

Comunicaciones Inalámbricas
Notas del Curso sobre modelos estadísticos del canal inalámbrico
Facultad de Ingeniería
Universidad de la República

Pablo Belzarena

16 de agosto de 2023

Capítulo 1

Modelos estadísticos del canal inalámbrico

1.1. Introducción

En el modelado determinístico del canal inalámbrico visto antes, se asume que se conocen todos los caminos que recorre la señal entre transmisor y receptor. Esto quiere decir que se conoce totalmente el escenario, edificaciones, alturas, accidentes geográficos, etc. Con toda esta información física del escenario, hay que determinar para la ubicación del receptor y transmisor, todos los posibles rayos con todas las posibles reflexiones, difracciones, etc. Este modelado es muy difícil de realizar salvo para escenarios muy simples. En casos más complejos, para utilizar estos métodos determinísticos de trazado de rayos, existen simuladores del canal. Estos simuladores no resuelven el modelo analíticamente sino que utilizando una cantidad limitada de rayos y modelos 3D simplificados del escenario, buscan los principales rayos entre transmisor y receptor, obtienen las características de estos rayos y luego los introducen en las ecuaciones.

Para tener una caracterización del canal en escenarios complejos y dinámicos, se han desarrollado métodos estadísticos. Estos métodos modelan la respuesta del canal utilizando una cierta distribución estadística. Se pueden distinguir dos enfoques diferentes en el desarrollo de los modelos estadísticos del canal. En el primer enfoque se utilizan modelos relativamente complejos, típicamente modelos que dependen de muchos parámetros. Luego en un escenario concreto para obtener el modelo, se ajustan los parámetros de las distribuciones estadísticas utilizadas con medidas realizadas en campo. En este capítulo utilizaremos el segundo enfoque. En este enfoque la idea es utilizar modelos estadísticos simples con los cuales se pueda tener una aproximación analítica de como se comporta el canal. Para esto se realizarán ciertas hipótesis que en la práctica pueden no cumplirse con exactitud pero que permiten sacar conclusiones generales útiles para entender el problema.

1.2. Modelo general del canal inalámbrico

Si el transmisor envía una señal banda base $s_b(t)$ modulada a una frecuencia portadora f_c , en el receptor se obtiene en banda base

$$r_b(t) = \sum_{i=0}^{M-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} s_b(t - \tau_i) \quad (1.1)$$

y en banda pasante

$$r(t) = \Re \left[\sum_{i=0}^{M-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} s_b(t - \tau_i) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (1.2)$$

En primer lugar, se debe observar que se ha eliminado la dependencia de t en a_i y τ_i . Esto se debe a que se asume que en pequeños movimientos (relativos a la distancia de transmisor y receptor) el cambio con t es muy pequeño tanto de a_i como de τ_i . La dependencia de a_i con el tiempo viene dada porque la atenuación aumenta con la distancia. Pero si consideramos que la distancia entre el transmisor y el receptor que es típicamente de por ejemplo cientos de metros, el movimiento del receptor en el orden de algunos pocos metros no afectará significativamente el valor de a_i . Como se vio antes, movimientos cercanos a un punto inicial, se pueden modelar con una aproximación de primer orden como $d(t) = d_0 + vt$. En el caso de $\tau(t) = d(t)/c$, si se supone por ejemplo, que la distancia entre transmisor y receptor es de 100 m, eso implica un delay del orden del microsegundo. Si el receptor se mueve a la velocidad de una persona caminando, por ejemplo a 2 m/s, debería moverse durante unos 5 segundos para recorrer el 10 % de la distancia entre transmisor y receptor. Un movimiento de unos pocos metros modificará muy poco τ , en el orden de los 10 nanosegundos en el ejemplo despreciable frente a los microsegundos de su valor inicial.

