

2.5. MODELOS DE SIMULACION PARA CANALES DE DESVANECIMIENTO MULTICAMINO.

2.5.1. Introducción.

Como ya hemos dicho en la mayoría de los canales de radio habrá diferentes caminos de propagación entre el transmisor y el receptor debido a la reflexión, refracción o dispersión. El problema se agrava si hablamos de canales de radio variables en el tiempo tal como ocurre en los de comunicaciones móviles, los cuales se ven afectados por el movimiento del móvil así como del cambio que experimenta el entorno que define el canal (coches moviéndose en una carretera). A este cambio que experimenta la respuesta al impulso que definiría el canal y que afecta a las componentes que forman la señal transmitida se le llama desvanecimiento.

Las técnicas usadas para vencer los efectos nocivos del multicamino y el desvanecimiento son por un lado aquellas encaminadas al tratamiento de la información como tipo de modulación, codificación, ensanchamiento, ecualización y diversidad espacial o de polarización. En todos los casos lo que se pretende es disminuir el efecto de los desvanecimientos ya que estos no solo dependen del tiempo sino que son una función del espacio. A nivel de recepción podemos utilizar antenas con ancho de haz estrecho con lo que se evita recoger componentes multicamino no deseadas. Esto ultimo no es viable realizarlo en estaciones móviles que no tiene porque saber cual es la dirección por donde le debe llegar la señal que desea. Por otra parte en el caso de telefonía móvil tampoco es posible dotar a las estaciones móviles de mecanismos que barran el espacio utilizando antenas de haz estrecho, técnica que se utiliza en sistemas radar para eliminar componentes multicamino no deseadas.

Una vez que sabemos algunas de las características de los canales de comunicación móvil, y visto en capítulos anteriores, las características estadísticas que pueden definirlos, debemos establecer modelos que nos ayuden a simular estos sistemas con el fin de desarrollar técnicas que mejoren la calidad de la señal recibida en cuanto a BER.

Para empezar podemos definir la señal recibida como el resultado de la superposición de las distintas señales propagadas a través de los diferentes caminos y que por consiguiente llegan con una potencia determinada y un retraso específico. En este caso la señal recibida sería $y(t)$:

$$y(t) = a_1 \cdot x_1(t - t_1) + a_2 \cdot x_2(t - t_2) + \dots + a_n \cdot x_n(t - t_n)$$

donde a_1, a_2 y a_n son las atenuaciones de sus respectivos caminos de igual forma que t_1, t_2 y t_n son los retrasos que sufren cada componente.

Sin embargo este modelo inicial no se ajusta mucho a la realidad, ya que tanto las atenuaciones que sufren las distintas componentes como el retraso que experimentan son una función del tiempo por tratarse de un canal de radio móvil. En este caso tendríamos una expresión del tipo:

$$y(t) = a_1(t) \cdot x_1(t - t_1(t)) + a_2(t) \cdot x_2(t - t_2(t)) + \dots + a_n(t) \cdot x_n(t - t_n(t))$$

El problema que tenemos es, una vez tuviéramos definido el numero de componentes de un entorno especificado, así como las características estadísticas que definen a cada una de los valores que dependen del tiempo, simular señales como las anteriores que dado que nos encontramos en comunicaciones móviles van sobre portadoras de elevada frecuencia y que hacen por esta razón impracticable su simulación debido al

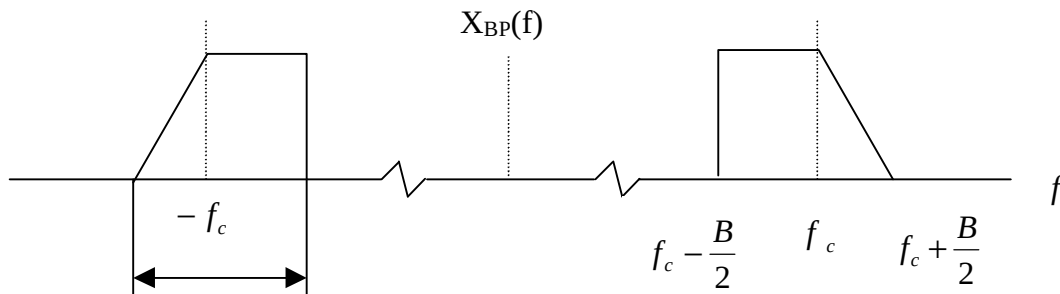
numero de muestra que serian necesarias para tener un numero importante de muestras de información sobre la portadora la cual puede tomar valores entre 450 MHz y 2 GHz.

