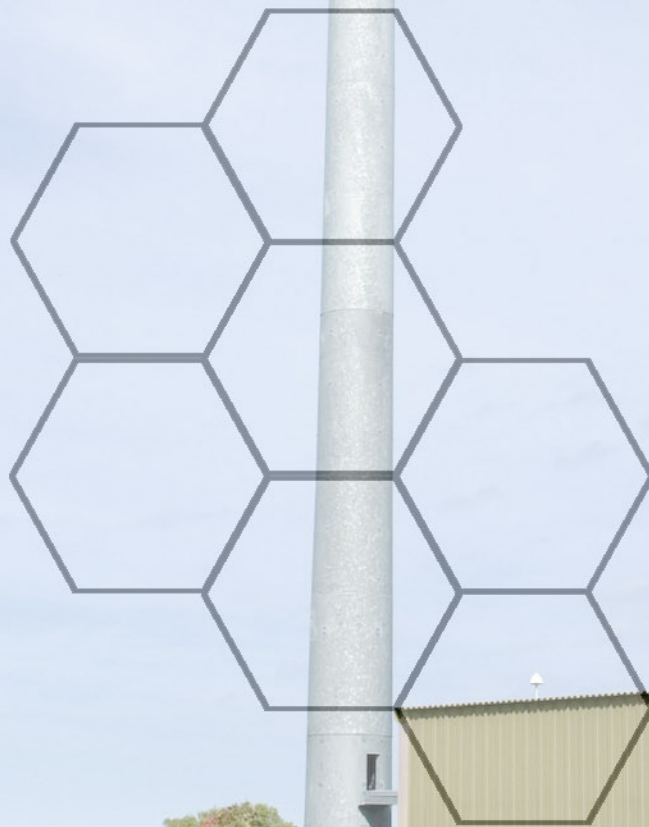


ETSI Telecomunicación

Comunicaciones Móviles



Comunicaciones Móviles

Apuntes de Pak (Francisco José Rodríguez Fortuño)
ETSI Telecomunicación. Universidad Politécnica de Valencia.
Segundo cuatrimestre de 4º curso
Curso 2006/2007

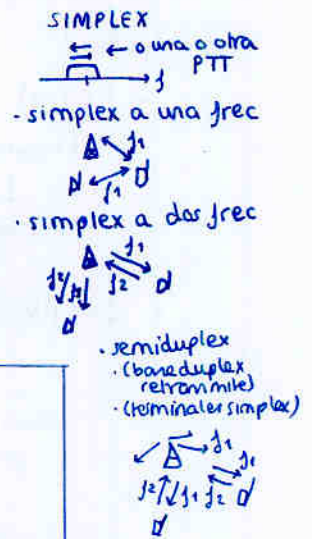
Fecha de última actualización: 1 Agosto 2007

Tema 1. Introducción

Servicio móvil terrestre

- Private Mobile Radio: **TETRA** (policia, bomberos, ...) (138... 144 MHz)
- Telefonía sin hilos: CT0, ..., CT2, **DECT** (inalámbrico de casa)
- Radiomensajería: ERMES (los "busco") (169'4 - 169'8 MHz)
- Telefonía terrestre por satélite: INMARSAT, IRIDIUM

- **Sistemas de telefonía celular públicos**
 - Analógicos: Primera generación: **NMT**, **AMPS**, **TACS** ^{movilino}
problemas de compatibilidad y seguridad
 - Digitales:
 - Segunda generación: ADC, CDMA IS-95, DCS 1800, **GSM**
· voz digital
 - Tercera generación: FPLMTS (ITU), **UMTS** (ETSI)
· todo tipo de datos · universal

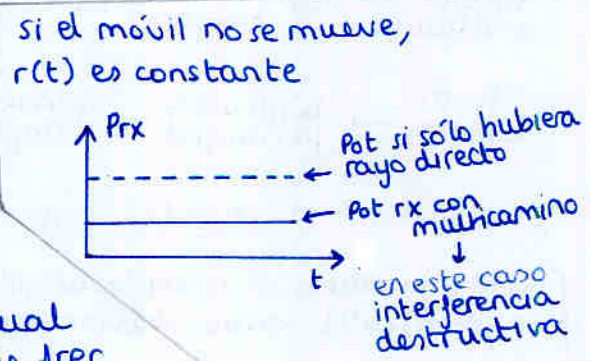
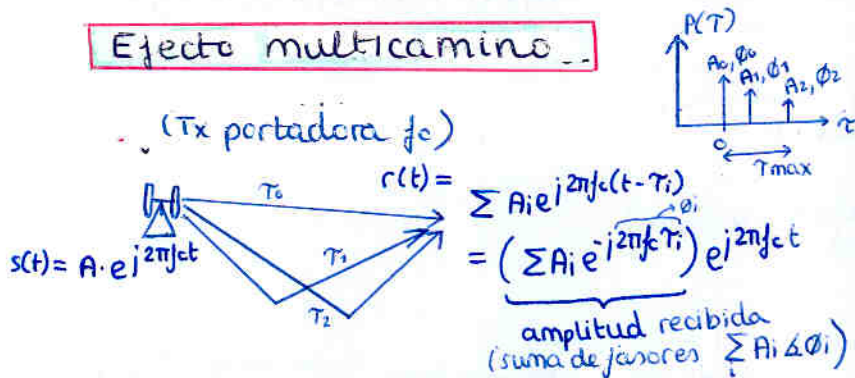


Trunking: nº canales < nº usuarios → asignación de canales

- por mensajes (telefonía celular)
- por transmisión (señalización al pulsar el Push to Talk)

Tema 2. Caracterización del canal móvil

Efecto multicamino...



Pero obviamente $r(t)$ dependerá de cual sea la freq f_c . ¿Para qué rango de freq puede considerarse el efecto multicamino igual?

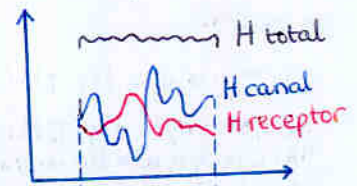
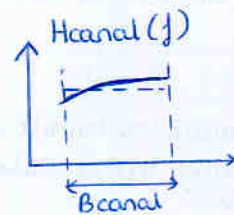
↳ Ancho de Banda de coherencia B_c

si $B_{canal} < B_c \Rightarrow$ canal \approx plano en freq

- No hay IES
- tampoco hay IES si $T_{simb} < T_{max}$

si $B_{canal} > B_c \Rightarrow$ distintas freqs tienen distinta interferencia

- Canal selectivo en frecuencia
- IES
- se necesita equalización → (filtro que aplane la resp freq)



Canal no estático → cosas se mueven

2 efectos:

- canal varía con el tiempo

$H_{\text{canal}}(f)$ varía con tiempo $\leftrightarrow T(f, t)$

↓ TF⁻¹

$h_{\text{canal}}(\tau)$ varía con tiempo $\leftrightarrow h(\tau, t)$

el equalizador solo vale durante un tiempo de coherencia T_c q limita T_{slot}

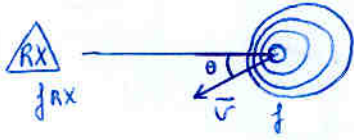
nota: Ten log en sistemas lineales llamabamos t

i.e. $h(t) \equiv h(\tau)$

ahora t es el tiempo real durante el cual varía el canal.

Además, f sigue siendo la frec, pero añadimos una variable ω = desplaz. Doppler

- Desplazamiento Doppler en frecuencia

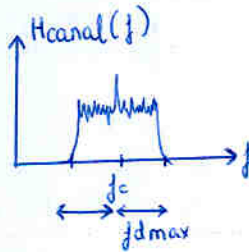


$f_{rx} = f \pm f_d$

si se acerca o se aleja

$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta$

- Introduce dispersión frecuencial
- $r(t)$ ya no es cte (variabilidad temporal)

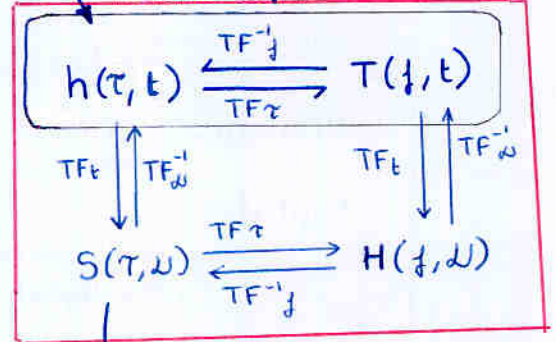


Por tanto:

Efecto multicamino → dispersión temporal → variabilidad frecuencial (IES)

Efecto doppler → dispersión frecuencial → variabilidad temporal (desvanec.)

Podemos definir:



De las 4 funciones podemos obtener las llamadas **FUNCIONES DE CORRELACIÓN**

$R_h(t, s; \tau, \eta) = E[h(\tau, t) \cdot h^*(\eta, s)]$

$R_H(f, m; \nu, \mu) = E[H(f, \nu) \cdot H^*(m, \mu)]$

$R_T(f, m; t, s) = E[T(f, t) \cdot T^*(m, s)]$

$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = E[S(\tau, \nu) \cdot S^*(\eta, \mu)]$

clasificación de canales reales

- Estacionario en sentido amplio (WSS) (wide-sense stationary)

Estadísticas estacionarias en tiempos cortos → contribuciones de ángulos distintos, R_h y R_T sólo dependen de la separación temporal $\xi = (t-s)$

- scattering incorrelado (US) (uncorrelated scattering)

Contribuciones de distintos retardos incorreladas → R_H y R_t sólo dependen de la separación frecuencial $\omega = (f-m)$

Canales WSSUS

- estacionario en sentido amplio
- scattering incorrelado en la variable retardo

se obtiene:

$P_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\eta - \tau) \delta(\nu - \mu) \cdot P_S(\tau, \nu)$

$R_t(t, t+\xi; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau) P_h(\xi, \tau)$

$R_H(f, f+\omega; \nu, \mu) = \delta(\omega - \mu) P_H(\omega, \nu)$

$R_T(f, f+\omega; t, t+\xi) = R_T(\omega, \xi)$

$P_S(\tau, \omega) = \sigma(\tau, \omega) = S(\tau, \omega)$

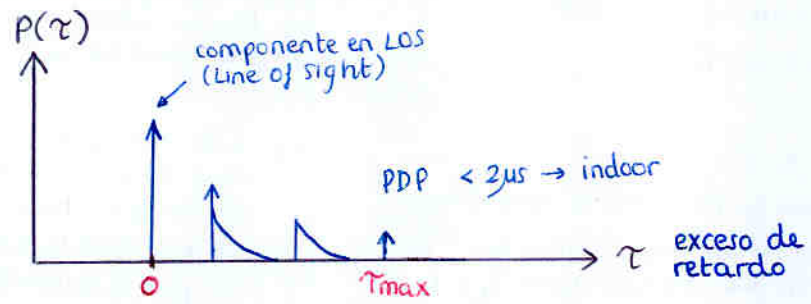
Función de scattering d.e.p. en τ y en ω



Power Delay Profile

'Proyección' de la función de scattering sobre τ

En la práctica:
 Analizador redes: $S_{21}(f) \equiv T(f)$
 $t = t_1: T(f, t_1)$
 \vdots
 $t = t_n: T(f, t_n)$ ↓ varias medidas
 $T(f, t) \xrightarrow{TF^{-1}} h(\tau, t)$
 $h(\tau, t)$ variación con el tiempo de la resp. al impulso
 $P(\tau) \equiv |h(t, \tau)|^2$ jcte en t! (wssus)



Potencia Total: $P_{TOT} = \int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau$

Exceso de retardo medio: $\tau_m = D = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau \cdot P(\tau) d\tau}{P_{TOT}}$ i.e. la media

Delay Spread: $\sigma_{\tau}^2 = S^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 P(\tau) d\tau}{P_{TOT}}$ i.e. la varianza (momento 2º orden)

Ancho de banda de coherencia: $B_c \approx \frac{1}{2\pi \sigma_{\tau}} \sqrt{\sigma_{\tau}^2}$

AB que se puede considerar plano en frec (i.e. efecto multicamino causa misma interferencia en todo el rango)
 No hay IES
 No necesitamos equalizar

definición formal:

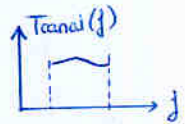


Tiempo de coherencia: $T_c \approx \frac{9}{16\pi f_{dmax}} \frac{v}{\lambda}$

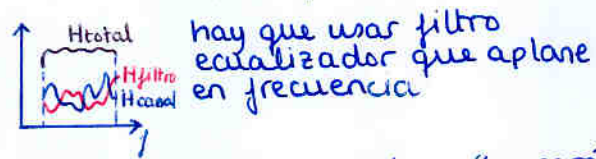
Tiempo durante el cual la resp. en frecuencia puede considerarse constante (i.e. una equalización servirá durante todo el tiempo T_c , mas allá se necesitará nuevo filtro equalizador → limita T_{slot} cuando hay necesidad de equaliz.)

Si $T_{max} > T_{símbolo} \Rightarrow$ No hay IES (lógico)

Si $B_c > B_{canal} \Rightarrow$ plano en frecuencia No hay IES



$B_c < B_{canal} \Rightarrow$ selectividad en frecuencia HAY IES



pero éste filtro equalizador sólo será válido durante el tiempo de coherencia (ya que después cambiará la resp. del canal) $\Rightarrow T_{slot} < T_c$ (sólo si es necesario equalizar)

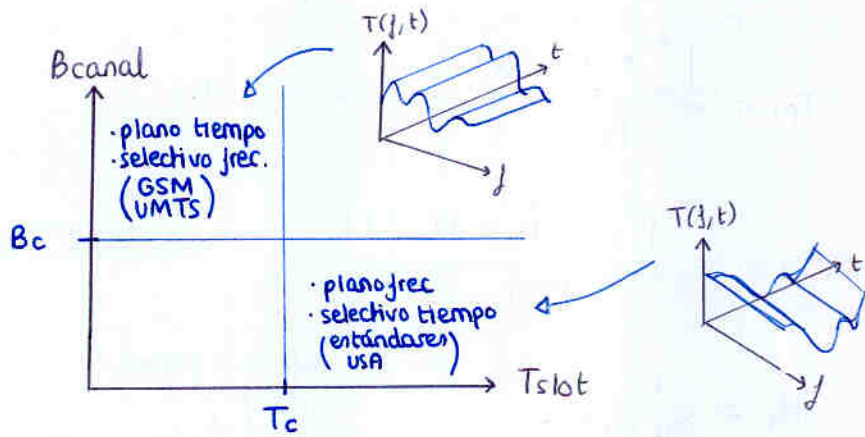
En GSM : $B_{\text{canal}} (200\text{kHz}) > B_c$
 → Necesario equalizar
 → $T_{\text{slot}} < T_c$

→ i.e. no se puede considerar plana la resp en frecuencia, pero la consideramos estática durante $T_{\text{slot}} < T_c$

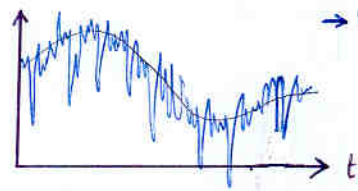
En estándares americanos :

$B_{\text{canal}} < B_c$
 → No es necesario equalizar
 → como contrapartida los bits son tan largos que $T_{\text{slot}} > T_c$ y tienen selectividad en tiempo

→ i.e. aunque la resp en frec varía con el tiempo, B_{canal} es tan pequeño que se puede considerar respuesta plana en todo el intervalo i.e. será plana pero de un nivel variable con el tiempo