Lo que si puede tener cambios significativos para pequeños cambios de τ_i es la fase de $e^{-j2\pi f_c \tau_i}$. La fase $\phi_i = 2\pi f_c \tau_i$, si por ejemplo la frecuencia portadora es del orden de los gigahertz, con un cambio de nanosegundos de τ_i , esta fase puede cambiar $2\pi 10^9 10^{-9} = 2\pi$. Resumiendo, si bien es razonable que con movimientos de pocos metros se desprece los cambios en τ_i y en a_i en ese tiempo, es importante tener en cuenta que muy pequeños cambios en la distancia pueden hacer que la fase ϕ_i cambie significativamente. Este último razonamiento vale también para diferentes caminos que recorran distancias no muy diferentes, si bien los τ_i de esos caminos son similares las fases ϕ_i de los diferentes caminos pueden ser muy diferentes.

1.2.1. Modelos de banda angosta y de banda ancha

En las ecuaciones 1.4 y 1.3 se puede ver que la señal recibida tiene dos tipos diferentes de distorsiones generadas por el multicamino. Por un lado, el factor multiplicativo $a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i}$ de cada camino que multiplica a la señal de entrada y por otro, que la señal de salida será la suma de las señal de entrada retardada el delay τ_i de cada camino. Ambos efectos generan distorsión a la señal de entrada. Diremos que la señal es de banda angosta (narrowband) si el delay spread definido como $DS = \tau_{max} - \tau_{min} \ll 1/B$, siendo B el ancho de banda de la señal. Esto significa si

pensamos que la señal que se envía son pulsos de duración T como el ancho de banda de esos pulsos es del orden de $B = 1/T$ para que la señal sea de banda angosta le estamos pidiendo que $s_b(t - \tau_i) \approx s_b(t) \forall i$. En este tipo de señales el segundo tipo de distorsión que mencionamos no tendrá un efecto importante y las ecuaciones 1.4 y 1.3 se pueden reescribir:

$$r_b(t) = s_b(t) \sum_{i=0}^{M-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} \quad (1.3)$$

y la señal recibida en banda pasante es

$$r(t) = \Re \left[s_b(t) e^{j2\pi f_c t} \sum_{i=0}^{M-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} \right] \quad (1.4)$$

es decir que en ambos casos las señales de salida son las señales de entradas multiplicadas por $\sum_{i=0}^{M-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i}$.

¿Qué sucede cuando el modelo no es de banda angosta? Si el modelo es de banda ancha (por ejemplo cuando $DS \approx 1/B$) ambos efectos actúan sobre la señal y en las ecuaciones anteriores no podremos estudiar el efecto del canal solo como un factor multiplicativo $\sum_{i=0}^{M-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i}$ que se aplica a la señal de entrada.

En estos casos de sistemas de banda ancha vamos a realizar una caracterización estadística del modelo en tiempo discreto en banda base del canal. La señal de salida del canal en banda base muestreada es la convolución de la entrada en banda base con los taps del canal. El tap l del canal viene dado por la expresión:

$$h_l(k) = \sum_{i=0}^{M-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i (kT)} \text{sinc}(l - \frac{\tau_i}{T}) \quad (1.5)$$

Se debe observar que en esta ecuación se eliminó la dependencia del tiempo kT para las variaciones en distancias cortas para a_i y τ_i . Solo se mantiene esa dependencia en la fase. La ecuación del tap es la misma que la del factor multiplicativo que se mencionó antes (a menos del $\text{sinc}(l - \frac{\tau_i}{T})$ que se verá posteriormente como afecta al modelo).

La cantidad de taps cercanos a varios delays de caminos será del orden de DS/T y habrá muy pocos mas que estos taps con peso ,ya que por el sinc los delays de los caminos afectarán solamente a los taps que estén "cerca" de los delays. Observar que si el modelo es de banda angosta entonces todos los delays estarán concentrados entre dos taps (ya que $DS \ll 1/B = T$). Además, si reducimos el ancho de banda de la señal entonces T aumenta y el peso de todos los caminos caerá principalmente sobre un tap. Este es el caso de flat fading donde la respuesta en frecuencia es plana y la respuesta al impulso se caracteriza por tener un solo tap.