2.5.2. Equivalente paso bajo.

El problema anteriormente suscitado es lo que nos lleva a fabricar un modelo equivalente al real que haga que la simulación de este sea practicable. Es así porque si queremos simular un sistema debemos obtener de él, muestras para su simulación en computador, y según Nyquist la tasa mínima con la que tendríamos que tomar esas muestras debe de ser de $2 \cdot B$ (donde B es el limite superior en frecuencia que puede alcanzar el sistema) aunque se aconseja tomar una tasa de $8 \cdot B$ a $16 \cdot B$. Como ya se ha dicho cuando tenemos sistemas que trabajan en 1800MHz, esto nos llevaría a tomar muestras cada $69 \cdot 10^{-12}$ sg. y en el caso del sistema DCS-1800 por cada bit transmitido que ocupa $3.69 \cdot 10^{-6}$ sg deberíamos utilizar 53676 muestras. Esto es impracticable.

Sin embargo cuando trabajamos con sistemas paso banda tenemos la posibilidad de evitar trabajar con las frecuencias altas que se utilizan en las portadoras y utilizar equivalentes paso bajo que emulan el comportamiento de los sistemas en frecuencia altas. Es necesario encontrar equivalentes tanto para las señales como para los sistemas que han de modelar la señal hasta que este lista para su utilización.

Si una señal esta confinada en una banda determinada $f_c - \frac{B}{2} \leq f \leq f_c + \frac{B}{2}$ en vez de tener que muestrear para no perder información a $2 \cdot (f_c + \frac{B}{2})$ solo tendríamos que hacerlo al doble del ancho de banda de la señal de información $2 \cdot B$ muestras/sg o B muestras complejas por segundo



Es posible muestrear las señales paso de banda a $2 \cdot B$ muestras/sg sin perder información, sin embargo este proceso de muestreo es mas complicado y luego conlleva un proceso de reconstrucción.

Para que todo esto sea posible debemos ayudarnos de la representación compleja paso baja de la señal.

Las señales moduladas en los sistemas de telecomunicaciones a menudo pueden ser expresadas en cuadratura.

$$x_{BP} = x_c(t) \cos(2\pi f_c t) - x_s(t) \sin(2\pi f_c t) = \Re \{ x_{LP}(t) e^{j2\pi f_c t} \}$$

donde $x_{LP}(t)$ es el equivalente "paso bajo" o la envolvente compleja de la señal paso banda.

$$x_{LP}(t) = x_c(t) + jx_s(t) = R(t)e^{jf(t)}$$

donde $R(t) = \sqrt{x_c^2(t) + x_s^2(t)}$ es la envolvente y $f(t) = \tan^{-1} \left\{ \frac{x_s(t)}{x_c(t)} \right\}$ la fase.

En general y debido a que $x_{BP}(t)$ estará formada por valores reales y como consecuencia $x_c(t)$ y $x_s(t)$ son reales al obtener $x_{LP}(t)$ mediante la definición anterior esta será de valor complejo.

Por otra parte existen muchos sistemas de modulación que utilizan una forma en cuadratura para generar la señal final a transmitir. En este caso es fácil obtener el equivalente paso sin mas que ver cuales son las señales que en sus correspondientes cadenas son multiplicadas por las senosoidales desplazadas 90°.

$$x_{LP}(t) = x_c(t) + jx_s(t)$$

Si $x_{BP}(t)$ fuese especificada en el dominio de la frecuencia podemos obtener su equivalente paso baja como sigue:

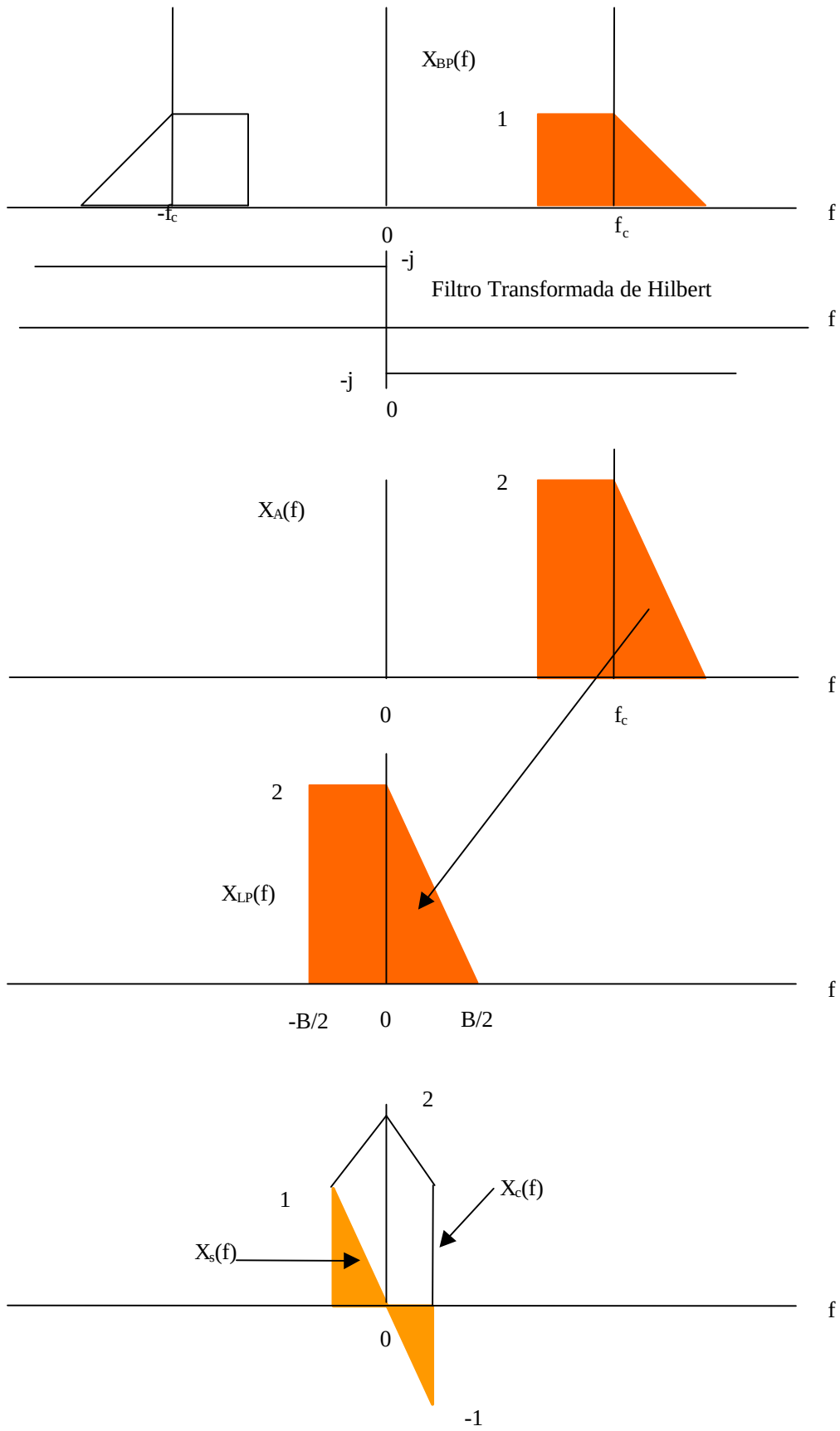
$$x_{BP}(t) = \Re \{ x_{LP}(t) e^{j2pf_c t} \} = \frac{1}{2} \{ x_{LP}(t) e^{j2pf_c t} + x_{LP}^*(t) e^{-j2pf_c t} \}$$

$$2x_{BP}(t) e^{-j2pf_c t} = x_{LP}(t) + x_{LP}^*(t) e^{-j2p(2f_c)t}$$

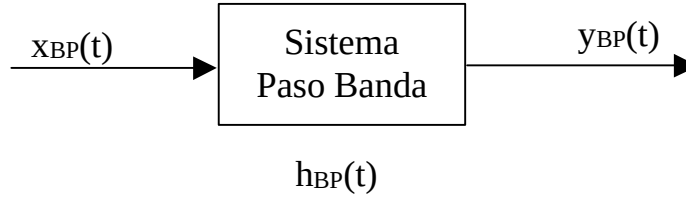
Transformando ambos lados de la ecuación y asumiendo que $BW < f_c$ tenemos

$$X_{LP}(f) = \{ 2X_{BP}(f + f_c) \}_{Pasobaja} = 2X_{BP}(f + f_c)U(f + f_c)$$

Si $X_{BP}(f)$ no es simétrica sobre f_c , entonces $X_{LP}(f)$ no será simétrica sobre $f=0$; en estos casos tendra valores complejos



Para que la representación de la señal en su equivalente paso bajo sea útil debemos saber como modifican o alteran a la señal aquellos sistemas que trataban a la señal modulada. Por lo tanto debemos obtener un equivalente paso bajo también para los sistemas.