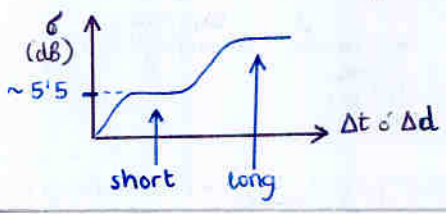


Caracterización estadística



→ long-term fading:
 · 100's de $\lambda \rightarrow$ ec. pérdidas lognormal
 → short-term fading:
 pocos $\lambda \rightarrow$ multicaminos Rice, rayleigh y nakagami

¿cómo distinguir entre short y long?
 La varianza de una medida durante Δt tiene como 2 zonas estables al incrementar Δt
 Método de Rathberger



Recuerda: campo y potencia

$$P = \mathcal{P} \cdot A_{ef} = \frac{E^2}{\eta_0} \cdot \frac{D \lambda^2}{4\pi r^2} \underset{\substack{\uparrow \\ \text{isotrópica} \\ D=1}}}{k} \left(\frac{\lambda^2}{4\pi r^2} \right) E^2 = k \cdot E^2$$

$$f_{dp}(P) = f_{dp}(E) \left| \frac{dE}{dP} \right|$$

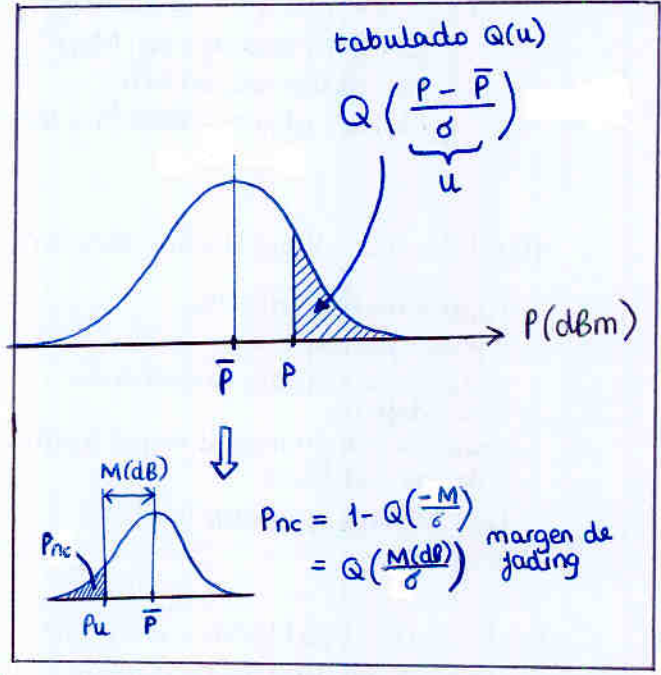
$\uparrow E = \text{funcion}(P)$
 μ : media } del campo
 σ^2 : varianza }

Cobertura 80%
 = 80% tiempo
 = 80% ubicaciones

Cobertura perimetral 80%
 en el interior será mayor

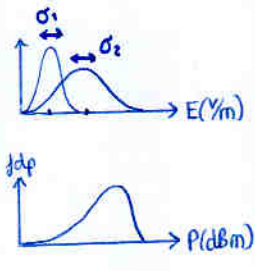
Long-term fading (shadowing)

Campo [V/m] $f_E(E)$ log-normal
 Potencia [dBm] $f_P(P)$ Gaussiana

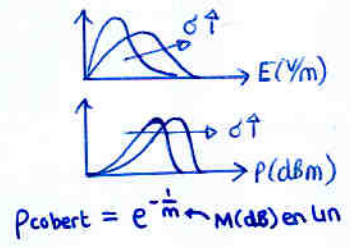


Short-term fading

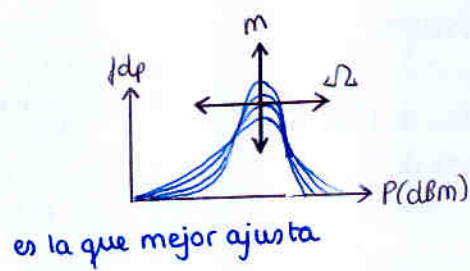
- Rician fading (Rice)
 - contribución dominante
 - visión directa
 - entornos rurales
 - 2 param: σ y C



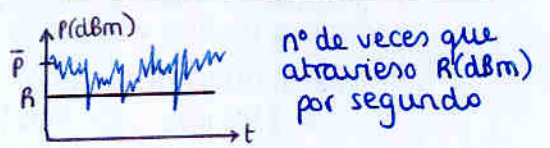
- Rayleigh fading
 - muchas contrib.
 - amplitud similar
 - fase unif. $[0, 2\pi]$
 - = Rice con C=0
 - único param σ



- Nakagami fading
 - caso general
 - 2 param: m y Ω
 - m=1 → Rayleigh
 - m >> 1 → Rice



Level Crossing Rate (LCR)



Hay fórmulas para distintas distribuciones (Rayleigh, Nakagami)
 ej: Rayleigh $N_r = \sqrt{2\pi} \cdot f_d \cdot \rho \cdot e^{-\rho^2}$
 $\rho = \frac{R}{R_{rms}}$
 frec Doppler
 i.e. a más velocidad, mayor nº de cruces por cero

Modelos de propagación

$$P_R = \frac{P_T}{l}$$

$$l = k \cdot d^\alpha \rightarrow L(\text{dB}) = L_0 + \alpha \cdot 10 \log(d)$$

tipo terreno, freq, hr, hr
exponente de propagación

Modelos para entornos urbanos: Macrocelulares ← NLOS (no line of sight)

Modelo de Okumura-Hata

- tablas de Okumura a partir de medidas en japón ciudades
- Hata aplicó técnicas de regresión lineal para obtener fórmulas matemáticas

ventajas: muy rápido, muy fácil

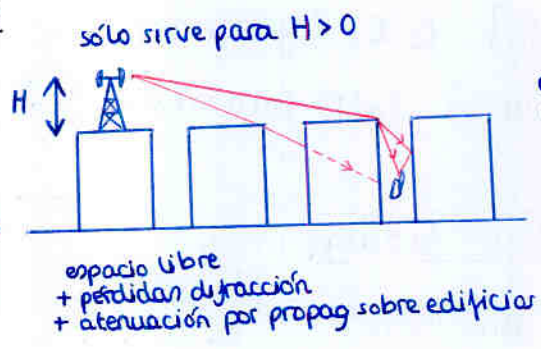
Desventajas: coberturas circulares, no tiene en cuenta posición edificios, desv. típica error 10-14 dB



f_c : freq trabajo en MHz
 R : distancia en km
 h_b, h_m : altura estación y móvil en m

Modelo de Walfisch-Bertoni

- edificios gran altura
- filas paralelas
- separación menor al ancho de los edificios
- antena transmisora $H(m)$ por encima de los edificios

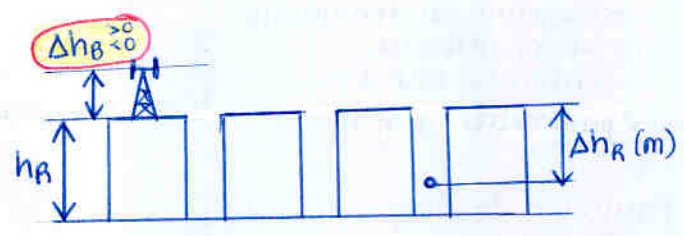


más engorroso pero aún es fácil de calcular/programar: ahora en cada dirección podemos tener en cuenta distintas alturas de edificios

$f \in [300 \text{ MHz}, 3000 \text{ MHz}]$ validez

Modelo de Walfisch-Ikegami

- mejora del Walfisch-Bertoni
- orientación de calles (φ°)
- Transmisor puede estar por debajo de los edificios



menor rango de validez
 $f \in [800 \text{ MHz}, 2000 \text{ MHz}]$
celdas pequeñas (típico en ciudad)

Modelos tridimensionales

- Permiten conocer otros parámetros (delay spread, fading, B_c, \dots)

MDT's → modelos Digitales del Terreno (raster o vectorial)

cálculo C/I: simplemente restar a mi potencia todas las demás en cada punto

mejor enlace: líneas de handover

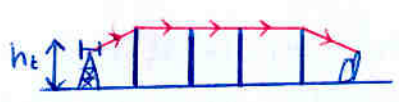
problema: efecto pin pon

ejemplo: modelo de Valencia

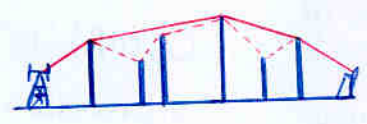
- mapa digital del terreno (fichero DXF)
- algoritmo de trazado de rayos
- descripción estadística de las fachadas de los edificios (rugosidad, etc...)
- se deshechan rayos que se reflejen > 1 vez

Modelos para entornos urbanos : modelos microcelulares

- Perfil con difracción
→ Saunders y Bonar (perfil regular)



→ UTD (Uniform Theory of Diffraction)

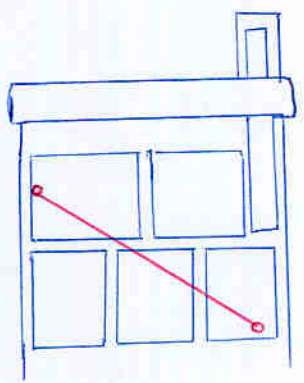


$$L_{edif} = -20 \log \left| \frac{E}{E_0} \right|$$

$$E_d = \frac{E_0}{S_T} \cdot \prod_{i=1}^n D(\phi_i, \phi_i', L_i) \underbrace{\sqrt{\frac{S_T}{S_1 S_2 \dots S_n}}}_{\text{spreading factor}} \underbrace{e^{-jkST}}_{\text{fase}}$$

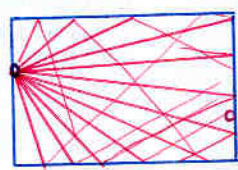
Modelos indoor

- Modelos empíricos
 - one-slope model : $L = L_0 + n \cdot 10 \log(d)$
 - Linear Slope : $L = L_{fs} + \alpha \cdot d$
free space
 - Multi-Wall model : $L = L_{fs} + L_c + \sum k_{wi} L_{wi} + k_f \left(\frac{k_f + 2}{k_f + 1} - b \right) L_f$
ajuste paredes suelos



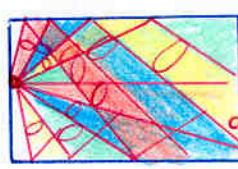
- Modelos semi-deterministas

→ Trazado de rayos




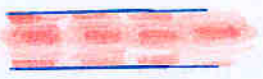
Problema :
¿Cuántos rayos?
¿Qué resolución?

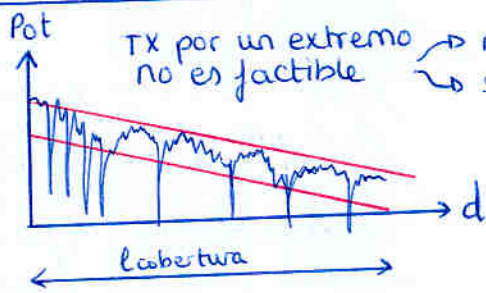
→ Trazado de tubos



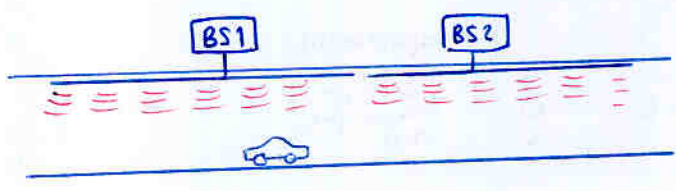
trazo tubos para poder cubrir todo (resolución angular)

Propagación en tuneles

Si $\lambda \downarrow \downarrow$ frente al tunel : teoría de rayos 
else : teoría modal (guia ondas) 



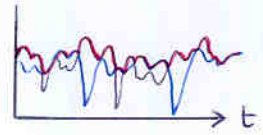
solucion : cable radiante = coaxial con conductor exterior ranurado



Tema 3. Técnicas de diversidad y combinación

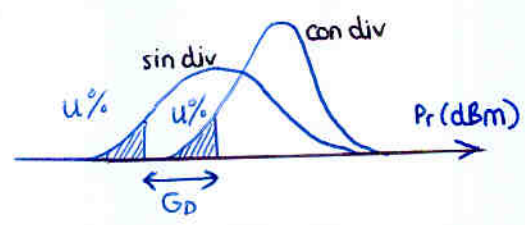
Diversidad

disponer de dos o más señales recibidas con desvanecimientos incorrelados



Ganancia de diversidad : $G_D(u\%)(dB) = E_{r_d}(u\%)(dBV/m) - E_r(u\%)(dBV/m)$

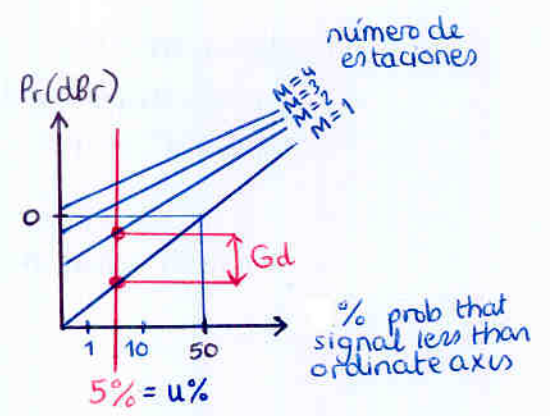
se define para un % de tiempo o ubicaciones
 diferencia entre la magnitud del campo eléctrico en u. log. (por tanto también entre potencias) superado en un u% de tiempo/ubicaciones al aplicar diversidad



Reduce la varianza

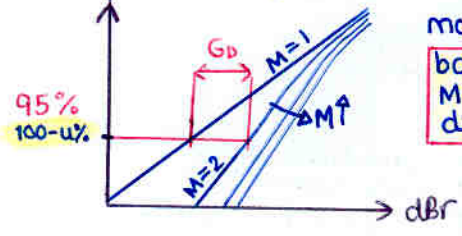
Macrodiversidad (para long-term fading)

- Diversidad de estaciones base
 varias estaciones y elijo una u otra con handover



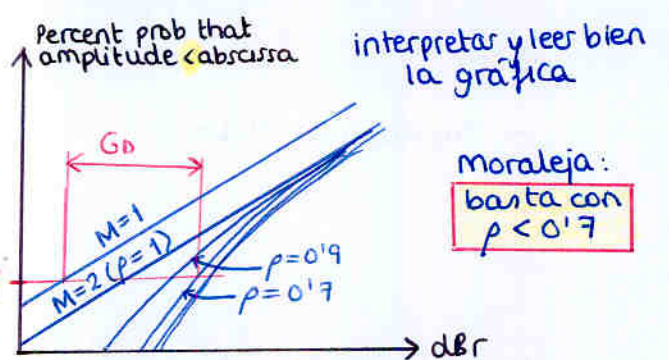
Microdiversidad (combatir short-term fading)

Percent probability that amplitude > abscissa



moraleja:
 basta con M=2 (tener dos señales)

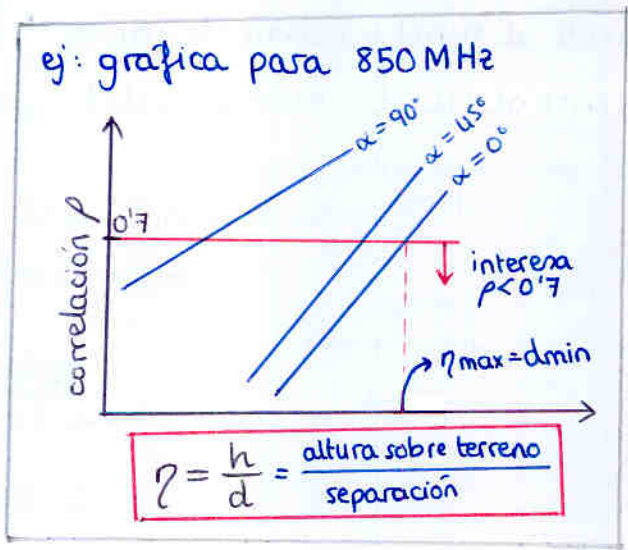
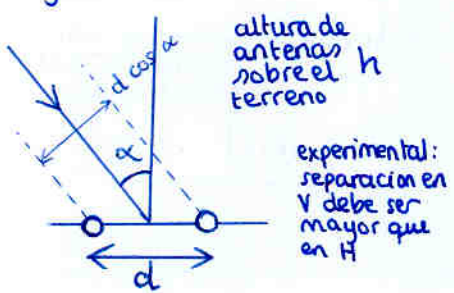
Esta vez la correlación entre las dos señales es importante que sea poca (i.e. que no se desvanezcan a la vez!)