Si por el contrario, el modelo es de banda ancha, a medida que se hace crecer B en el límite, se tendrá que cada tap estará afectado prácticamente por un solo camino. Este es el caso de fading selectivo en frecuencia.

Si bien se asumió que no había cambios en a_i y τ_i en movimientos de poca distancia (relativo a la distancia transmisor-receptor), si un tap se obtiene de la suma de varios caminos tendrá variaciones temporales en el valor de su modulo (debido a

las variaciones de fase de los caminos en pequeños cambios temporales). Es decir que si el modelo es de banda ancha suficiente como para que cada tap sea afectado por un solo camino, se tendrán pocas variaciones en el tiempo del valor del modulo de los taps. Pero para aquellos taps que provengan de la suma de varios caminos con cierto peso, esos taps tendrán variaciones temporales en el valor de su módulo dadas por el doppler spread de esos caminos.

Resumiendo, si el modelo es de banda angosta, en el limite, se tendrá un solo tap significativo, se tendrá fading plano en frecuencia pero ese tap experimentará variaciones temporales del valor de su módulo. En cambio, si tengo un modelo de banda ancha, en el límite, tendré varios taps con valor significativo, se tendrá fading selectivo en frecuencia pero esos taps experimentarán pocas variaciones temporales en el valor de su módulo.

En las secciones posteriores, se analizará por lo tanto, la expresión $\sum_{i=0}^{M-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i}$ y se verá como modelarla.

1.3. Modelo de Rayleigh

En los modelos estadísticos del canal, a diferencia de los modelos determinísticos vistos antes, a_i y ϕ_i no son valores fijos de la ganancia y la fase de cada camino, sino que son variables aleatorias con cierta distribución.

En particular es común asumir que $\phi_i(t) = 2\pi d_i(t)/\lambda_c$ tiene distribución uniforme en $[-\pi, \pi]$. Esto se debe a que d_i es típicamente mucho mayor que λ_c y pequeñas variaciones en la distancia, del orden de una longitud de onda generarán fases muy diferentes. Por ejemplo, con los datos del ejemplo anterior d era del orden de 100 m y $\lambda_c = c/10^9 \approx 0,3m$. Por lo tanto, $\phi(t) = 2\pi(300 + 3\Delta d)$, donde Δd es la variación de distancia por el movimiento o la diferencia entre dos caminos diferentes. En ambos casos con un Δd del orden de 30 cm ya la fase cambia en 2π . Por esta razón se asume que la fase tiene distribución uniforme, ya que no hay un rango de fases mas probable que otro y puede variar en todo el rango de $[-\pi, \pi]$. Este mismo razonamiento sobre la variación de la fase permite razonablemente asumir que las variables ϕ_i y el de a_i son independientes. También es razonable pensar que los a_i y ϕ_i son realizaciones de variables aleatorias independientes A_i y Φ_i (esta última con distribución uniforme en $[-\pi, \pi]$).

Con estas consideraciones puede ser razonable asumir lo siguiente. Sean X e Y

$$X - jY = \sum_{i=0}^{M-1} a_i e^{-j\phi_i} = \sum_{i=0}^{M-1} a_i \cos(\phi_i) - j \sum_{i=0}^{M-1} a_i \sin(\phi_i) \quad (1.6)$$

Usando el Teorema Central del Límite, se puede razonablemente asumir que X e Y tendrán en el limite una distribución Gaussiana, ya que son la suma de M variables aleatorias independientes . Además,

$$\mathbf{E}(X) = \mathbf{E}\left(\sum_{i=0}^{M-1} a_i \cos(\phi_i)\right) = \quad (1.7)$$

$$= \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{E}(a_i) \mathbf{E}(\cos(\phi_i)) = 0 \quad (1.8)$$

donde la segunda igualdad se debe a la independencia de las variables aleatorias y la última igualdad a cero se debe que ϕ_i tiene distribución uniforme en $[-\pi, \pi]$.