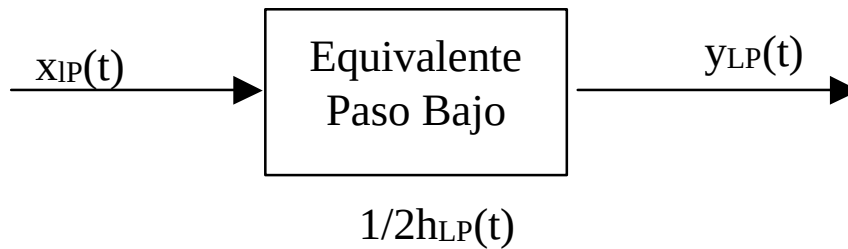


donde

$$y_{LP}(t) = \frac{1}{2} h_{LP}(t) * x_{LP}(t)$$

$$y_{BP}(t) = \Re\{y_{LP}(t)e^{j2\pi f_c t}\}$$

$$Y_{BP}(f) = H_{BP}(f)X_{BP}(f)$$



2.5.3. Canales con desvanecimiento multicamino.

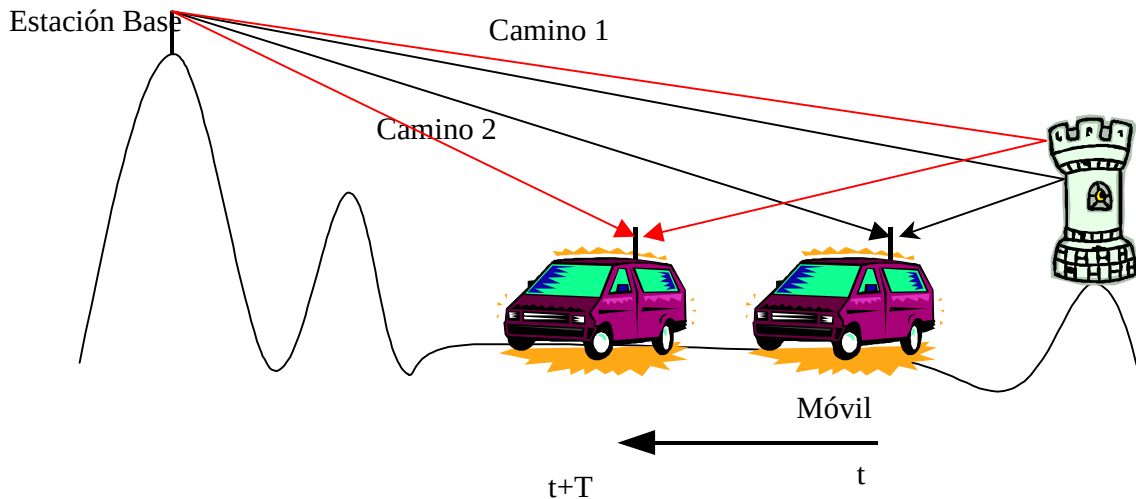
Debido a las características de movilidad que se le exige y portabilidad que debe proporcionar una comunicación móvil, el canal de comunicación que nos encontramos entre receptor y transmisión no siempre es el idóneo. En la mayoría de los casos no existe LOS, entre ambos extremos, ocurriendo además que por el hecho de tener la señal que reflejarse, difractarse, etc. no es generalmente uno solo el camino que se nos presenta entre receptor y transmisor. La señal llega tanto a la estación móvil como a la estación fija por diferentes caminos, los cuales presentan diferentes características de propagación. Estos

afectarán a la señal atenuándola, retrasándola o reflectándola. Como consecuencia nos encontramos en un extremo de la comunicación con un conjunto de señales cuya fuente ha sido la misma (por ahora obviamos el problema de otro tipo de señales en el mismo intervalo de frecuencia y que interfieren a la señal de interés por tener la misma información ni ir dirigida a ese sumidero de información), pero que se han encontrado diferentes caminos de propagación los cuales han afectado a la señal de diferente forma.

En esta situación la señal que el receptor se encuentra es una señal resultado de la superposición de varias copias de la señal transmitida retrasadas entre si, y que pueden actuar de forma constructiva o destructiva. Esto produce que en un instante el móvil pueda recibir un nivel de señal bajo si las señales se encuentran con fase parecida y interaccionan de forma constructiva. De igual forma pueden encontrarse de forma destructiva, y provocar que la señal tenga un nivel de potencia bajo llegando incluso a poder anularse.

2.5.4. Simulación de canal multicamino.

Dada una situación multicamino como la que se muestra en la figura,



un modelo anteriormente comentado es:

$$y(t) = a_1(t)x(t - t_1(t)) + a_2(t)x(t - t_2(t))$$

donde a_1 y a_2 son las atenuaciones, y t_1 y t_2 son los retrasos de propagación de las diferentes componentes multicamino.

Los modelos equivalentes paso bajo son:

$$\tilde{y}(t) = \tilde{a}_1(t)\tilde{x}(t - t_1(t)) + \tilde{a}_2(t)\tilde{x}(t - t_2(t))$$

donde,

$$\tilde{a}_1(t) = a_1(t) \exp[-2pf_c t_1(t)]$$

$$\tilde{a}_2(t) = a_2(t) \exp[-2pf_c t_2(t)]$$

son las atenuaciones complejas de los dos caminos.

La respuesta impulsiva del modelo equivalente paso de baja del canal es

$$\tilde{h}(t, t) = \tilde{a}_1(t) d(t - t_1(t)) + \tilde{a}_2(t) d(t - t_2(t))$$

En esta función podemos apreciar dos variables temporales, una que establece una dependencia temporal y otra t que provoca una dependencia de la función con respecto al retraso que dependerá de la posición del móvil la cual puede variar con el tiempo.

La función de transferencia de variante en el tiempo del canal puede expresarse como la transformada de Fourier de la respuesta al impulso con respecto a t .

$$H(f, t) = \tilde{a}_1(t) \exp(-j2\pi f t_1) + \tilde{a}_2(t) \exp(-j2\pi f t_2)$$

Una vez hemos definido como actúa el canal y como varia en el tiempo debido a su característica multicamino estamos en disposición de establecer una clasificación entre los distintos tipos de desvanecimiento. Por un lado tenemos que al moverse el móvil la señal tiene que recorrer un camino mas largo si el móvil se esta alejando. Por otro lado, al tener que recorrer mas espacio es más probable que la señal en su camino se encuentre con obstáculos que impidan una visión directa con el móvil. En este caso la señal que llega al móvil sufre una atenuación que se va a caracterizar como desvanecimiento lento o desvanecimiento Log-Normal.