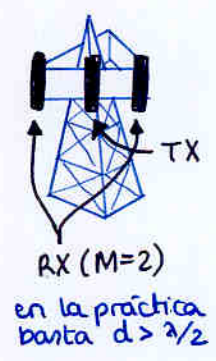
moraleja:
 basta con $\rho < 0.7$

Diversidad espacial

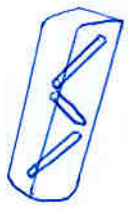
Tres cosas afectan a la correlación entre señales
 separación: d
 ángulo incide: α



En GSM se aplica sólo al enlace uplink



Diversidad en polarización



- ventajas:
- señales incorreladas sin separar antenas
 - se implementa en la BS (en la MS no es necesario, ya girará el usuario el móvil para oír bien)
- Inconveniente:
- sólo $M=2$
 - dependencia con la componente cross polarizada
 - dependencia con orientación del MS

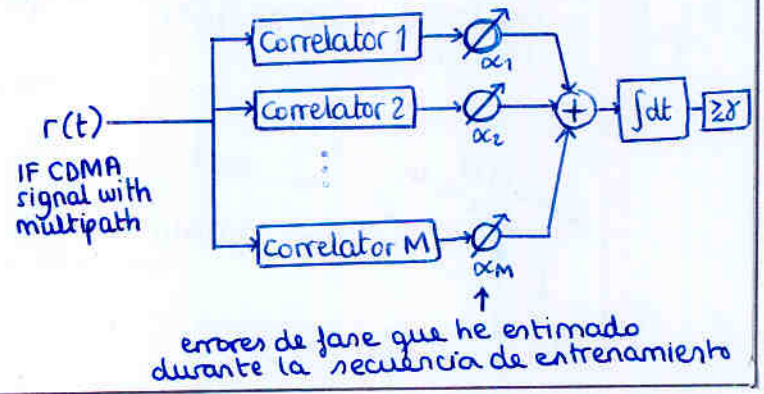
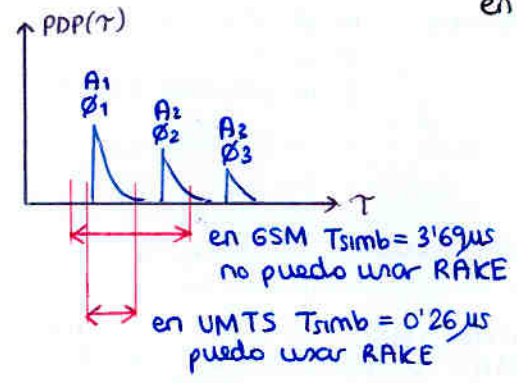
Diversidad en frecuencia

- Portadoras distintas f_1, f_2
 - señales incorreladas si $\Delta f > B_c$
 - frequency hopping
- $B_c = 50 \text{ kHz}$ (urbano)
 $B_c = 300 \text{ kHz}$ (suburbano)

Diversidad temporal

- En digital: transmitir datos en tiempos diferentes
 - interesa $\Delta t > T_c$ (tiempo coherencia)
 - se implementa 'sin querer':
 - Entrelazado
 - Ecuilización
- recuerda interesa $T_c \uparrow$ para mayor vel de tx
 recuerda $T_c \downarrow$ si $f_d = \frac{v}{\lambda} \uparrow$ (dependencia con la velocidad)

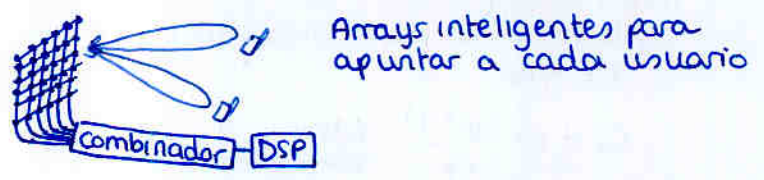
ejemplo: Receptor RAKE: aprovecha las distintas componentes multicamino en sistema CDMA



Diversidad angular

Emplo de antenas directivas apuntando a diferentes ángulos

SubTema: Smart Antennas



- ventajas:
- Incrementa capacidad
 - Eficiencia de la potencia
 - Aumenta S/I
 - Aumenta distancia reuso
 - Nuevos servicios (localizar)
 - seguridad
 - Reducción multicamino

- Desventajas:
- complejidad transceptor
 - complejidad en handover
 - mayor tamaño antena
 - adaptación de las herramientas de planificación

Técnicas de combinación lineal

¿cómo combino todas las señales obtenidas por diversidad?

$$q(t) = \sum c_p \cdot v_p(t)$$

Criterios

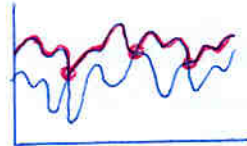
- max CNR (banda estrecha)
- min BER (digital)
- max C/I

Implementación

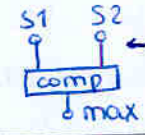
- predetección (RF o FI)
- postdetección (BB)

Combinación selectiva (SC)

$c_p = 0$ ó 1 (i.e. se elige/conmuta entre las señales, ej: con un comparador tomamos la de mayor valor)



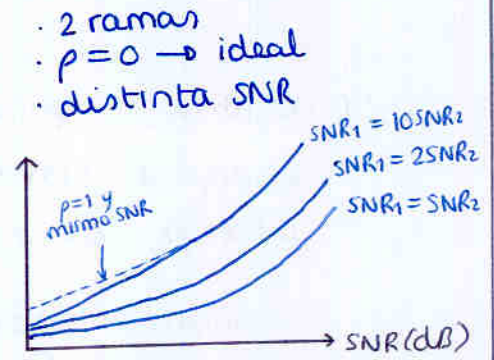
- simple
- menores prestaciones



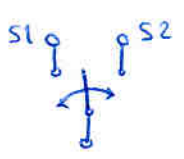
← requiere 2 receptores para poder elegir el máximo

interesa que en todas las ramas haya CNR similar, ya que de lo contrario, la de más ruido degrada la combinación.

Típicos gráficos de test:

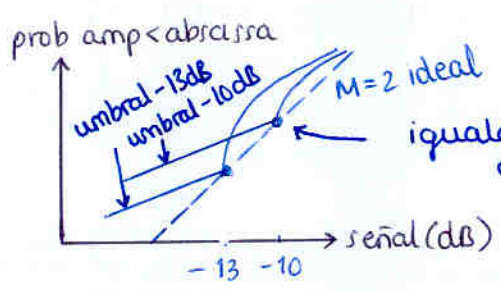


Combinación por conmutación (SW)



no conmuta a no ser que mi señal baje de cierto umbral

- ventaja: único receptor (menor coste)
- problemas:
 - ruido de conmutación
 - elección umbral
 - peor prestaciones que SC
- mejora: umbral dinámico



igual al caso ideal cuando el umbral coincide con el nivel de señal

$$\text{óptima } 1\text{dB } \text{MRC} > \text{EGC} > \text{SC} > \text{SW}$$

menor coste
la que se usa

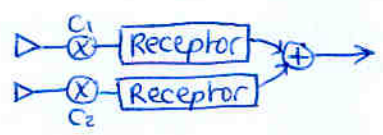
Combinación por ratio máximo (MRC)

Técnica óptima

Optimiza C_i para maximizar la S/N

$$C_i = K \cdot \frac{v_p^*(t)}{?} \text{ filtros adaptados}$$

- complejidad (actualizar c_p)
- requiere varios receptores



Combinación de igual ganancia (EGC)

- suma envolventes instantáneas de cada rama
- maximiza el nivel de señal (no de S/N)

Subóptima pero sólo 1dB por debajo de MRC (óptima)

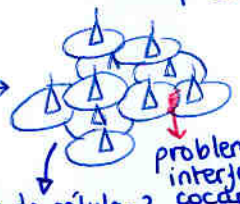
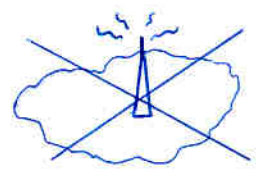
Alternativa que usan las estaciones base que quieren ser mejor que la SC



Tema 4. Estructura celular y técnicas de acceso

Concepto celular

- aumenta capacidad
- reduce potencia



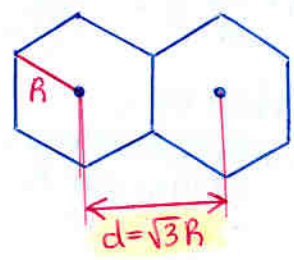
¿forma de células?
 · cobertura circular
 · zona servicio = mejor enlace = hexagonal

problema serio: interferencia cocanal

Distancia de reuso (D)
 · canales se reparten entre un cluster de células (k)
 · dentro de mismo cluster cada célula usa frecuencias distintas

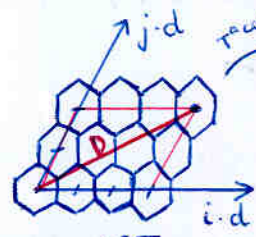


Geometría celular



$S_{celda} = \frac{3\sqrt{3}}{2} R^2$

Srombo = Scluster = $\frac{D^2\sqrt{3}}{2}$



$D = \sqrt{(id)^2 + (jd)^2 + 2(id)(jd)\cos 60^\circ}$
 $D = d\sqrt{i^2 + j^2 + i \cdot j}$
 $= d\sqrt{k}$
 $= \sqrt{3}R\sqrt{k}$

Patrones celulares →

nº células por cluster

$k = \frac{1}{3} \left(\frac{D}{R}\right)^2 = \frac{S_{cluster}}{S_{celda}}$

factor de reutilización

$q = D/R = \sqrt{3k}$

$k = \sqrt{i^2 + j^2 + i \cdot j}$
 {1, 3, 4, 7, 12}

siempre habrán exactamente 6 celdas en el anillo cocanal (sea cual sea k)

Interferencias cocanal

General:

$$\frac{C}{I} = \frac{(P_{tx} \cdot cte / d_c^\alpha)}{\sum (P_{tx_i} \cdot cte / d_i^\alpha)} = \frac{d_c^{-\alpha}}{\sum (d_i^{-\alpha})}$$

si hay downtilt cte → cte · α_{downtilt} ya que la cte incluye la directividad

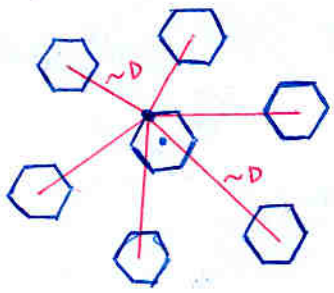
$\frac{C}{I} = \frac{d_c^{-\alpha}}{\sum d_i^{-\alpha} \cdot \alpha_{downtilt}}$

sin downtilt: reduciendo cada interf. en 2dB, la C/I por mejora 2dB

α_{downtilt} no N · α!!

Downlink:

caso peor:



aprox:

$\frac{C}{I} = \frac{R^{-\alpha}}{\sum_6 D^{-\alpha}} = \frac{1}{6} \frac{R^{-\alpha}}{D^{-\alpha}}$

$\frac{C}{I} = \frac{1}{6} \left(\frac{D}{R}\right)^\alpha$ downlink

Uplink
 peor caso:



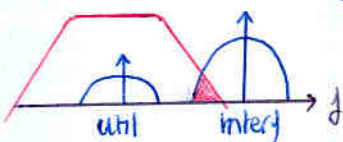
$\frac{C}{I} = \frac{R^{-\alpha}}{\sum (D-R)^{-\alpha}} = \frac{R^{-\alpha}}{6(D-R)^{-\alpha}}$

$\frac{C}{I} = \frac{1}{6} \left(\frac{D-R}{R}\right)^\alpha = \frac{1}{6} \left(\frac{D}{R} - 1\right)^\alpha$

Interferencia de canal adyacente

Caso peor: receptor cerca del tx interferente

Filtros no ideales



→ estrategia de asignación de frecuencias

Tráfico y capacidad

• La $\frac{C}{I}$ no depende de R , depende de $(\frac{D}{R})^\delta$ que permanece siempre cte para una misma k

$$\frac{C}{I} \propto \left(\frac{D}{R}\right)^\delta = \sqrt{3k}^\delta$$

total N canales → reuso en cada cluster
 ⇒ $\frac{N}{k}$ canales/celda

Tráfico ofrecido por celda $A[E] = E_r B \left(\frac{N}{k} \text{ canales}, P_b \%\right)$
TABLAS GOS

$$A[E] = S_{\text{celda}} [m^2] \cdot \rho [ab/m^2] \cdot e [E/ab]$$

$$S_{\text{celda}} = \frac{3\sqrt{3}R^2}{2}$$

k {
 interesa $k \uparrow$ → $\frac{C}{I} \uparrow$ • mejorar aún más con downtilt
 interesa $k \downarrow$ → satisfacer tráfico si no se satisface:
 • Disminuir R
 • Sectorizar

Mejoras capacidad

• Sectorizar:



• sólo 2 celdas interferentes (caso óptimo)
 • si el antenaro apunta mal

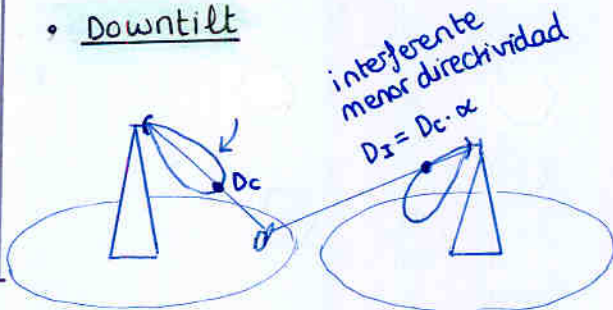
$$\frac{C}{I} = \frac{1}{2} \left(\frac{D}{R}\right)^\delta \text{ en downlink}$$



• sólo UNA celda interferente

$$\frac{C}{I} = 1 \cdot \left(\frac{D}{R}\right)^\delta \text{ en downlink}$$

• Downtilt



$$\frac{C}{I} = \frac{(k/R)^\delta}{\sum_{1,2,6} (k \cdot \alpha / D)^\delta} = \frac{1}{6} \left(\frac{D}{R}\right)^\delta \cdot \alpha$$

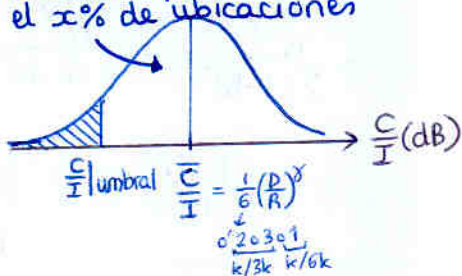
Reducir cada interferencia en AdB mejora la $\frac{C}{I}$ en AdB (y no SA)

NOTA: fdp de $\frac{C}{I}$
 señal recibida: log normal con d_c i.e. normal en (dBm)
 señal interferente: log normal con d_z

⇒ $\frac{C}{I} \rightarrow$ fdp normal en dB

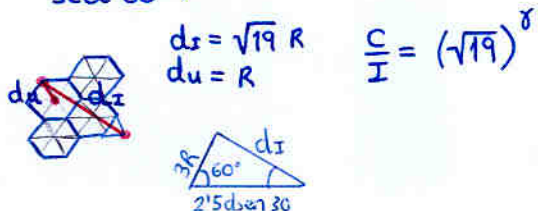
$$\sigma_{\frac{C}{I}} = \sqrt{d_c^2 + d_z^2} = \sqrt{2} \sigma$$

ej: $\frac{C}{I}$ umbral superada en el $x\%$ de ubicaciones



Cálculo exacto de $\frac{C}{I}$ con sectorización

ej: $R=4$ sect 60° } 4/24

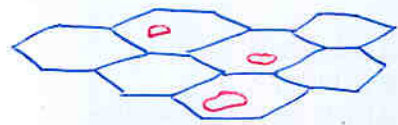


$$d_r = \sqrt{19} R \quad \frac{C}{I} = (\sqrt{19})^\delta$$

Otras mejoras

- Transmisión discontinua de la voz
 - no tx en las pausas
 - de media se habla 3/8 del tiempo
 - reduce potencia consumida ← obligatorio en MS de GSM
 - reduce interferencias
- Control de potencia
 - ajustar la pot tx a las condiciones de propagación
 - movil evita interferir a EB (mejora C/I up en unos 4 dB)
 - base usa diferente potencia para cada movil
- Sistemas multicapa (tendencia actual)

Microcélulas o hot-spots
Hay que evaluar C/I



¿qué frecuencias asignamos?
Típicamente tenemos un 'saco' de canales para estos casos


Planes de frecuencia

¿cómo asignamos frecuencias entre las células del cluster?