Análogamente, $\mathbf{E}(Y) = 0$. Por otro lado,

$$\mathbf{E}(X^2) = \mathbf{E}\left(\sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} a_i a_k \cos(\phi_i) \cos(\phi_k)\right) = \quad (1.9)$$

$$= \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{E}(a_i^2) \mathbf{E}(\cos(\phi_i)^2) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{E}(a_i^2) = \sigma_r^2 \quad (1.10)$$

Se denominará σ_r^2 al valor de $\mathbf{E}(X^2)$. Análogamente se puede ver que $\mathbf{E}(Y^2) = \sigma_r^2$.

Es decir, que X e Y son dos variables aleatorias Gaussianas de media nula y varianza σ_r . Por último, se puede ver que X e Y son independientes. Para esto calculamos:

$$\mathbf{E}(XY) = \mathbf{E}\left(\sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} a_i a_k \cos(\phi_i) \sin(\phi_k)\right) = \quad (1.11)$$

$$= \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{E}(a_i^2) \mathbf{E}(\cos(\phi_i) \sin(\phi_i)) = 0 \quad (1.12)$$

donde la última igualdad se obtiene usando trigonometría y la distribución uniforme de ϕ_i en $[-\pi, \pi]$. Por lo tanto X e Y son variables Gaussianas no correlacionadas y por lo tanto son independientes.

Resumiendo X e Y son dos variables Gaussianas independientes y con igual media y varianza, definidas por: $X - jY = \sum_{i=0}^{M-1} a_i e^{-j\phi_i}$. Antes de continuar observar que en el caso de los taps del canal de la ecuación 1.5, vale lo mismo definiendo $X - jY = \sum_{i=0}^{M-1} a_i e^{-j\phi_i} \text{sinc}(l - \frac{\tau_i}{T})$. En este caso se puede redefinir $b_i = a_i \text{sinc}(l - \frac{\tau_i}{T})$ y el razonamiento anterior vale con b_i y ϕ_i .

Si definimos $X - jY = r e^{j\psi}$ con $r = \sqrt{X^2 + Y^2}$, siendo X e Y variables Gaussianas independientes e idénticamente distribuidas, se prueba que r tiene distribución de Rayleigh, cuya densidad de probabilidad es la siguiente:

$$f(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}}$$

Un parámetro importante de esta distribución es $\mathbf{E}(r^2) = 2\sigma_r^2$ ya que representa el valor medio de la potencia recibida por todos los caminos.

En señales de banda angosta, como se vio antes, se puede asumir que $s_b(t - \tau_i) \approx s_b(t) \forall i$, y que el pulso es lo suficientemente largo respecto al delay spread (o su ancho de banda suficientemente pequeño). La envolvente r de la señal de salida $\sum_{i=0}^{M-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} = r e^{j\psi}$, es una variable aleatoria con distribución de Rayleigh. Lo mismo se puede decir del modelo de canal banda base en tiempo discreto. Para los taps del canal su modulo tendrá distribución de Rayleigh. En canales de banda angosta tendrá peso solo un tap y su modulo será una variable aleatoria con distribución de Rayleigh. En canales de banda ancha, también se puede utilizar este resultado sobre la distribución de Rayleigh del módulo de los taps. En este caso habrá varios

taps. Pero en el límite, para canales de banda muy ancha $1/B = T \ll DS$, puede suceder que cada tap se vea afectado por un único o unos pocos caminos y en ese caso la hipótesis de gaussianidad realizadas usando el TCL no serían válidas. En este caso en particular, pero también en general, hay que tener siempre presente que estos modelos estadísticos no implican necesariamente que en un canal en particular se vaya a comportar siguiendo cierta estadística. Pero el asumir estos modelos estadísticos simples, aunque no sean muy precisos, hace posible analizar el comportamiento del canal y permite sacar conclusiones generales.