Por otro lado y a pesar de encontrarnos en un lugar cercano a la estación base, puede ser que debido al citado efecto multicamino nos encontremos con zonas de baja señal. Estas caídas de señal se denominan desvanecimientos rápidos o de Rayleigh. En este caso la señal cae con una periodo relacionado con la velocidad con la que recorramos la distancia $l/2$.

Estos dos tipos de desvanecimientos definen la forma lógica de modelar un sistema con una canal para comunicaciones móviles. En este tipo de canales el desvanecimiento Rayleigh se ve superpuesto al desvanecimiento Log-Normal.

Sin embargo, y como ya mostramos anteriormente cualquier modulación de un sistema de comunicaciones móviles en UHF necesita una caracterización en equivalente paso de baja.

$$\tilde{h}(t, t) = \left[\frac{k}{d^n} g_{sh}(p(t)) \right]^{1/2} \tilde{c}(t, p(t))$$

El primer termino modela el desvanecimiento de gran escala(Log-Normal) mientras que el segundo termino tiene en cuenta el desvanecimiento de pequeña escala como una función de la localización en el tiempo. $K=10\log(k)$ es la perdida media en dB en un kilómetro según las formulas de perdidas de propagación, mientras que d es la distancia entre el transmisor y el receptor.

El termino g_{sh} proporciona el ensombrecimiento producido por los edificios y otros obstáculos en la localización $p(t)$.

Ahora se explicaran los diferentes términos que aparecen en la formula.

- Desvanecimiento por ensombrecimiento.

Los modelos de desvanecimiento por desvanecimiento pueden ser modelados bien en base a especificaciones del terreno, o bien de forma estadística. En el primer caso esto es útil cuando estamos hablando de diseños donde los emplazamientos sean reales y el estudio

va encaminado a ajustar un nivel de señal útil a un relieve particular. Para esto se usan herramientas tales como Tornado, Planet, NPSX,..., etc. Sin embargo en el estudio de un sistema de comunicaciones de forma genérica y con el fin de desarrollar modelos que puedan extrapolarse al máximo numero de casos deben emplearse caracterizaciones estadísticas basadas en medidas.

El modelo más popular y que mejor se adapta a las características del ensombrecimiento es el modelo estadístico Log-Normal donde $G=10 \log(g_{sh})$ es generalmente modelada como una variable gaussiana de media 0 dB y desviación estándar 6-12 dB en función del entorno en el cual nos encontremos. En este caso las pérdidas que tenemos en un punto localizado son

$$L(d)_{dB} = L(1km)_{dB} + 10n \log(d) + X_s = a + b \log(d) + X_s$$

donde X_s es una variable gaussiana de media 0dB y desviación estándar 6-12 dB.

Exciten varios modelos para la a y b:

➤ Espacio libre:

$$a = -20 \log\left(\frac{4p}{l}\right)$$

$$b = 20$$

➤ Modelo Hata:

$$b = 44.9 - 6.55 \log(h)$$

$$a = a_0 - 69.55 + 26.16 \log(f) - 13.82 \log(h) \rightarrow \text{Urbano}$$

$$a = a_0 - \left[2 \log^2\left(\frac{f}{28}\right) + 5.4 \right] \rightarrow \text{Suburbano}$$

$$a = a_0 - \left[4.78 \log^2(f) + 18.33 \log(f) + 40.94 \right] \rightarrow \text{Rural}$$

$$a_0 = -20 \log\left(\frac{4p}{l}\right)$$

El modelo de Hata es valido para intervalos de portadora entre 150 y 1000MHz, distancias de 1 a 20 Km y alturas de 30 a 200 m.

➤ Cost 231-Hata:

$$\left. \begin{aligned} b &= 44.9 - 6.55 \log(h) \\ a &= a_0 - 46.3 + 33.9 \log(f) - 13.82 \log(h) \end{aligned} \right\} f = 1500 - 2000 \text{MHz}$$

➤ Ericsson:

Ericsson ha desarrollado para su trabajo de campo en el diseño de redes celulares un modelo basado en el de Okumura-Hata basado en medidas de propagación de

ondas las cuales han sido utilizadas en la estimación de la cobertura para sistemas GSM 900 y DCS 1800. En este caso a y b toman los siguientes valores:

$$b = 44.9 - 6.55 \log(h)$$

$$a = A - 13.82 \log(h)$$

$$A(900) = 146.8 \therefore A(1800) = 153.8 \rightarrow \text{Urbano}$$

$$A(900) = 136.9 \therefore A(1800) = 146.2 \rightarrow \text{Suburbano}$$

$$A(900) = 118.3 \therefore A(1800) = 124.3 \rightarrow \text{Rural}$$

- Desvanecimiento de pequeña escala.