- Restricciones básicas:
- $\frac{C}{I}$ cocanal > 9 dB en GSM
 - $\frac{C}{I}$ canal adyacente > -3 dB en GSM

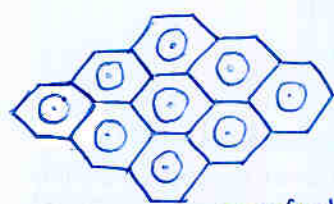
- Restricciones adicionales:
- separación entre frecs de misma celda
 - separación entre frecs de celdas adyacentes
 - planificar $\frac{C}{I}$ con cierto margen (ej > 9 dB + fading)

ej



A1	B1	C1	A2	B2	C2	A3	B3	C3
1	2	3	4	5	6	7	8	9
10	11	12	13	14	15	16	17	18
19	20	21

- Overlay / underlay
- células de distinto radio con el mismo emplazamiento
- Patrón de reuso distinto



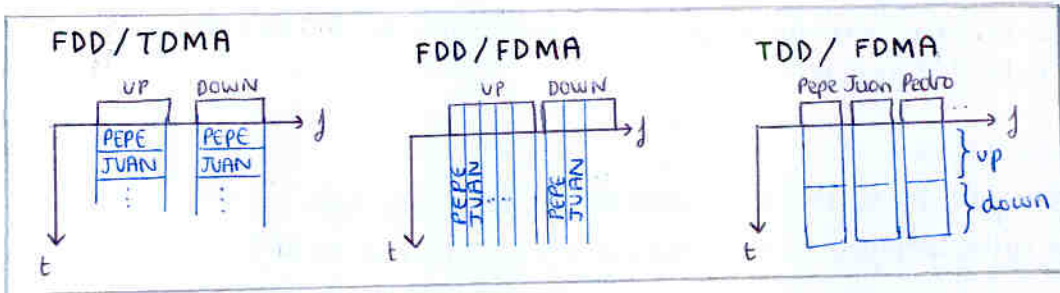
son como microcélulas pero aprovechando emplazamiento

Técnicas de acceso celular

Duplexado (up/down) { FDD
TDD

múltiple acceso (varios usuarios) { FDMA
TDMA
CDMA

y técnicas híbridas



FDMA

- Se divide el AB en radiocanales
- Cada radio canal = 1 usuario
- (+) simple
- (+) Fácil sincronización
- (-) Filtros selectivos
- (-) canales libres no aprovechados
- (+) Tmb largo no hace falta equalizar \Rightarrow banda estrecha $B < B_c$

TDMA estructura de tramas

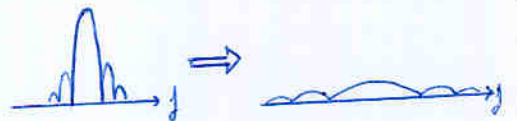
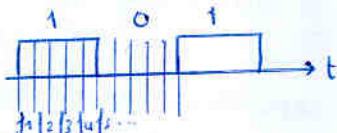
- (-) Requiere equalización
- (-) Tiempos de guarda
- (-) Bits de sincronización
- (+) Tx en ráfagas tx slots
- (+) control de errores y codif canal
- (+) Asignación dinámica de canales
- (+) MAHO (mobile assisted handover)
- (+) Aprovechar discontinuidad voz

CDMA

Usuarios simultáneamente en tiempo y frec. con códigos ortogonales

Técnicas para ensanchar el espectro:

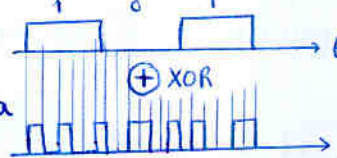
frequency hopping:



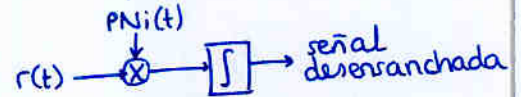
direct sequence:

$T_{chip} < T_{bit}$

secuencia chips PN_i

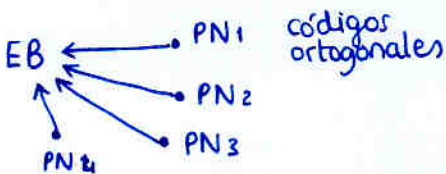


recuperación señal



chips de pequeña duración
 \rightarrow permite receptor RAKE para aprovechar multicamino

Efecto quateque:



- (+) Límite de capacidad no rígido efecto pulmón: la zona de servicio puede ser mayor o menor según la carga que esté la célula
- (+) Diversidad por multicamino (RAKE) equalización innecesaria \leftarrow
- (+) No hay que planificar frecuencias
- (+) Handover suave
- (-) Interferencia entre códigos
- (-) Efecto cerca-lejos \rightarrow control de pot.

Capacidad en CDMA

$$SNR = \frac{S}{S \cdot (N-1)} = \frac{1}{N-1}$$

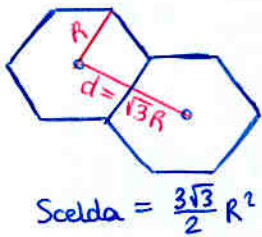
$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S [W] / R [bits/s]}{S [W] (N-1) / W [Hz]} = SNR \cdot \frac{W [Hz]}{R [bits/s]}$$

despejar

$$N = 1 + \frac{W/R}{[E_b/N_0]_{min}}$$

ruido térmico: $N_0 \rightarrow N_0 + ?$
sectorización 120°: $N \rightarrow N/3$
tx discontinua voz: $(N-1) \rightarrow (N-1) \cdot \alpha$

Referencia rápida para problemas de estructura celular



Patrones:

factor reutiliz:

$$q = \frac{D}{R} = \sqrt{3k}$$

células/cluster:

$$k = \frac{1}{3} \left(\frac{D}{R}\right)^2$$

$$k = \sqrt{i^2 + j^2 + i \cdot j}$$

redondear hacia arriba y que cumpla la ecuación

$\frac{C}{I}$

$$\frac{C}{I} = \frac{d_{util}^{-\alpha}}{\sum_{1,2,3,6} d_{interf}^{-\alpha}}$$

normal: 6
sectoriz: ideal 2
120°: peor 3
sectoriz: 1
60°

downlink:

$$d_{util} = R$$

$$d_{interf} \approx D$$

$$\frac{C}{I} \approx \frac{1}{6} \left(\frac{D}{R}\right)^\alpha$$

uplink

$$d_{util} = R$$

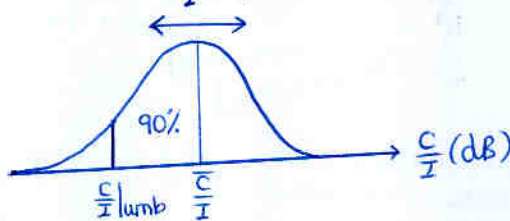
$$d_{interf} = D - R$$

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{6} \left(\frac{D-R}{R}\right)^\alpha$$

$\frac{C}{I}$ no varía con R

$\frac{C}{I}$ varía sólo con D/R, o sea con k

$$\sigma_{\frac{C}{I}} = \sqrt{\sigma_c^2 + \sigma_x^2} = \sqrt{2}\sigma$$



mejorar C/I:

- sectorización
- downtilt (reducir cada I en A dB aumenta C/2 en A dB)

Trafico por celula

$$A[E] = E_r - B \left(\frac{N}{k}, P_b(\%)\right)$$

$$A[E] = \text{Scelda} (m^2) \cdot \rho (ab/m^2) \cdot e (E/ab)$$

$$\text{Scelda} = \frac{3\sqrt{3}}{2} R^2$$

Interesa R ↓ (no afecta a C/I) (perz encarece el sistema)

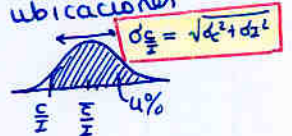
Dos limitaciones a Rmax:

- tráfico
- cobertura (Pumbal)

interesa k ↓ / ↑

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{6} (\sqrt{3k})^\alpha$$

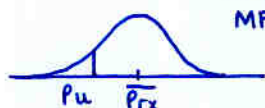
$\frac{C}{I}$ superado en el 4% de ubicaciones



Balance de potencias

$$\overline{P}_{rx} = P_{tx} + G_{tx} + G_{rx} + G_b - L_{prop}$$

$$\overline{P}_{rx} = P_{umbal} + \underbrace{\sigma \cdot u(\%)}_{MF}$$



$$P_{umbal} = \frac{(\text{sens}[V])^2}{R_{in}}$$

diversidad CUIDADO en GSM sólo hay en UPLINK

igualar al modelo que nos den para despear cualquier dato que falte

ej: $L = 130 + \underbrace{(45 - 10 \log_{10} h_{ee})}_{10\alpha} \log R$

Modelo de propog.
 $L = L_0 + \gamma 10 \log(R)$
obtenemos R de los datos de trafico

¿Y si no dan suficientes?
ej: falta P_b
↓
Técnica balance down y up

Técnica balance UP y DOWN

¿Podemos obtener $P_{tx|EB}$ a partir de $P_{tx|MS}$ y los umbrales!!

$$\text{DOWN: } (P_{tx|EB} + G_{TX} + G_{RX} - \alpha_{RX} - \alpha_{TX} - L_{prop}) - \underbrace{(U_{MS} + MF)}_{P_{rx|MS}} = 0$$

$$\text{UP: } (P_{tx|MS} + G_{TX} + G_{RX} + G_D - \alpha_{RX} - \alpha_{TX} - L_{prop}) - \underbrace{(U_{EB} + MF)}_{P_{rx|EB}} = 0$$

Podemos igualar ambas expresiones, y "se van" muchas cosas

Entre otras, si $f_{up} \approx f_{down}$, podemos suponer que $L_{propup} = L_{propdown}$, y por tanto cancelamos las pérdidas de propagación

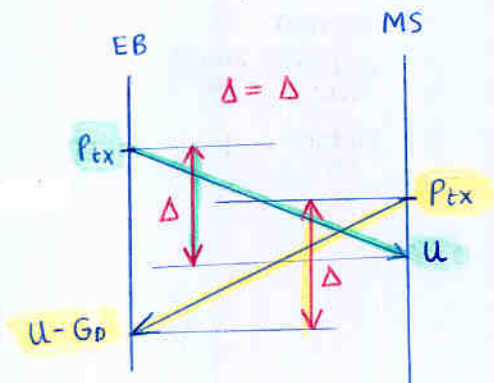
queda:

$$P_{tx|EB} - U_{MS} = P_{tx|MS} + G_D - U_{EB}$$

¡despejar $P_{tx|EB}$!



Parece lógico que esta diferencia entre lo tx y lo rx sea lo mismo en ambas direcciones



Tema 5. Introducción al sistema de telefonía móvil GSM

Frecuencias

GSM estándar:	25MHz up y down	890-915 MHz	935-960 MHz
GSM extendido (España):	35 MHz up y down	880-915 MHz	925-960 MHz
DCS-1800:	75 MHz up y down	1710-1785 MHz	1805-1880 MHz
		UP	DOWN

Otros parámetros

Acceso múltiple: TDMA / FDMA
 Duplexado: FDD

nº canales/radiocanal: 8

Canal vocal: GMSK 270'8 kb/s → minimiza productos de intermodulación para poder usar filtros baratos
 Canal servicio: GMSK 270'8 kb/s

Planos funcionales

- Transmisión: enlaces físicos (información + señalización)
- Gestión recursos radio: establece, mantiene y libera conexiones móvil-base
- Gestión de la comunicación: establece, mantiene y libera conexiones "end-to-end" de llamadas
- Gestión de movilidad: localización de terminales
- Operación, Administración y mantenimiento

Arquitectura del GSM

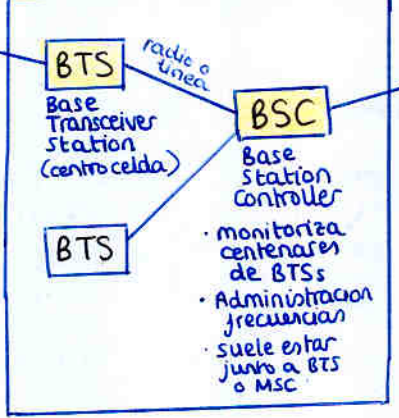
MS: Mobile Station

ID: **IMEI** (International mobile Equipment Identifier)
 tarjeta usuario: **SIM** (subscriber identity module)
 identifica abonado ante red (IMSI)
 - tarjeta (PIN y PUK)
 - clave autenticación **Ki**
 - **IMSI**: international mobile station identifier (id abonado, no MS)