1.4. Modelo de Rice del canal inalámbrico

En el modelo de Rayleigh se asumió que todos los caminos tenían ganancia y fase aleatorias. Sin embargo, si hay línea de vista, LOS, este camino tiene una ganancia y una fase fija. Por lo tanto, la ecuación 1.6 se transforma en :

$$X_1 = A + \sum_{i=1}^{M-1} a_i \cos(\phi_i)$$

$$Y = \sum_{i=1}^{M-1} a_i \sin(\phi_i)$$

donde A es la ganancia del camino con LOS y se asume que este camino tiene fase cero, o lo que es equivalente, que se restó esta fase fija a todas las fases aleatorias de los demás caminos.

En este caso se cumple que $X_1^2 + Y^2 = (X + A)^2 + Y^2 = r^2$. Las variables aleatorias X e Y continúan teniendo en el límite distribución normal de media nula y varianza σ_r^2 . Se prueba que r en este caso tiene distribución de Rice, cuya densidad de probabilidad es la siguiente:

$$f(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\sigma_r^2}} \mathbf{I}_0\left(\frac{rA}{\sigma_r^2}\right)$$

donde \mathbf{I}_0 es la función de Bessel. Esta densidad se puede reescribir cambiando las variables A y σ_r por los siguientes dos parámetros que tienen una interpretación física :

$$K = \frac{A^2}{2\sigma_r^2}$$

$$\hat{P}_r = A^2 + 2\sigma_r^2$$

La interpretación de estos parámetros es la siguiente. A^2 es la potencia media que se recibe por el rayo LOS y $2\sigma_r^2$ es la potencia recibida por todos los demás rayos. Por lo tanto, K es la relación entre la potencia recibida por el rayo principal, LOS, y la recibida por todos los demás rayos. En tanto, \hat{P}_r es la potencia total recibida.

En función de estos dos parámetros, la densidad de Rice se puede reescribir de la siguiente forma:

$$f(r) = \frac{2r(K+1)}{\hat{P}_r} e^{-K - \frac{r^2(K+1)}{\hat{P}_r}} \mathbf{I}_0\left(2r\sqrt{\frac{K(K+1)}{\hat{P}_r}}\right)$$

1.5. Correlación en función de la diferencia de tiempo y frecuencia

Se asumirá en esta sección que se tienen dos señales que arriban al receptor. Estas señales arriban en tiempos diferentes t_1 y t_2 y corresponden a señales sinusoidales enviadas del receptor con dos frecuencias diferentes w_1 y w_2 . Se supondrá que no hay L.O.S. y por lo tanto, todos los caminos que llevan del transmisor al receptor tienen una ganancia y una fase aleatoria y el modulo de la envolvente sigue el modelo de Rayleigh. Las señales pueden recorrer caminos muy similares o muy diferentes. Por ejemplo, si s que ambas señales salen del transmisor en tiempos muy cercanos, es razonable asumir que la mayoría de los caminos serán los mismos mientras que si lo hacen en tiempos mas distantes los caminos podrán tener diferencias importantes.

La señal recibida para cada una de esas dos señales de entrada las podemos escribir de la siguiente forma:

$$E_{r_1} = \mathbf{Re} \left[\sum_{i=0}^{M-1} a_i(t) e^{jw_1(t-t_1) - jw_1\tau_i(t)} \right] = \mathbf{Re} [r_1 e^{-j\phi_1} e^{jw_1 t}]$$

$$E_{r_2} = \mathbf{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k(t) e^{jw_2(t-t_2) - jw_2\tau_k(t)} \right] = \mathbf{Re} [r_2 e^{-j\phi_2} e^{jw_2 t}]$$

Como se vio antes, r_1 y r_2 , tienen distribución de Rayleigh. Además, se asume que las fases ϕ_1 y ϕ_2 tienen distribución uniforme en $[-\pi, \pi]$.