En la fórmula $\tilde{h}(t, t) = \left[\frac{k}{d^n} g_{sh}(p(t)) \right]^{1/2} \tilde{c}(t, p(t))$ el segundo término

representa la variación que se produce en el nivel de señal debido al desvanecimiento de pequeña escala. $\tilde{c}(t, p(t))$ representa la respuesta al impulso de este tipo de desvanecimiento en torno a la posición $p(t)$. Si se hiciera un estudio de la fluctuación de la señal en el cual se tuviera en cuenta el efecto de estas variaciones de pequeña escala, y debido a la rapidez con la cual se efectúan el desvanecimiento debiera ser considerado como una constante. Existen dos tipos de modelos para el desvanecimiento de pequeña escala:

- Modelos multicamino discretos.

$$\tilde{y}(t) = \sum_{k=1}^{N(t)} \tilde{a}_k(t) \tilde{x}(t - t_k(t))$$

$$\tilde{c}(t) = \sum_{k=1}^{N(t)} \tilde{a}_k(t) d(t - t_k(t))$$

- Modelos multicamino continuos.

$$\tilde{y}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{c}(t, t) \tilde{x}(t - t) dt$$

Los modelos continuos son inabarcables computacionalmente debido a que se deberían tener en cuenta infinitas muestras de la señal reflejadas y llegando al receptor de forma continua, no siendo este método aplicable a la simulación por máquinas.

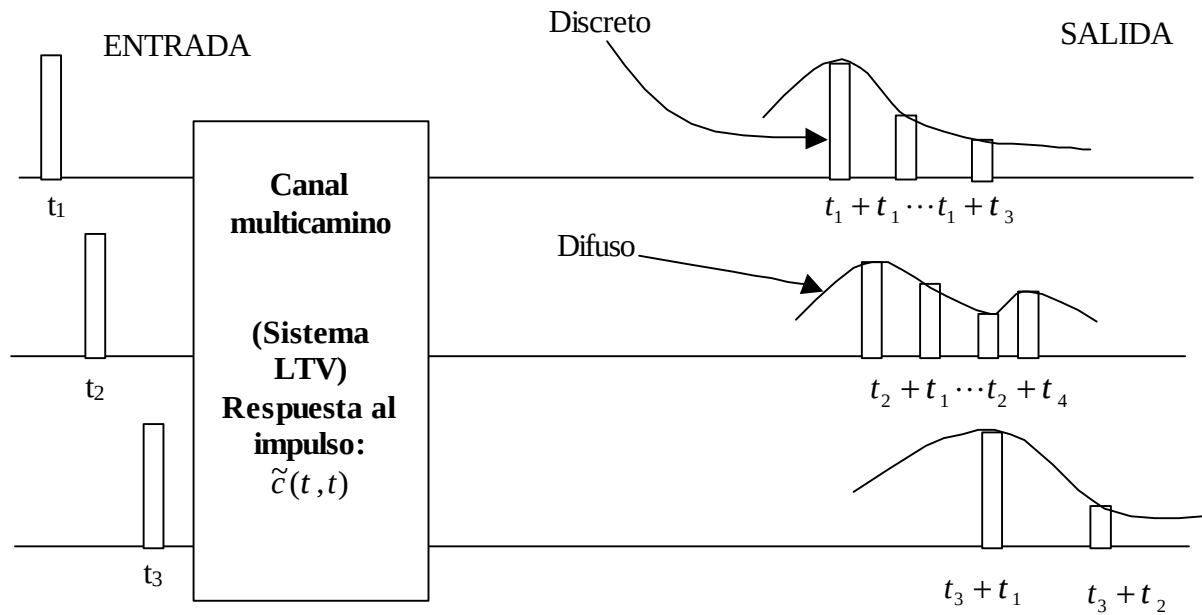
Una vez establecidas las características que definen los desvanecimientos a pequeña escala y a los cuales hemos definido como desvanecimientos Rayleigh o Rician en función de que función estadística define mejor el comportamiento de la señal en un entorno de propagación multicamino y caracterizado por la variabilidad del canal móvil en el tiempo. Si miramos el modelo de equivalente paso de baja, encontramos un término que define este concepto, $\tilde{c}(t, p(t))$. Una vez caracterizado el fenómeno hemos de encontrar el método para añadirlo a la simulación del canal de comunicaciones móviles. Existen dos tipos de modelos:

- Modelo multicamino continuo.
- Modelo multicamino discreto.