SMSC: Short Message Service Center
 - mensajes cortos
 - independiente de GSM

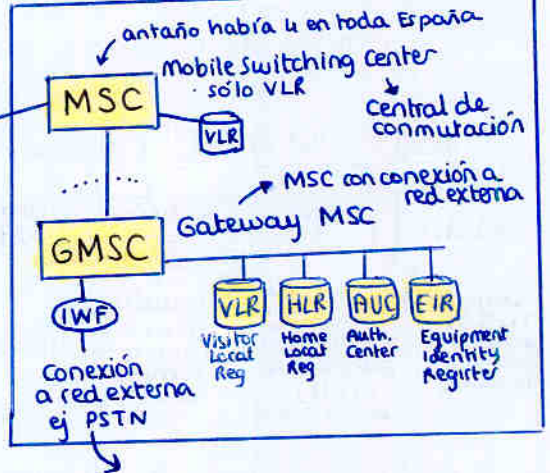
Red de Acceso

BSS: Base Station Subsystem

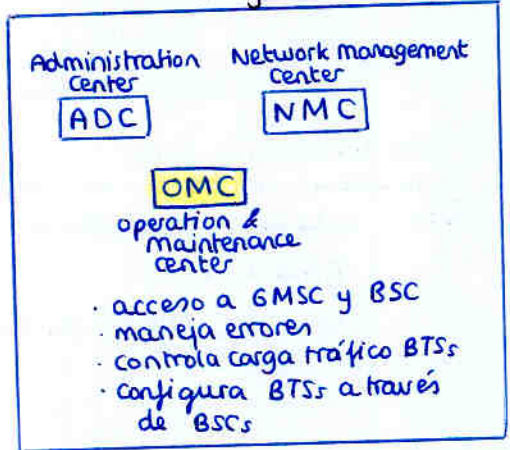


Red de Conmutación

NSS: Network & Switching Subsystem



OSS: Operation and Support subsystem



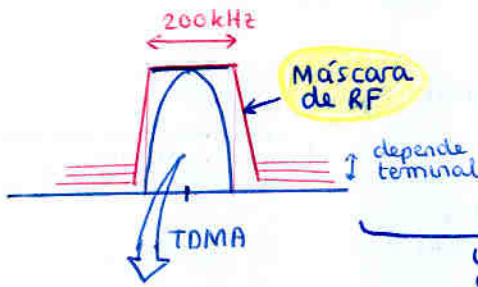
Base de datos de la GMSC:

- HLR: Home Location Register**
 - almacena datos de **abonados** del área GMSC
 ↳ IMSI, ...
 ↳ LMSI: puntero al VLR actual
- VLR: Visitor Location Register**
 - almacena datos de móviles **actualmente** en área (G)MSC
 - **DUPLICA** datos del HLR (evita señaliz. excesiva)
 - dato temporal **TMSI** (Temporal Mobile Station Identity)
 Inicialmente MS da su IMSI pero luego se le asigna un TMSI durante la comunicación
- AUC: Authentication Center**: algoritmos y claves para autenticación
- EIR: Equipment Identity Register**: defectuosos / robados mundial ↳ IMEI permitidos

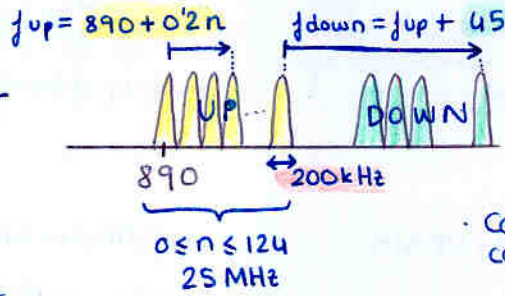
Nivel Físico en GSM

→ Canales físicos

cada canal (200kHz)



Estándar GSM:



GSM extendido

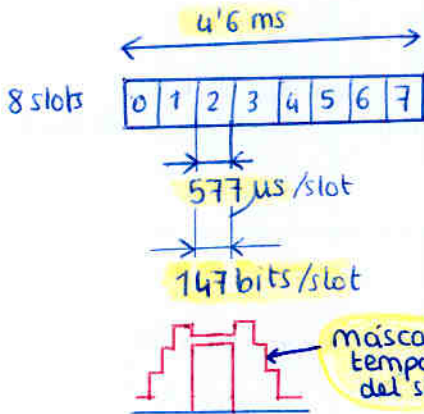
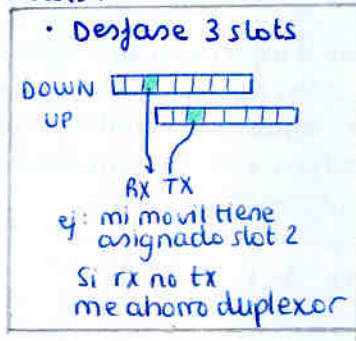
$$f_{up} = 890 + 0.2(n - 1024)$$

$$975 \leq n \leq 1023$$

10 MHz más en cada banda

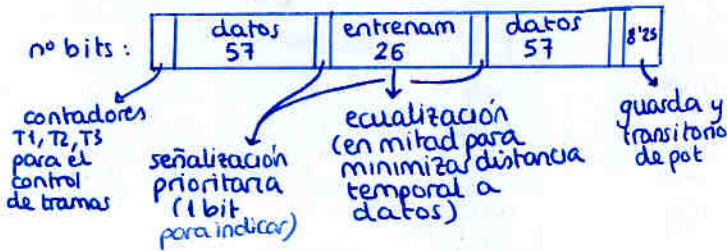
Canal $n=0$ para control

45 MHz más allá está el DOWNLINK, con sus 8 slots:



Tipos de ráfagas para cada slot

Burst Normal (20ms voz \approx 4 burst)



Burst corrección de frecuencia

secuencia fija todo a ceros (portadora sin modular) 142

Burst de sincronización: (BTS a MS)

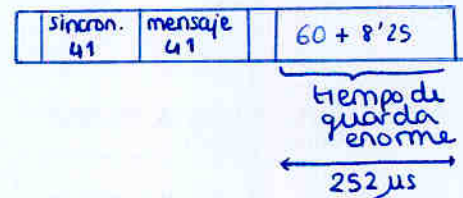
- información de temporización
- tipo sec entrenamiento, tipo de estación base, temporizadores multitrama y supertrama, etc



Burst de Acceso Aleatorio

- Acceder por 1ª vez al sistema
- No tenemos sincronización

⇒ Ráfaga corta para no solapar con siguiente slot aunque esté en el extremo de la célula (límite $R \leq 35.5$ km)



$$\frac{252 \mu s \cdot c}{2} = 35.5 \text{ km}$$

otra limitación al R_{max}

TA se codifica con 6 bits \rightarrow 64 estados

cada estado representa un bit

$T_{max} = 64 \cdot T_{bit}$

$R_{max} = c \cdot \frac{T_{max}}{2} = 34.8 \text{ km}$

→ **Canales lógicos**

• **Canales de tráfico** (Traffic Channel TCH)

- voz [TCH-FS (FullRate speech 13kbps)
TCH-HS (HalfRate speech 6.5kbps)
- datos [TCH/F4.6/4.8/2.4
TCH/H4.8/2.4] → hoy día se usa GPRS

• **Canales de control**

• **Broadcast (BCH)**

- Broadcast Control Channel BCCH → informa a móviles sobre parámetros de la red
 - código área (LAC) - frecuencias
 - código red (MNC) - propias y vecinas
 - país
 - nivel de potencia (inicial e incremento)
 - algoritmo de acceso
- Frequency Correction Channel FCCH
 - informa de frec más baja en celda (donde está el broadcast en canal 0)
 - usa burst de corrección frec
- Synchronization Channel SCH
 - permite sincronizarse con trama
 - usa burst de sincronización

• **Common Control (CCCH)** (canales comunes de control)

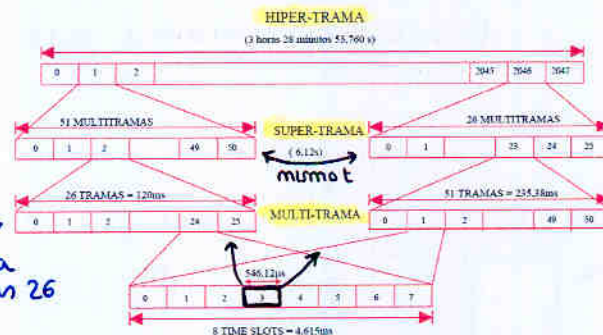
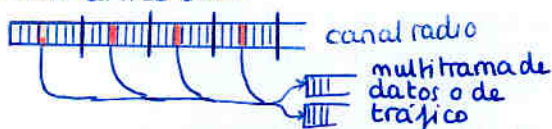
- Tx móvil: → Random Access Channel (RACH)
 - solicita acceso
 - se mide retardo
- Tx base:
 - ↳ Paging Channel (PCH) • llamada entrante
 - ↳ Access Grant Channel (AGCH) • respuesta a RACH

• **Dedicated Control (DCCH) y Associated Control (ACCH)**

- Stand Alone Dedicated Control Channel (SDCCH)
 - señaliz para establecim. del enlace
- Slow Associated Control (SACCH)
 - mantener el enlace
 - down: potencia y time advance
 - up: handover, pot usada y time adv.
- Fast Associated Control (FACCH)
 - reemplaza datos en canal de tráfico para señalización urgente (bit S=1)

Estructura de tramas

- cada usuario utiliza de forma exclusiva un slot.
- se llama trama a la información de un único slot



sólo usa 24 de las 26

Control de tramas se usan contadores

- T1 (0-2047): nº supertrama en hipertrama
- T2 (0-25): nº multitrama control en supertrama
- T3 (0-50): nº multitrama datos en supertrama

Disponemos de 24 slots de datos cada 120 ms

$$24 \times \frac{(57 \times 2)}{\text{bits utiles/slot}} = 2736 \text{ bits cada } 120 \text{ ms}$$

$$= 456 \text{ bits cada } 20 \text{ ms}$$

↑ coincide con lo que proporciona el codificador

Técnicas de enlace físico

→ Frequency hopping

- Diversidad en frecuencia ($G_d = 2dB$)
- Fast Frequency Hopping: FFH → cada bit! (CDMA y espectro ensanchado)
- Slow Frequency Hopping: SFH → cada burst TDMA por un canal RF

En GSM: SFH → cada burst en un canal (pero siempre en mi slot)

- salto máximo 25MHz
- opcional para estación base (lo decide MSC)
- obligatorio para los móviles

Algoritmos:

- cyclic hopping (lista fija) ($HSN = 0$)
 - Pseudorandom (63 secuencias) ($HSN \in [1, 63]$)
- } BSC asigna al móvil el HSN (hopping sequence number)

• Lógicamente los canales BCH (slot 0 en canal bajo) no admiten frequency hopping

• Implementación en estación base:

- hopping en banda base (varios transceptores)
- sintetizador de hopping (sintetizador de frec. variable)

→ Transmisión discontinua (DTX)

- periodo de actividad vocal < 40%
 - no transmitir durante pausas
 - GSM fue el primer sistema que lo utilizó
 - obligatorio móviles tx y rx
 - opcional bases tx, oblig rx
- reduce el consumo
→ reduce interferencias
→ reduce tráfico
→ apenas altera la calidad
→ poco aumento de coste

• Detector de actividad vocal (VAD)

- no confundir silencio con nivel bajo
- no confundir habla con ruido
- detección umbral + técnicas espectrales

• Trama descriptiva de silencio (SID)

- envía SACCH (cada 480ms) cuando hay silencio
- decodificador genera ruido confort

→ Anticipación temporal (TA)

- retardo distinto para cada móvil
- TDMA requiere temporización estricta

→ la EB mide el retardo del móvil y ordena anticipar ráfagas

→ Control de potencia

- atenuación distinta para cada móvil
- tx sólo la pot mínima suficiente (depende también de las interferencias)

} reduce interferencias
} prolonga baterías

Pot móviles

	max	min	paso
coche	clase 1 20W	20mW	±2dB
	2 8W		
	3 5W		
	4 2W		
	5 0.8W		

Pot bases

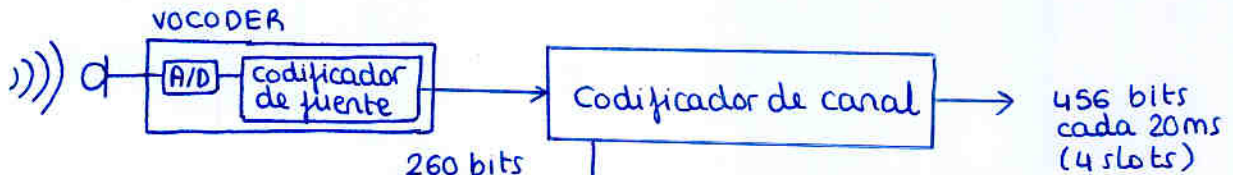
max	paso
clase 1 320W	±2dB
⋮	
clase 8 2.5W	

Control de potencia en móvil:

- Cada célula admite pot max (indicada en DCCH) para que el RACH inicial sea menor
- EB → EM (SACCH) la EB ordena subir o bajar potencia
- EM → EB (confirma)

Control de potencia en la base

- optativo
- EM informan de pot recibida (periodo integración 13 tramas = 60 ms)
- EB corrige su potencia

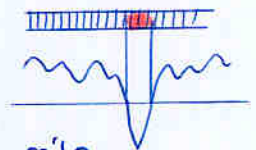


Los 260 bits tienen distinto grado de importancia

- Clase Ia : 50 bits (se añaden 3 bits CRC + conv.)
- Clase Ib : 132 bits (se añaden 4 bits CRC + conv.)
- Clase II : 78 bits (SIN protección)

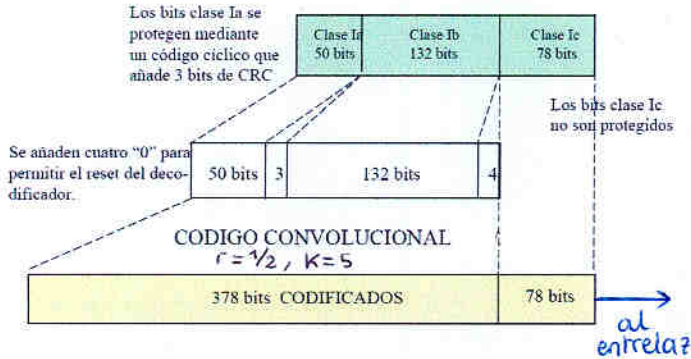
- Códigos bloque (CRC)
 - polinomio generador - bits paridad
 - detectan errores
- Códigos convolucionales
 - transformar secuencia
 - detectar y corrigen errores aleatorios aislados
 - decodificación compleja: Viterbi
- Entrelazado

- mejora la efectividad frente a ráfagas de errores
- no añade redundancia, sólo separa errores en ráfaga para que sean más fácilmente detectados

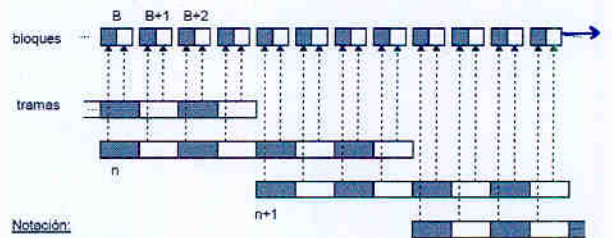


codificación de canal en detalle

VOZ :

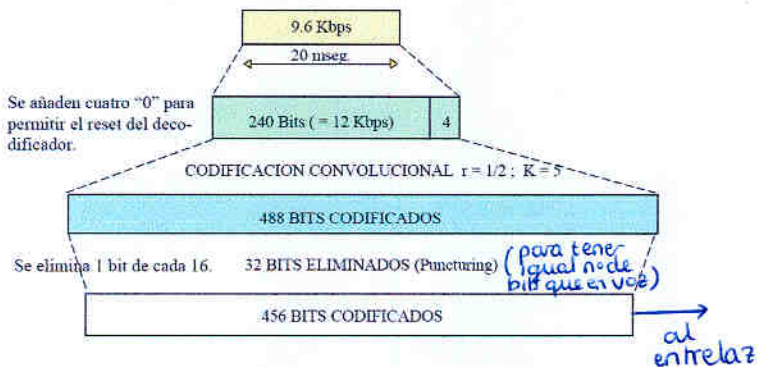


Entrelazado



a mis slots en el radio canal

DATOS :



SEÑALIZACIÓN : Protección mucho más fuerte

1. The first part of the report...

2. The second part of the report...

3. The third part of the report...

4. The fourth part of the report...

5. The fifth part of the report...

6. The sixth part of the report...

7. The seventh part of the report...

8. The eighth part of the report...

9. The ninth part of the report...

10. The tenth part of the report...

11. The eleventh part of the report...

12. The twelfth part of the report...

13. The thirteenth part of the report...

14. The fourteenth part of the report...

15. The fifteenth part of the report...

16. The sixteenth part of the report...

17. The seventeenth part of the report...

18. The eighteenth part of the report...

19. The nineteenth part of the report...

20. The twentieth part of the report...

21. The twenty-first part of the report...

22. The twenty-second part of the report...

23. The twenty-third part of the report...

24. The twenty-fourth part of the report...

25. The twenty-fifth part of the report...

26. The twenty-sixth part of the report...

27. The twenty-seventh part of the report...

28. The twenty-eighth part of the report...

29. The twenty-ninth part of the report...

30. The thirtieth part of the report...

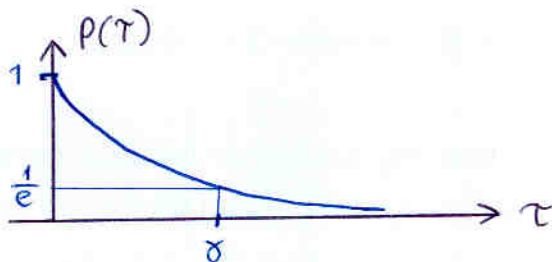
Problema 1

- Indoor
- LOS
- 1800 MHz

$$P(\tau) = e^{-\tau/\gamma}$$

τ : exceso de retardo
 $P(\tau)$: pot. normalizada
 γ : modela escenarios indoor

1.