Las variables aleatorias r_1 y r_2 dependen de $\Delta w = w_1 - w_2$ y de $\Delta t = t_1 - t_2$. Lo que se analizará en esta sección, es la correlación de estas variables. En particular, interesa saber para que valores, o en qué rangos, de Δt y Δw estas variables están poco o muy correlacionadas. Si por ejemplo, a partir de cierto Δt las variables están poco correlacionadas, quiere decir que si se envía la misma señal dos veces, pero separada ese tiempo, si una de ellas sufre un deep fading la otra no tendrá por qué sufrirlo y es muy probable que una de las dos llegue correctamente al receptor. Esto se denomina diversidad en el tiempo. Lo mismo sucede en frecuencia, dando lugar a la diversidad en frecuencia.

Se calculará la correlación normalizada, esto es:

$$\rho_{r_1, r_2} = \frac{\mathbf{E}(r_1 r_2) - \mathbf{E}(r_1)\mathbf{E}(r_2)}{\sqrt{\mathbf{Var}(r_1)}\sqrt{\mathbf{Var}(r_2)}}$$

Las varianzas y el valor esperado de r_1 y r_2 no ofrecen dificultad porque al tener distribución de Rayleigh son conocidos. La dificultad está en el cálculo de la densidad de probabilidad conjunta de r_1 y r_2 . Estos cálculos son bastante tediosos y solo se presentará el resultado final que es lo que interesa analizar.

$$\rho_{r_1, r_2}(\Delta t, \Delta w) = \frac{\mathbf{I}_0(w_{max} \Delta t)}{1 + (\Delta w \hat{T})^2} \quad (1.13)$$

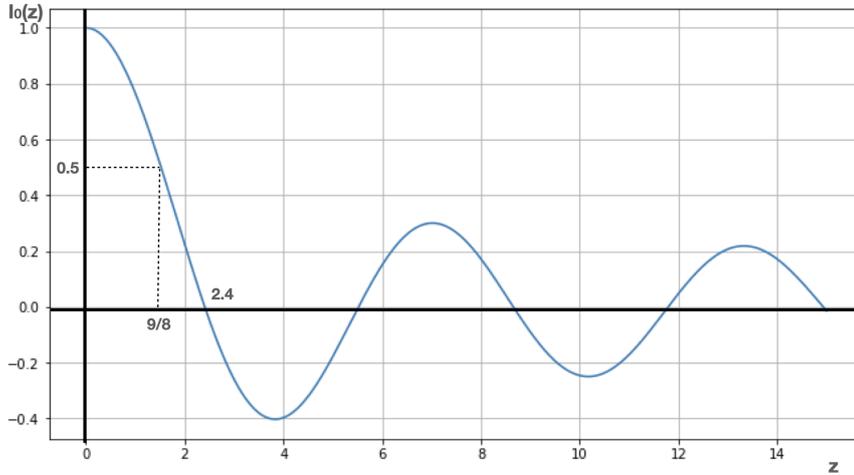


Figura 1.1: Función de Bessel

donde I_0 es la función de Bessel, \hat{T} es el valor medio de los delays (τ_i) de los diferentes caminos, y w_{max} es la frecuencia máxima del Doppler, es decir, $w_{max} = 2\pi f_{max} = 2\pi \frac{v}{\lambda}$.

En la Figura 1.1, se muestra el comportamiento de la función de Bessel. De la ecuación 1.13 y del comportamiento de la función de Bessel, se pueden observar dos cosas:

- Para Δw fijo, cuando Δt aumenta la función de Bessel decrece hasta 0 y luego tiene oscilaciones que se van amortiguando. Esto significa que a medida que separo las señales en el tiempo, éstas van teniendo una menor correlación.
- Para Δt fijo, cuando Δw aumenta, el denominador de la ecuación 1.13 crece y por tanto la correlación disminuye.

Estas observaciones se corresponden con lo esperado intuitivamente. Como se mencionó antes, cuanto más se separan la señales, ya sea en el tiempo o en la frecuencia, la respuesta del canal, es razonable que tenga un comportamiento cada vez más diferente.