Con el primer intentamos ajustarnos a las características del hecho físico real pero alejándonos al mismo tiempo de cualquier posibilidad de que podamos resolverlo o

aplicarlo a un modelo simulable por computador. La diferencia estriba en que el continuo supone que podemos trabajar, como así ocurre en la realidad, con un conjunto infinito de señales reflejadas y que llegan al receptor de espaciadas por un tiempo infinitesimal teniendo en la antena receptora un flujo continuo de energía caracterizada por una cierta información. Sin embargo y debido a la necesidad que tenemos de trabajar con modelos discretos para que los modelos así sintetizados sean simulables, nos encontramos con la necesidad de considerar un numero determinado de señales reflejadas llegando a la antena receptora, y como consecuencia a la hora de generar este fenómeno tener en cuenta la posibilidad de que la señal llegue reflejada un numero finito de veces.

Según lo dicho tendríamos las siguientes posibilidades:



En el caso discreto tenemos:

$$\tilde{y}(t) = \sum_{k=1}^{N(t)} \tilde{a}_k(t) \tilde{x}(t - t_k(t))$$

$$\tilde{c}(t, t) = \sum_{k=1}^{N(t)} \tilde{a}_k(t) d(t - t_k(t))$$

Mientras que para sintetizar el caso continuo en una formula hemos de hacer uso de la integración:

$$\tilde{y}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{c}(t, t) \tilde{x}(t - t) dt$$

El término $\tilde{c}(t, t)$ modela, como hemos dicho, la variación estadística que sufre la señal por las características de propagación del canal de radio móvil. Si $\tilde{c}(t, t)$ es de media cero. En este caso la envolvente tiene una función de densidad de probabilidad Rayleigh definida por

$$f_R(r) = \frac{r}{s^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2s^2}\right), r > 0$$

donde s^2 es la varianza de la parte real e imaginaria de $\tilde{c}(t, t)$.

En el caso de que la función se ajuste a la función de densidad de probabilidad de Rician su valor sería:

$$f_R(r) = \frac{r}{s^2} I_0\left(\frac{Ar}{s^2}\right) \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2s^2}\right), r > 0$$

donde A media distinta de cero y I_0 es la función modificada de Bessel

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(z \cos(u)) du$$

La razón $K = \frac{A^2}{s^2}$ es el parámetro que define la relación en un canal con desvanecimiento Rician la potencia del camino dominante sobre la potencia de los demás caminos, como ya hemos visto anteriormente.

Además de las distribuciones de Rayleigh o Rician, las cuales son aplicadas en cada en una situación con características específicas, existen otras que se pueden aplicar para $|\tilde{c}(t, t)|$. Estas son las distribuciones de Nakagami y Weibul. En el caso de hablar de canales multicamino discretos, todas estas distribuciones se aplican a $|\tilde{a}_k(t)|$

De esta forma, con las distribuciones tenemos descrito el valor instantáneo que debe tomar la respuesta al impulso compleja. Para tener una medida de cómo evoluciona la señal que se ve afectada por este canal definido por las mencionadas respuesta al impulso tenemos que hacer uso de la función autocorrelación para el dominio temporal y de la densidad espectral de potencia de un proceso aleatorio.

$\tilde{c}(t, t)$ es usualmente modelado, y de esta forma simplificado, como un proceso aleatorio estacionario en sentido amplio (WSS) al cual se le puede aplicar la función de autocorrelación.

$$R_{\tilde{c}\tilde{c}}(t_1, t_2, a) = E\{\tilde{c}^*(t_1, t) \tilde{c}(t_2, t + a)\}$$

Si asumimos que la atenuación y el desplazamiento de fase están incorrelados entre los diferentes camino, esto nos lleva a,

$$R_{\tilde{c}\tilde{c}}(t_1, t_2, a) = R_{\tilde{c}\tilde{c}}(t_1, a) d(t_1 - t_2)$$

Esto conduce a

$$R_{\tilde{c}\tilde{c}}(t, a) = E\{\tilde{c}^*(t, t) \tilde{c}(t, t + a)\}$$

Por otro lado tenemos la función de scattering $S(t, l)$ la cual ofrece una descripción en el dominio del tiempo y de la frecuencia del canal,

$$S(t, l) = F\{R_{\tilde{c}\tilde{c}}(t, a)\} = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\tilde{c}\tilde{c}}(t, a) \exp(-j2\pi l a) da$$

En esta formula nos encontramos con 2 variables, una t (retraso) es una variable en el dominio temporal similar a la variable de respuesta al impulso. La otra l es denominada variable de frecuencia Doppler y es asociada con las variaciones en el tiempo de la respuesta del canal.