2. Exceso de retardo medio:

$$P_{TOT} = \int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau = \int_0^{\infty} e^{-\tau/\gamma} d\tau = \left[-\gamma \cdot e^{-\tau/\gamma} \right]_0^{\infty} = \gamma$$

$$\tau_m = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau \cdot P(\tau) d\tau}{P_{TOT}}$$

siendo: $\int_{-\infty}^{\infty} \tau \cdot P(\tau) d\tau = \int_0^{\infty} \tau \cdot e^{-\tau/\gamma} d\tau = \frac{\Gamma(1+1)}{(\frac{1}{\gamma})^{1+1}} = \gamma^2$

$$\left[\int_0^{\infty} x^n e^{-ax} dx \right]$$

$n=1$
 $a=1/\gamma$

$$\tau_m = \frac{\gamma^2}{\gamma} = \gamma \text{ s}$$

3. si $\gamma = 2\text{ns}$, obtener Bcanalmax para desvanecimiento plano en frec.

Delay Spread: $\sigma_m^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 P(\tau) d\tau}{P_{TOT}} = \frac{\gamma^3}{\gamma} = \gamma^2 \text{ s}^2$

siendo: $\int_{-\infty}^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 P(\tau) d\tau = \int_0^{\infty} (\tau - \gamma)^2 \cdot e^{-\tau/\gamma} d\tau$

$$= \int_0^{\infty} (\tau^2 - 2\tau\gamma + \gamma^2) e^{-\tau/\gamma} d\tau$$

$$= \underbrace{\int_0^{\infty} \tau^2 e^{-\tau/\gamma} d\tau}_{\substack{n=2 \\ a=1/\gamma}} - 2\gamma \cdot \underbrace{\int_0^{\infty} \tau e^{-\tau/\gamma} d\tau}_{\gamma^2} + \gamma^2 \underbrace{\int_0^{\infty} e^{-\tau/\gamma} d\tau}_{\gamma}$$

$$\frac{\Gamma(2+1)}{(\frac{1}{\gamma})^3} = 2\gamma^3$$

$$= 2\gamma^3 - 2\gamma^3 + \gamma^3 = \gamma^3$$

Por tanto el ancho de banda de coherencia:

$$B_c = \frac{1}{2\pi d_m} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\gamma^2}} = \frac{1}{2\pi \gamma} \quad \text{para } \gamma = 2 \text{ ns} = 2 \cdot 10^{-9}$$

$B_c = 79.6 \text{ MHz}$

Por tanto el canal no será selectivo en frecuencia si $B_{\text{canal}} < 79.6 \text{ MHz}$

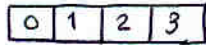
4. Si las pérdidas de reflexión y scattering son las mismas para ambas frecuencias, y suponiendo que se mantiene la pot tx y la directividad, la diferencia estará sólo en las pérdidas de espacio libre

$$\begin{aligned} L_{1800}(\text{dB}) - L_{750}(\text{dB}) &= 10 \log\left(\frac{(4\pi)^2 R^2}{\lambda_{1800}^2}\right) - 10 \log\left(\frac{(4\pi)^2 R^2}{\lambda_{750}^2}\right) \\ &= 10 \log\left(\left(\frac{\lambda_{750}}{\lambda_{1800}}\right)^2\right) \\ &= 20 \log\left(\frac{\lambda_{750}}{\lambda_{1800}}\right) = 20 \log\left(\frac{c/750\text{M}}{c/1800\text{M}}\right) = 20 \log\left(\frac{1800}{750}\right) \\ &= 7.6 \text{ dB} \end{aligned}$$

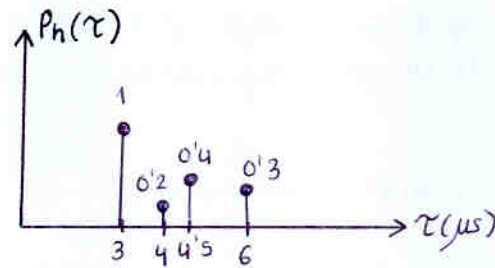
Por tanto $P(r)$ tiene 7.6 dB más en 750 MHz

Problema 2

- FDD/FDMA+TDMA
- 750 MHz
- radiocanal 100 kHz (tanto up como down)
- trama de 10 ms
4 slots



$P_h(\tau)$ para el 90% de las ubicaciones



a) Ancho de banda mínimo en MHz para 600 canales vocales

$$600 \text{ canales} = \frac{600}{4} = 150 \text{ tramas} = 150 \text{ radiocanales} \times \underbrace{2}_{\text{up y down}}$$

$$= 300 \text{ radiocanales} \cdot 100 \text{ kHz} = 30 \text{ MHz}$$

b) Velocidad a partir de la cual la transmisión se verá afectada por selectividad temporal

Para que no haya selectividad, el canal debe ser estacionario en el tiempo de slot

$$T_c \geq t_{\text{slot}} = 2.5 \text{ ms} \quad \left(\begin{array}{l} \text{se podría haber considerado la mitad} \\ \text{del tiempo del slot, ya que la secuencia} \\ \text{de entrenamiento está a mitad} \end{array} \right)$$

$$T_c = \frac{9}{16\pi f d} = \frac{9\lambda}{16\pi v} > 2.5 \text{ ms}$$

$$v < \frac{9\lambda}{16\pi \cdot T_{c \text{ min}}} = \frac{9 \cdot \frac{c}{750 \text{ M}}}{16\pi \cdot 2.5 \text{ ms}} = 28.65 \text{ m/s} = 103.1 \text{ km/h}$$

c) ¿La transmisión vendrá afectada por selectividad en frecuencia?

$$P_{\text{TOT}} = \sum P_h(\tau) = 1.9$$

retardo medio $T_m = \frac{\sum \tau \cdot P_h(\tau)}{P_{\text{TOT}}} = \frac{0.1 + 1 \cdot 0.2 + 1.5 \cdot 0.4 + 3 \cdot 0.3}{1.9}$ ← nota: usar EXCESO de retardo i.e. $\tau = 3 \mu s$

$$= 0.895 \mu s$$

delay spread $\sigma_\tau^2 = \frac{\sum (\tau - T_m)^2 P_h(\tau)}{P_{\text{TOT}}} = \frac{(0 - T_m)^2 \cdot 1 + (1 - T_m)^2 \cdot 0.2 + (1.5 - T_m)^2 \cdot 0.4 + (3 - T_m)^2 \cdot 0.3}{1.9}$

$$= 1.199 \mu s^2$$

ancho banda coherencia $B_c = \frac{1}{2\pi\sigma_\tau} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\sigma_\tau^2}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{1.199} \mu s} = 145.32 \text{ kHz}$

Ya que $B_c > B_{\text{canal}} \Rightarrow$ No hay selectividad en frecuencia
No hace falta equalización

d) En aplicaciones de datos ¿qué velocidad de tx (kb/s) se tendrá por usuario?

- Hay 120 bits (tanto en up como en down) por slot
- Cada usuario transmite en un único slot en único radiocanal cada trama 10ms

$$\frac{120 \text{ bits}}{10 \text{ ms}} = 12 \text{ kbps (tanto up como down)}$$

e) Eficiencia espectral bits/s/Hz que deberá tener la modulación empleada, teniendo en cuenta que el radiocanal es de 100kHz

Cada slot tiene 193 bits

Cada trama (4 slots) son 772 bits cada 10ms = 77'2 kbps en un radiocanal

$$\frac{77'2 \text{ kbps}}{100 \text{ kHz}} = 0'772 \text{ bits/s/Hz}$$

f) Alcance máximo si el avance temporal viene codificado con 4 bits

4 bits \Rightarrow 16 estados

Cada estado codifica 1 bit

$$16 \text{ bits} \Rightarrow T_{\max} = 16 T_{\text{bit}} = 16 \cdot \frac{2'5 \text{ ms}}{193 \text{ bits}} = 207 \mu\text{s}$$

$$R_{\max} = c \cdot \frac{T_{\max}}{2} = 31 \text{ km}$$

Problema planificación celular

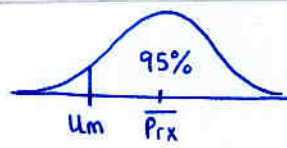
Estaciones Base $\left[\begin{array}{l} G_{EB} = 10 \text{ dB} \\ G_{\text{DIVERS. ESPACIAL}} = 6 \text{ dB} \end{array} \right]$ Terminal móvil $\left[\begin{array}{l} S_m = 1'6 \mu\text{V} \text{ (sobre } 50 \Omega) \\ G_m = 0 \text{ dB} \end{array} \right]$

Traáfico. $\left[\begin{array}{l} 8 \text{ ab/km}^2 \\ 10 \text{ canales tráfico/EB} \end{array} \right]$ $GOS \leq 2\%$ 25 mE/ab $\sigma_c = \sigma_I = 7 \text{ dB}$

Propag. $\left[\begin{array}{l} L_{\text{prop}}(\text{dB}) = 130 + (45 - 10 \log h_{\text{EB}}) \log R \\ \gamma = 2'75 \end{array} \right]$ Cobertura perimetral del 95%

a) Pot mínima que debe tx la estación base

$$\underbrace{\overline{P_{rx}}|_m}_{\substack{u_m + M \\ \sigma \cdot u(95\%)}} = \overline{P_{tx}}_{EB} + \underset{\substack{\uparrow \\ 10 \text{ dB}}}{G_{EB}} + \underset{\substack{\uparrow \\ \text{en downlink} \\ \text{no hay div.}}}{G_{div}} + \underset{\substack{\uparrow \\ 0 \text{ dB}}}{G_m} - \underset{\substack{\uparrow \\ L_{\text{prop}} = 130 + \underbrace{(45 - 10 \log h_{\text{EB}})}_{\substack{10 \gamma \\ = 27.5}} \log R}}{L_{\text{prop}}}$$



$Q\left(\frac{u_m - \overline{P_{rx}}}{\sigma}\right) = 0'95$
 $= Q\left(-\frac{M}{\sigma}\right)$

$u_m = \frac{S_m^2}{R_{in}} = \frac{(1'6 \mu\text{V})^2}{50} = 5'12 \cdot 10^{-14} \text{ W}$
 $u_m = -102'9 \text{ dBm}$

$M(\text{dB}) = \sigma \cdot u(95\%)$
 $= 7 \cdot (-u(5\%))$
 $\quad \quad \quad \uparrow$
 $\quad \quad \quad 5 \cdot 10^{-2}$
 $\quad \quad \quad u = 1'55$
 $= 11'55 \text{ dB}$

$\overline{P_{rx}}_m = -91'35 \text{ dBm}$

¡ Me falta R!

Acelda = $E_r - B \left(\frac{N_{\text{canales}}}{10}, \frac{P_b}{0'02} \right)$
 $= 5'084 \text{ E}$

Acelda = $S_{\text{celda}} \cdot \rho \cdot e$
 $= \frac{3\sqrt{3}}{2} R^2 \cdot 8 \text{ ab/km}^2 \cdot 25 \cdot 10^{-3} \text{ E/ab}$

↓

Acelda = $\sqrt{\frac{2}{3\sqrt{3}} \cdot \frac{\text{Acelda}}{\rho \cdot e}} = 3'13 \text{ km}$

$L_{\text{prop}} = 143'6 \text{ dB}$

$$P_{tx_{EB}} = \overline{P_{rx}}_m - \underset{\substack{\uparrow \\ -91'35 \text{ dBm}}}{G_{EB}} - \underset{\substack{\uparrow \\ 10 \text{ dB}}}{G_m} + \underset{\substack{\uparrow \\ 0 \text{ dB}}}{L_{\text{prop}}} = 42'25 \text{ dBm}$$

b) Sabiendo $h_{EB} = 30\text{m}$
patron 3/9

¿ $\frac{\bar{C}}{\bar{I}}$ mínimo en UP y DOWN ?

$$\frac{\bar{C}}{\bar{I}} = \frac{d_{util}^{-\gamma}}{\sum_{i=1,2,3,6} \alpha_i \cdot d_i^{-\gamma}}$$

DOWN

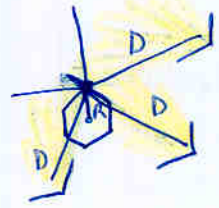
$$\frac{\bar{C}}{\bar{I}} \approx \frac{1}{3} \left(\frac{D}{R} \right)^{\gamma} = \frac{1}{3} (9)^{\gamma} = \frac{1}{3} (\sqrt{3k})^{\gamma} \approx 9'23 \text{ dB}$$

sección
120°
asumiendo
desalineamiento

$$k=3$$

$$10\gamma = 45 - 10 \log h_{EB}$$

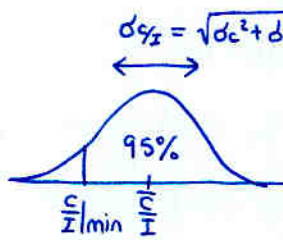
$$\gamma = 3'023$$



UP

$$\frac{\bar{C}}{\bar{I}} \approx \frac{1}{3} \left(\frac{D-R}{R} \right)^{\gamma} = \frac{1}{3} (\sqrt{3k}-1)^{\gamma} = 2'70 \text{ dB}$$

c) (Me invento) h_{EB} mínimo si $\frac{C}{I}|_{\min} = 12 \text{ dB}$ y queremos cobertura 95% periferia



$$Q\left(\frac{\frac{C}{I}|_{\min} - \frac{\bar{C}}{\bar{I}}}{\sqrt{2} \sigma}\right) = 0'95$$

$$\frac{\frac{C}{I}|_{\min} - \frac{\bar{C}}{\bar{I}}}{\sqrt{2} \sigma} = -1'65$$

$$\frac{\bar{C}}{\bar{I}} = \frac{C}{I}|_{\min} + 1'65 \sqrt{2} \sigma$$

$$= 12 + 1'65 \cdot \sqrt{2} \cdot 7$$

$$= 28'3 \text{ dB}$$

UP (caso peor)

$$\frac{\bar{C}}{\bar{I}} = \frac{1}{3} (\sqrt{3k}-1)^{\gamma} > 28'3 \text{ dB}$$

$$\frac{2^{\gamma}}{3} > 28'3$$

$$2^{\gamma} > 84'9 \rightarrow \gamma < 6'408$$

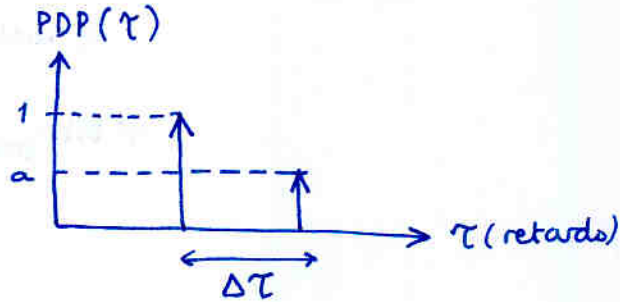
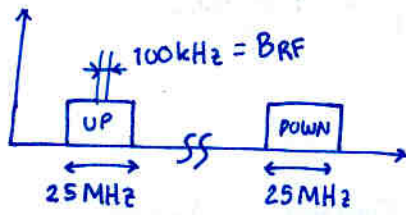
$$10\gamma = 45 - 10 \log h_{EB}$$

$$h_{EB} = 10^{\frac{45-10\gamma}{10}} = 0'0124 \text{ m} \quad (\text{claramente fuera de las consideraciones del modelo})$$

Problema 9

$f_p = 1800 \text{ MHz}$

$\frac{\pi}{4}$ -DQPSK \leadsto un símbolo está compuesto de 2 bits
 $\leadsto \eta = 1'6 \text{ b/s/Hz}$



Para NO ecualización $\Rightarrow \begin{cases} \Delta\tau_{\max} \leq T_s \\ B_c \geq B_{RF} \end{cases}$

a) Retardo máximo del sistema (para NO ISI)

$\Delta\tau_{\max} = T_s$ $T_s = 2 \cdot T_b = 2 \cdot \frac{1}{v_{tx} \text{ (b/s)}} = 2 \cdot \frac{1}{\eta \text{ (b/s/Hz)} \cdot B_{RF} \text{ (Hz)}}$
 retardo máximo que podremos tener $= 12'5 \mu\text{s}$

b) suponiendo que el PDP presenta ese retardo máximo, obtener el valor de $a < 1$.

