal variante en el tiempo es a partir de la modelización estadística que puede describir el comportamiento del canal variante en el tiempo a partir de la superposición de tres tipos básicos de cambios en la respuesta del canal: unos cambios muy lentos, unos cambios lentos y unos cambios rápidos. Las variaciones muy lentamente variantes (o *very slow fading*) se pueden modelizar con cadenas de Markov; las variaciones lentamente variantes (o *slow fading*) combinan la componente de *path-loss*, que determina la atenuación media de la señal en función de la distancia, y la componente de *shadowing*, que se modeliza típicamente mediante una distribución log-normal. Por último, las variaciones rápidamente variantes (o *fast fading*) se modelizan mediante una distribución de Rice (en el caso de que haya visión directa con el transmisor, LOS) o de Rayleigh (en el caso de que no haya una visión directa con el transmisor, NLOS).

Una vez modelizado el canal variante en el tiempo se han introducido los parámetros que permiten caracterizar y clasificar los canales variantes en el tiempo: dispersión del retardo, perfil del retardo de potencia, ancho de banda de coherencia, dispersión Doppler, densidad espectral de potencia Doppler y tiempo de coherencia.

A partir de la clasificación que hemos establecido, hemos visto que el canal puede ser selectivo en frecuencia, y en este caso la relación entrada-salida viene dada por la expresión (1); o puede ser multiplicativo, y en este caso la relación entrada-salida viene dada por la expresión (24). Por otro lado, hemos clasificado también los canales como lentamente variantes (en el límite, invariantes) o rápidamente variantes.

El penúltimo apartado del módulo se ha dedicado a resumir cómo generar un canal variante en el tiempo con el fin de crear una simulación. Para terminar, el último apartado se ha dedicado a presentar las diferentes opciones que hay

para mitigar el efecto del canal en función de sus características. Algunas soluciones son objeto de estudio en este curso, mientras que otras se estudian en otras asignaturas.

Bibliografía

Bibliografía básica

Proakis, J. (2003). *Digital communications* (4.ª ed.). Nueva York: McGraw Hill.

Steele, R. (1992). *Mobile radio communications*. Londres: John Wiley & Sons.

Bibliografía complementaria

Jakes, W. C. (1974). *Microwave mobile communications*. Nueva York: Wiley & Sons.

Rappaport, T. S. (1996). *Wireless communications: principles and practice*. Englewood Cliffs: Prentice Hall.

Artículos de interés

Sklar, B. (1997, julio). "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems: Characterization" (parte I); "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems: Mitigation" (parte II). *IEEE Communications magazine* (vol. 35, n.º 7).

Pérez Fontán, F.; Vazquez-Castro, M.; Enjamio Cabado, C.; Pita García, J.; Cubista, E. (2001, noviembre). "Statistical modeling of the LMS channel". *IEEE transactions on vehicular technology* (vol. 50, n.º 6).