De esta función podemos obtener el perfil de la intensidad multicamino, la cual describe como la potencia es distribuida.

$$p(t) = R_{cc}(t, 0) = E\{|\tilde{c}(t, t)|^2\}$$

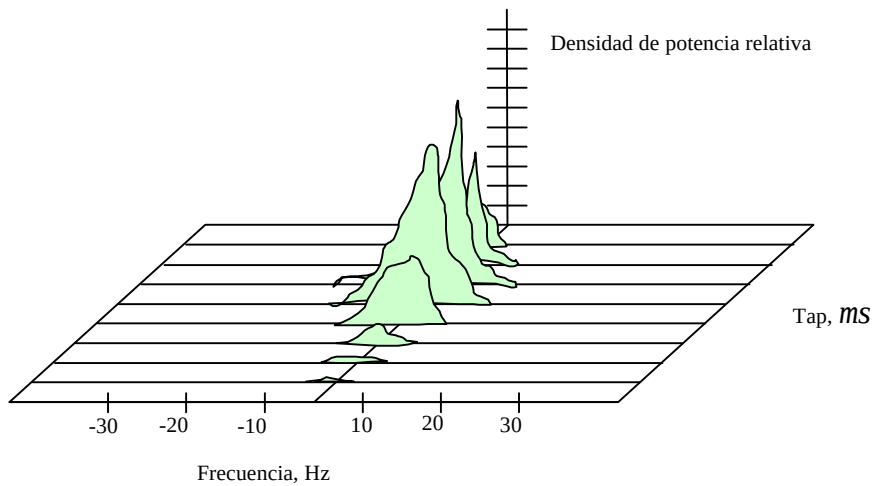
$$p(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t, l) dl$$

o el espectro Doppler,

$$S_d(l) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t, l) dt$$

El perfil de intensidad multicamino $p(t)$ puede ser medido probando el canal con una onda en RF de banda ancha modulada con una secuencia pseudoaleatoria de alta tasa de bit. Una vez que tenemos la señal modificada por el canal y en banda base si la correlamos cruzada con versiones retrasadas de la secuencia pseudoaleatoria, midiendo el valor medio de la salida del correlador tenemos la potencia en función del retraso y como consecuencia el nivel de potencia de cada una de las componentes retrasadas que unidas forman el total de la señal que capta el receptor.

El perfil de potencia obtenido por este método es promediado sobre un periodo de 10 a 20 longitudes de onda para eliminar los efectos de desvanecimientos de pequeña escala los cuales tiene una periodicidad de media longitud de onda. Estas medidas de correlación son efectuadas en función de la posición, siendo inmediata la traslación al dominio temporal sin mas que aplicando la velocidad a la que se mueve el móvil.



Una vez obtenido la función de scattering podemos caracterizar la señal resultante en el receptor y por extensión el canal que la ha modificado con parámetros que determinaran el comportamiento del canal

2.5.5. MODELOS RECOMENDADOS PARA GSM, IS-95 Y UMTS-2000.

La utilidad de los modelos discretos estriba en la posibilidad de poder implementarlos en simulaciones por ordenador. Existen un conjunto de modelos proporcionados por los organismos reguladores de los distintos sistemas de comunicaciones inalámbricas producto de la experimentación. Estos modelos se utilizan para la simulación de entornos indoor y outdoor. Cada modelo esta caracterizado por el numero de rayos que lo forma, además de la potencia relativa de cada uno de estos rayos. Dado que estamos con sistemas móviles es necesario adjuntar el tipo de espectro de Doppler que define al rayo debido al posible movimiento de la estación móvil.

A continuación se exponen modelos para los siguientes sistemas.

- GSM

GSM rural areas			
Rayo número	Retraso del rayo	Potencia media	Espectro Doppler
1	0.0	0.0	Rice
2	0.1	-4.0	Jake
3	0.2	-8.0	Jake
4	0.3	-12.0	Jake
5	0.4	-16.0	Jake
6	0.5	-20.0	Jake

GSM hilly terrain			
Rayo número	Retraso del rayo	Potencia media	Espectro Doppler
1	0.0	0.0	Jake
2	0.1	-1.5	Jake
3	0.3	-4.5	Jake
4	0.5	-7.5	Jake
5	15.0	-8.0	Jake
6	17.2	-17.7	Jake

GSM urban areas 6 rayos			
Rayo número	Retraso del rayo	Potencia media	Espectro Doppler
1	0.0	-3	Jake
2	0.2	0.5	Jake
3	0.5	-2.0	Jake
4	1.6	-6.0	Jake
5	2.3	-8.0	Jake
6	5.0	-10.0	Jake

GSM modelo de ecualizador 6 rayos			
Rayo número	Retraso del rayo	Potencia media	Espectro Doppler
1	0.0	0.0	Jake
2	3.2	0.0	Jake
3	6.4	0.0	Jake
4	9.6	0.0	Jake
5	12.8	0.0	Jake
6	16.0	0.0	Jake

- PCS

PCS outdoor					
Entorno	t_1 (ns)	t_2 (ns)	t_3 (ns)	Doppler	Doppler BW
Peatón	0	1500	14500	Plano	12 Hz
Vehículo	0	1500	15500	Jakes	180 Hz
Potencia de los rayos	0 dB	-3 dB	-6 dB		

PCS indoor				
Entorno	Tap spacing(ns)	Número de taps	Espectro Doppler	Doppler BW
Comercial	50	4	Gausiano	3 Hz
Residencial	50	2	Gausiano	3 Hz
Oficina	50	12	Plano	30 Hz