1.5.1. Tiempo de coherencia del canal

La idea del tiempo de coherencia se vio utilizando modelos determinísticos. Dicho tiempo era un valor que indicaba que en un tiempo mucho menor que el tiempo de coherencia la respuesta del canal no variaba sustancialmente. En cambio, para tiempos del orden o mayores que el tiempo de coherencia la respuesta del canal podía tener variaciones importantes.

Ahora se verá una interpretación del tiempo de coherencia pero con el modelo estadístico del canal. La idea es definir el tiempo de coherencia de la siguiente forma. En tiempos mucho menores que el tiempo de coherencia, el canal tiene respuestas

fuertemente correlacionadas, en cambio, para tiempos del orden o mayores que el tiempo de coherencia, las respuestas del canal tienen baja correlación.

Algunos autores toman como 'baja correlación', cuando la correlación de las señales es menor a 0,5, y otros cuando la correlación es 0.

Para definir el tiempo de coherencia, analizaremos la función de correlación de la ecuación 1.13 asumiendo que $\Delta w = 0$, es decir que las dos señales arriban en tiempos diferentes pero tienen la misma frecuencia. En este caso nos queda que:

$$\rho_{r_1, r_2}(\Delta t, 0) = \mathbf{I}_0(w_{max}\Delta t) \quad (1.14)$$

De la ecuación 1.14 se ve que la correlación en este caso tiene como respuesta la función de Bessel de parámetro $w_{max}\Delta t$. Si se entiende que las señales dejan de estar correlacionada cuando su correlación es menor a 0,5, como $\mathbf{I}_0(z) = 0,5$ se da para $z = 9/8$, entonces el tiempo de coherencia se define como:

$$\begin{aligned} \rho_{r_1, r_2}(T_{coh}, 0) &= \mathbf{I}_0(w_{max}T_{coh}) = 0,5 \\ w_{max}T_{coh} &= 9/8 \\ T_{coh} &= \frac{9/8}{2\pi f_{max}} \approx \frac{0,18}{f_{max}} \end{aligned}$$

donde $f_{max} = v/\lambda$ es la frecuencia máxima de Doppler. Si se definiera que las señales no están correlacionadas cuando su correlación es 0, entonces como $\mathbf{I}_0(z) = 0$ se da por primera vez para $z = 2,4$, entonces:

$$T_{coh} = \frac{0,3}{f_{max}} \quad (1.15)$$

1.5.2. Distancia de coherencia del canal

Si se asume que el receptor se mueve a velocidad v , la pregunta es, a qué distancia las señales dejan de estar correlacionadas. Esa distancia, denominada distancia de coherencia $D_{coh} = vT_{coh}$. Por lo tanto, tomando la definición de tiempo de coherencia de la ecuación 1.15, se obtiene:

$$D_{coh} = 0,3\lambda \quad (1.16)$$

Habitualmente es usual decir que para distancias de media longitud de onda o mayores las señales no están correlacionadas.

1.5.3. Ancho de banda de coherencia del canal

La idea es similar a la definición del tiempo de coherencia pero en este caso se analiza la correlación para $\Delta t = 0$, es decir:

$$\begin{aligned} \rho_{r_1, r_2}(0, 2\pi B_{coh}) &= \frac{1}{1 + (2\pi B_{coh}\hat{T})^2} = 0,5 \\ 2\pi B_{coh}\hat{T} &= 1 \\ B_{coh} &= \frac{1}{2\pi\hat{T}} \end{aligned}$$

Además de estas interpretaciones de T_{coh} , D_{coh} , B_{coh} , se pueden analizar otras propiedades del fading con estos modelos como el tiempo medio de fading. Es decir cuanto dura en media una situación de deep fading por ejemplo.

Bibliografía

- [1] SCHWARTZ, Mischa. Mobile wireless communications. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [2] Wireless Communications, Andrea Goldsmith, Cambridge University Press; 1 edition , 2005.
- [3] Fundamentals of Wireless Communication, David Tse, Pramod Viswanath, Cambridge University Press; 1 edition , 2005.
- [4] Principles of Digital Communication, Gallager, R. G., Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2008.