$B_c \geq B_{RF} = 100 \text{ kHz}$

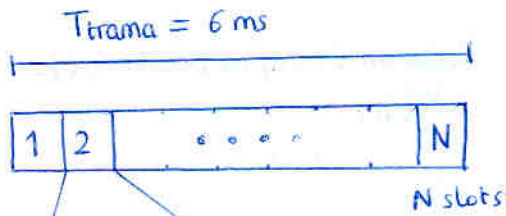
$B_c |_{\min} = 100 \text{ kHz}$

$B_c \approx \frac{1}{2\pi \sigma_\tau} \rightarrow \text{Delay spread } \sigma_\tau \approx \frac{1}{2\pi B_c} \left. \vphantom{B_c} \right\} \sigma_\tau \leq 1'59 \mu\text{s}$

exceso de Retardo medio (caso discreto)

$\tau_m = \frac{\sum_{i=1}^N \tau_i \cdot PDP(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N PDP(\tau_i)} = \Delta\tau \frac{a}{1+a}$ pot total

$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\tau_i - \tau_m)^2 PDP(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N PDP(\tau_i)}} = \Delta\tau \frac{\sqrt{a}}{1+a} \left. \vphantom{\sigma_\tau} \right\} \begin{matrix} a = 59'6 \\ a = 0'016 \end{matrix}$
 $\sigma_\tau = 1'59 \mu\text{s}$



Código convolucional
 $C(n, k, 3)$

$k = 1$ (mensaje a codificar)
 $n = 2$ (mensaje codificado)

si queremos

$$v_{\text{min}}^{\text{usuario}} = 7.5 \text{ kb/s}$$

c) Hallar N

$$\begin{aligned} \text{N}^{\circ} \text{ bits/trama} &= \frac{T_{trama}}{T_{bit}} = \frac{T_{trama}}{\frac{1}{2} T_{simb}} \\ &= \frac{6 \text{ ms}}{\frac{1}{2} \cdot 12.5 \mu\text{s}} = 960 \text{ bits} \end{aligned}$$

Por otro lado

$$\text{N}^{\circ} \text{ bits/trama} = (22 + X + 8) \cdot N = 960$$

Puesto que los datos son codificados
 hay el doble de bits (por redundancia)
 Cada usuario sólo transmite en un slot

X bits codificados cada 6 ms

$\frac{X}{2}$ bits de usuario cada 6 ms

La tasa que
 percibe el
 usuario es :

$$\frac{X/2 \text{ (bits)}}{6 \text{ (ms)}} = v_{\text{usuario}} \text{ (b/s)}$$

$$X = 90$$

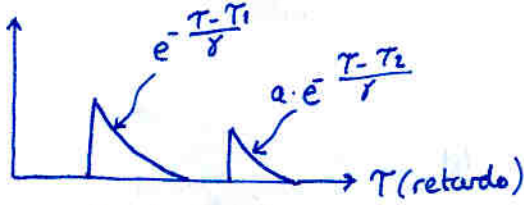
nota: X debe ser entero y par
 si fuera 12.9 \rightarrow 14

Problemas con móviles

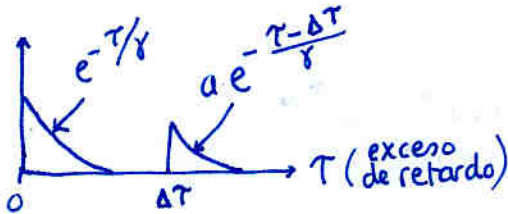
Problema 3

$$PDP(\tau) = u(\tau - \tau_1) e^{-(\tau - \tau_1)/\gamma} + u(\tau - \tau_2) a e^{-\frac{(\tau - \tau_2)}{\delta}}$$

añadir al libro



dos clusters de contribuciones



Exceso de retardo medio

$$\frac{\int_0^{\infty} \tau \cdot PDP(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} PDP(\tau) d\tau} = \frac{\gamma^2 + a\delta^2 + a\Delta\tau \cdot \gamma}{\gamma(1+a)}$$

$$\int_0^{\infty} x^n e^{-ax} dx = \frac{\Gamma(n+1)}{a^{n+1}}$$

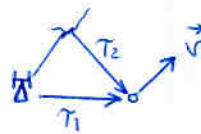
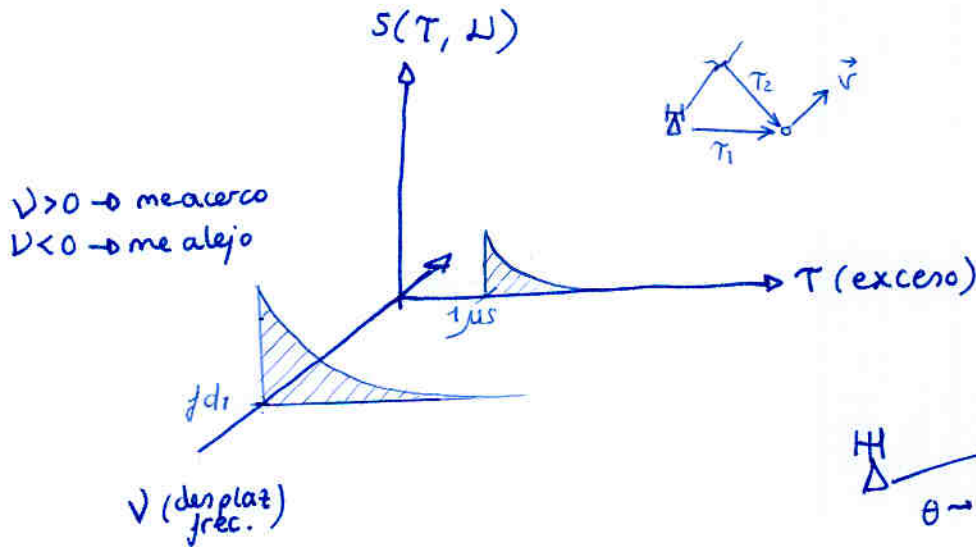
$$\Gamma(n+1) = n!$$

$$= \gamma + \frac{a\Delta\tau}{1+a}$$

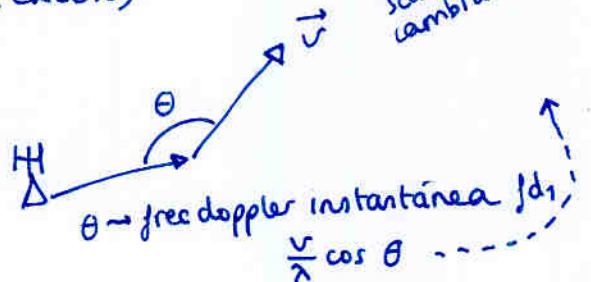
↑ frec doppler de la 1ª contribución

- 2) $f = 1900 \text{ MHz}$ $f_{d1} = -43'98 \text{ Hz}$ $T_1 = 10/3 \mu\text{s}$ $a = 0'001$
 $v = 50 \text{ km/h}$ $f_{d2} = 0 \text{ Hz}$ $\Delta T = 1 \mu\text{s}$ $\gamma = 1 \text{ ns}$

se pide dibujar la función de scattering



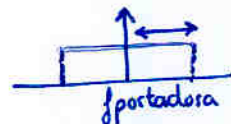
al cambiar el ángulo, la función de scattering cambia su f_{d1}



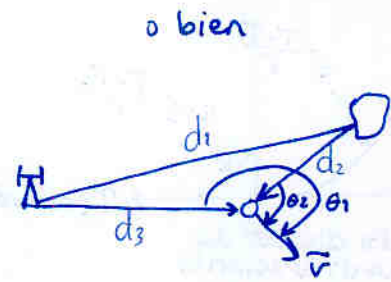
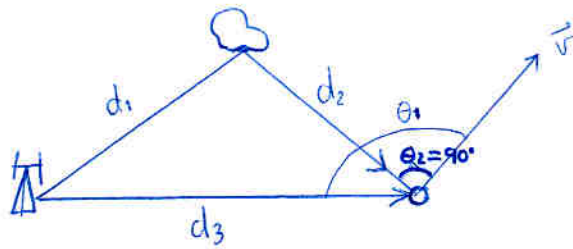
frec doppler máxima $\frac{v}{\lambda}$

$$|f_{d1}| = \omega_1 = \frac{v \text{ (m/s)}}{\lambda \text{ (m)}} = \frac{v \text{ (km/h)} / 3'6}{c \text{ (m/s)} / f \text{ (Hz)}} = 87'96 \text{ Hz}$$

(para el ángulo de peor caso)



3) calcular la distancia ~~al obstáculo desde~~ estación base-obstáculo y obstáculo-terminal



$$fd_1 = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos \theta_1 \rightarrow \theta_1 = \arccos \frac{\lambda \cdot f d_1}{v}$$

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= 120^\circ \\ \theta_1 &= 240^\circ \end{aligned} \right\}$$

En cuanto a los retardos:

$$c \cdot \Delta T = (d_1 + d_2) - d_3$$

$$c \cdot \tau_1 = d_3$$

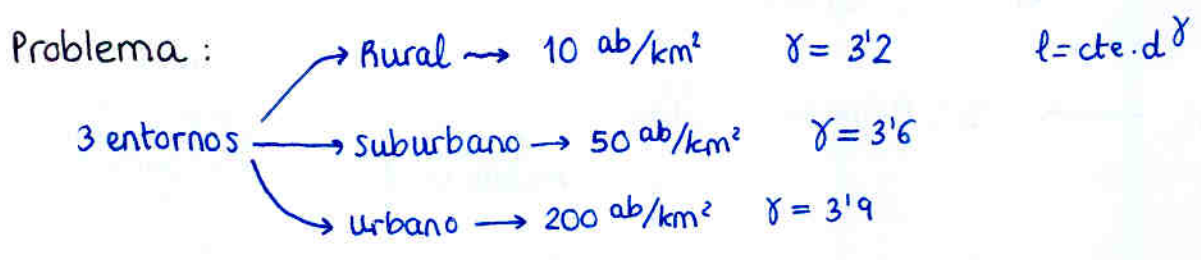
Teorema coseno: $d_1^2 = d_2^2 + d_3^2 - 2 d_2 d_3 \cos(\theta_1 - \theta_2)$
 $\cos(\theta_2 - \theta_1)$
 $\cos(\Delta\theta)$

} 3 ecuaciones
y
3 incógnitas

para $\theta_1 = 120^\circ \rightarrow d_2 = 794'9 \text{ m}$
 $d_1 = 505'02 \text{ m}$

$\theta_2 = 240^\circ \rightarrow d_2 = 159'27 \text{ m}$
 $d_1 = 1140'72 \text{ m}$

Problemas: Estructura celular y técnicas de acceso



- 126 canales de tráfico
- Todas las EB son omni e iguales
- $\frac{C}{I} \downarrow \geq 18 \text{ dB}$
- $P_B \leq 1\%$
- 20 mE/usuario

a) Mínimo valor de K para cada escenario

En downlink, la expresión aproximada para $\frac{C}{I}$ es, para celdas sin sectorización

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{6} (\sqrt{3k})^\gamma = \frac{1}{6} q^\gamma$$

despejando

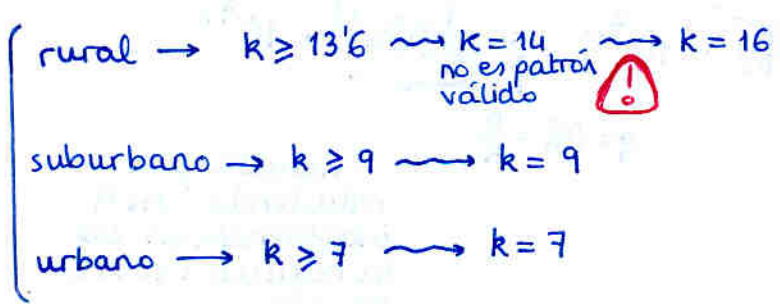
$$k \geq \frac{1}{3} 10^{\frac{C/I(\text{dB}) + 10 \log 6}{\gamma}}$$

recuerda

- $q \equiv$ factor de reutilización
- $= \frac{D}{R} \rightarrow$ distancia de reuse
- $R \rightarrow$ radio de la celda

ademas

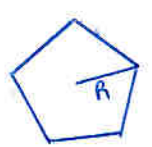
- $q = \sqrt{3k}$
- $k = i^2 + j^2 + i \cdot j$
- \downarrow
- número de celdas por agrupación



intuitivamente

$\gamma \uparrow \rightarrow$ mayores pérdidas la interferencia (que recorre más que la señal) llega más débil, permitiendo $k \downarrow$

b) R_{max} de las celdas para cada entorno



$$S = \frac{3\sqrt{3}}{2} R^2$$

$$A_0/\text{celda} = \underset{\text{km}^2}{S} \cdot \underset{\text{ab/km}^2}{\rho_{\text{ab}}} \cdot \underset{\text{E/ab}}{e}$$

Nota: metodología

$k_{\text{min}}? \rightarrow \frac{C}{I}$ siempre

$R_{\text{max}}? \rightarrow \frac{C}{I} \leftrightarrow q = \sqrt{3k} = \frac{D}{R}$

\downarrow

trafico

$$N^{\circ} \text{ canales/celda} = \left\lfloor \frac{126}{k} \right\rfloor \quad \text{! no podemos redondear los canales hacia arriba}$$

$$P_B \leq 1\% \longrightarrow P_B \left(A_0/\text{celda}, \frac{N^{\circ} \text{ canales}}{\text{celda}} \right) \leq 1\%$$

↑ modelo Er-B



$$A_0/\text{celda} < A_{\text{min}}$$

$$\frac{3\sqrt{3}}{2} R^2 \cdot p.e < A_{\text{min}} \longrightarrow \text{despejar } R_{\text{max}}$$

nota:
en el libro de problemas hay que correr una parte de la tabla de Er-b una posición decimal a derecha

Rural: $R \leq 2.19 \text{ km}$

suburbano: $R \leq 1.68 \text{ km}$

urbano: $R \leq 1 \text{ km}$

c) se aplica "tilt" → se reduce cada interferencia en 2dB

↓
considerarlo para cada una de las 6 EB cocanal

$$\frac{C}{I} \approx \frac{R^{-\gamma}}{\sum_{i=1}^6 (D_i^{-\gamma} \cdot \alpha_i)}$$

↑
atenuación de cada interf. debido a down tilt

$10 \log \alpha_i = -2 \text{ dB}$

(i)

$$= \underbrace{\frac{1}{6} \frac{R^{-\gamma}}{D^{-\gamma}}}_{\frac{C}{I} \text{ inicial}} \alpha^{-1} = \frac{1}{6} \left(\frac{R}{D}\right)^{-\gamma} \cdot 10^{\frac{2}{10}} = \frac{1}{6} (\sqrt{3}k)^{-\gamma} \cdot 10^{\frac{2}{10}}$$

$q = \sqrt{3}k = \frac{D}{R}$

Resulta que reduciendo CADA interferencia en 2dB, la $\frac{C}{I}$ mejora en 2dB

por tanto

$$\frac{C}{I} \geq 10^{\frac{18 \text{ dB}}{10}} \longrightarrow k$$

sin down tilt

Rural: $\gamma = 3.2 \rightarrow k_{\text{min}} = 12$

(16)

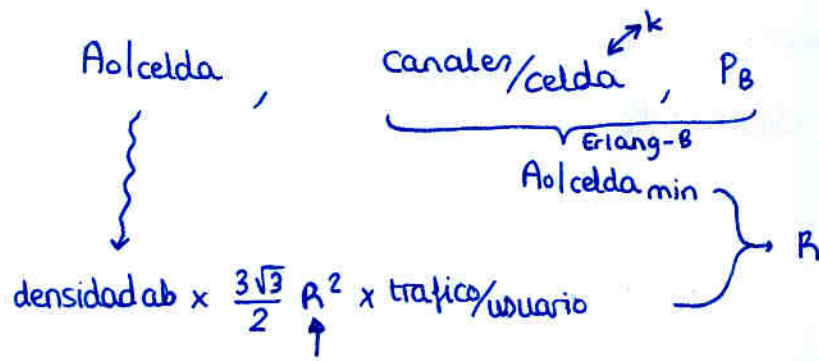
suburbano: $\gamma = 3.6 \rightarrow k_{\text{min}} = 7$

(9)

urbano: $\gamma = 3.9 \rightarrow k_{\text{min}} = 7$

(7)

d) Radio máximo de las celdas



Rural	—	$R_{\text{max}} = 2.93 \text{ km}$	sin downtilt teníamos (2.19 km)
suburbano	→	$R_{\text{max}} = 2 \text{ km}$	(1.68 km)
urbano	—	$R_{\text{max}} = 1 \text{ km}$	(1 km)

Resumen: tenemos menor celdas / cluster
 DOWNTILT → celdas cocanal más cercanas — peor C/I → lo solventa el downtilt
 → más canales / celda → puedo cursar más tráfico — puedo permitirme Radio mayor

e) Sectorización 120° + tilt
Hallar k_{min}

$$\frac{C}{I} = \alpha^{-1} \cdot \frac{1}{N} \left(\frac{R}{D} \right)^{-\delta}$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{(\sqrt{3}k)^\delta}$

n° celdas interferentes

mejor caso (óptimo) $N=2$

peor caso
(si hay desajustamiento) $N=3$

Considerando $N=2$

Rural	→	$k_{\text{min}} = 7$	→	$R_{\text{max}} = 3.32 \text{ km}$
suburbano	→	$k_{\text{min}} = 4$	→	$R_{\text{max}} = 2.26 \text{ km}$
urbano	→	$k_{\text{min}} = 4$	→	$R_{\text{max}} = 1.6 \text{ km}$

↑
 $P_B \leq 1\%$

en lugar de fijar P_B — obtener R_{max}

se podría hacer:

fijar R_0 — obtener P_B

Problema de examen

Estaciones Base : $G_{EB} = 10 \text{ dB}$

$G_{DIVERS. ESPACIAL} = 6 \text{ dB}$ (por ser espacial sólo la vamos a tener en UPLINK)

Terminales móviles : $S_m = 1'6 \mu\text{V}$ medidas sobre $Z = 50 \Omega$

$G_m = 0 \text{ dB}$

8 ab/km²

10 canales tráfico/EB

GOS $\leq 2\%$ (recuerda GOS $\equiv P_B$)

25 mE/AB

La altura de las estaciones base h_{EB} permiten modelo de propag :

$$L_{prop}(\text{dB}) = 130 + (45 - 10 \log h_{EB}) \log R$$

$$\gamma = 2'75$$

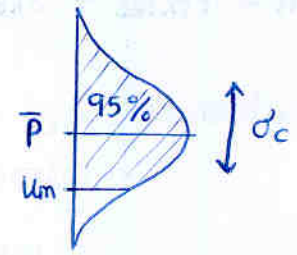
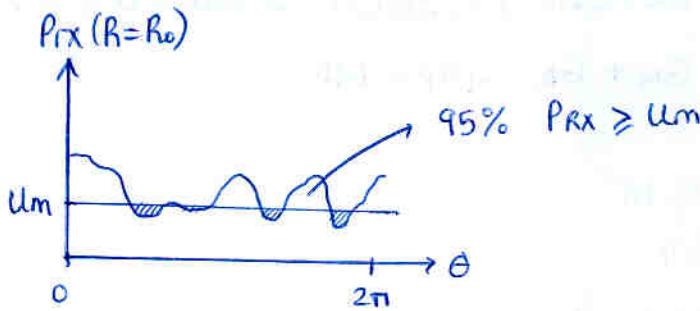
El entorno se caracteriza por

desv típica
fading a
largo plazo
(tanto señal
como interf)

$$\sigma_c = \sigma_i = 7 \text{ dB}$$

se ha planificado cobertura perimetral del 95%





$$u = \frac{P_{\text{umbral}} - \bar{P}}{\sigma_c}$$

$$\rightarrow P_{\text{umbral}} = \bar{P} + \sigma_c u$$

$$\rightarrow \bar{P} = P_{\text{umbral}} - \sigma_c \cdot u$$

a) Potencia mínima que debe tx la EB ($P_{\text{TX}}|_{\text{EB}}$ mínima)

$$P_{\text{RX}}|_{\text{m}} = P_{\text{TX}}|_{\text{EB}} + G|_{\text{EB}} + G|_{\text{M}} + G|_{\text{D}} - L_{\text{prop}}$$

\uparrow ganancia EB 10 dB \uparrow ganancia móvil 0 dB diversidad en bajada no hay! 0 dB \uparrow no tengo el radio!!
 95% \uparrow Datos de tráfico

$$P_{\text{RX}}|_{\text{m}} = U_{\text{m}} - \sigma_c \cdot u(95\%)$$

Margen de fading MF(95%)
 tablas -1.65

$$U_{\text{m}} = \frac{(1.6 \mu\text{V})^2}{50 \text{ dB}} \cong -103 \text{ dBm}$$

$$A_{\text{total}} = A_{\text{usuario}} \times \text{sup} \times \text{densidad abonados}$$

$$= 0.025 \cdot \frac{3\sqrt{3}}{2} R^2 \cdot 8$$

10 canales } A_{total} } R
 $P_{\text{B}} \leq 2\%$ }
 $R \leq 3.12 \text{ km}$

$$R = 3.12 \text{ km} \rightarrow L_{\text{prop}} = 143.6 \text{ dB}$$

$\gamma = 2.75$

Ya puedo despejar

$$P_{\text{TX}}|_{\text{EB}} \text{ mínima} = 42.15 \text{ dBm}$$



¡ me falta altura EB!

$$L_{\text{prop}} = 130 + (45 - 10 \log h_{\text{EB}}) \log R$$

$$= L_0 + \gamma \cdot 10 \cdot \log R$$

\uparrow sabiendo que es de esta forma \downarrow tenemos hEB $P = L_0 \cdot R^\gamma$ recuerda

una forma alternativa de haber planteado la ecuación es:

$$U_m = P_{Tx|EB} + G_{EB} + G_M + G_D - L_{prop} - MF$$

b) Sabiendo $h_{EB} = 30 \text{ m}$

Patron 3/9

$\frac{C}{I}$ mínimo en DOWN y UP?

Con control de potencia perfecto

$$\overline{\frac{C}{I}}_{down} \cong 10 \log \left(\frac{1}{3} \left(\frac{D}{R} \right)^\gamma \right) = 9.54 \text{ dB}$$

↑
asumiendo desalineamiento $k=3$
 $\frac{D}{R} = \sqrt{3k}$

¿qué γ usamos?
La que corresponda a $h_{EB} = 30 \text{ m}$

sabiendo

$$L_{prop} = L_0 + \gamma \cdot 10 \log R$$

$$= 130 + (45 - 10 \log h_{EB}) \log R$$

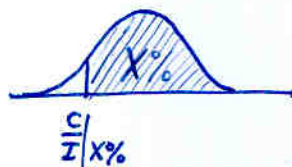
$$\overline{\frac{C}{I}}_{up} = 10 \log \left(\frac{1}{3} \left(\frac{D-R}{R} \right)^\gamma \right) = 4.25 \text{ dB}$$

$\frac{D}{R} - 1$

cuidado, he calculado la $\frac{C}{I} \cong \frac{C}{I}$ media (en el perímetro)
en algunos apartados se pide la $\frac{C}{I}$ superada en cierto % del tiempo

se puede jugar además con $\frac{C}{I}$ umbral del sistema superada en cierto % de los casos

↓
 $\frac{C}{I}$ fdp normal (ya que C e I son fdp normal)
(en dB)



$$\overline{\frac{C}{I}}_{min} = \frac{C}{I}_{umbral} - \sigma_{\frac{C}{I}} \cdot 4\%$$

$$\sigma_{\frac{C}{I}}^2 = \sigma_C^2 + \sigma_I^2 = 2\sigma_C^2$$

↑
 $\sigma_C = \sigma_I$

Nunca confundir $\frac{C}{I}$ media con $\frac{C}{I}$ umbral

c) h_{EB} ? para $\frac{C}{I} > 15 \text{ dB}$ en DOWN.

comentar el resultado

$$\frac{C}{I} \Big|_{\text{DOWN}} \approx 10 \log \left(\frac{1}{3} \left(\frac{D}{R} \right)^{\gamma} \right) > 15 \text{ dB} \Rightarrow \gamma \approx 4'14$$

↓

$$h_{EB} (m) = 10 \frac{(45-10\gamma)}{10}$$
$$= 2'29 \text{ m}$$

No es posible;
habrá que hacer otras cosas

- downtilt
- sectorizar más

NOTA: La $\frac{C}{I}$ nunca
depende de R (ya que $\frac{D}{R} = \text{cte}$)

- más celdas por cluster ($k \uparrow$)
↓
implicación negativa
en tráfico

Problema 2 (Sep'96)

- FDD / FDMA+TDMA
- Bradiocanal = 200 kHz
- 8 slots/portadora
- 200 hab/km²
- Grado penetración servicio 30%

	DOWN	UP
Pot tx	???	maximo 30 dBm
Gantena tx	10 dB (omni)	- 3 dB (omni)
α tx	5 dB	0 dB
Gantena rx	- 3 dB	10 dB
α rx	0 dB	5 dB
Umbral rx	- 102 dBm	- 104 dBm
G_D	0 dB	6 dB

- largo plazo gaussiano $\sigma_c = \sigma_I = 8$ dB
 - 70% cobertura perimetral
 - Dmin de 20 km (distancia reutilización)
 - G_D (diversidad espacial) 6 dB ← div espacial sólo hay **(i)** en uplink!
 - $h_{eb} = 30$ m $\Rightarrow L_{prop}(dB) = 134'2 - 13'82 \log h_{eb} + (44'9 - 6'55 \log h_{eb}) \log R$
- de la forma = $L_0 + \gamma \cdot 10 \log R$ **(i)**

↑ exponente de pérdidas

hay que interpretar R [km] h [m] aunque no digan nada

1. $P_{TX|EB}$ mínima

$$P_{RX|MS} = P_{TX|EB} + \text{ganancias diversidad} - L$$

no tenemos R y no lo podemos sacar del tráfico porque no dan la prob. bloqueo
 hay que recurrir a otro método

Balance down y up

$$P_{TX|EB} - U_{MS} + G_{TX} + G_{RX} - \alpha_{RT} - \alpha_{TX} - L_{prop} - MF(70\%) = 0$$

$$P_{TX|MS} - U_{EB} + G_{TX} + G_{RX} + G_D - \alpha_{TX} - \alpha_{RX} - L_{prop} - MF(70\%) = 0$$

¡podemos igualarlos! (balancear el enlace) **(i)**

$$P_{TX|EB} = P_{TX|MS} - U_{EB} + G_D + U_{MS} = \dots = 38 \text{ dBm}$$

También podríamos haber sacado L_{prop} de UP y usarla para DOWN, pero es más difícil

nota: ¿cómo hemos supuesto mismas pérdidas?
 $L_{propUP} = L_{propDOWN}$ sólo si la diferencia de frecuencias es pequeña
 En este caso lo suponemos así; además en el modelo no aparece la frecuencia

2. Radio máximo de cobertura

Los datos de tráfico no nos sirven, por tanto
Queremos hallar R_{max} en base a las pérdidas

$$L_{prop}(dB) = P_{TX|MS} + G_{TX} + G_{RX} + G_D - \alpha_{TX} - \alpha_{RX} - MF(70\%) - U_{BS}$$

$\overbrace{P_{TX|MS}}^{Prx_{BS}}$
 \uparrow
 $MF = -\sigma_c \cdot u(70\%)$
 $= 4 \text{ dB}$

Ya podemos sustituir en el modelo de propagación:

$$\log R = \frac{L_{prop}(dB) - 134.2 + 13.82 \log h_{EB}}{44.9 - 6.55 \log h_{EB}} \Big|_{h_{EB}=30m} \approx 0.687 \rightarrow R_{max} \approx 4.86 \text{ km}$$

3. Para k óptimo en términos de tráfico e interferencia, hallar $\frac{C}{I}|_{90\%}$ garantizada en DOWN

sabemos que usaremos
la relación

$$\left. \begin{array}{l} \frac{C}{I}|_{90\%} \\ \frac{C}{I} \\ \sigma_{c/z} \end{array} \right\} \rightarrow u \Rightarrow \frac{C}{I}|_{90\%} = \frac{\bar{C}}{I} + \sigma_{\frac{C}{I}} \cdot u(\%)$$

nos falta $\frac{C}{I}$

$$\frac{\bar{C}}{I} (dB) \Big|_{DOWN} \approx 10 \log \left(\frac{1}{6} (\sqrt{3}k)^8 \right)$$

- y lo obtengo del modelo de propagación
 $h_{EB}=30m \rightarrow \gamma = 3.52$

- No tengo k
Pero sabemos $\sqrt{3}k = \frac{D}{R}$

$$k_{min} = \left\lceil \frac{(D_{min}/R)^2}{3} \right\rceil_{ij} = 7$$

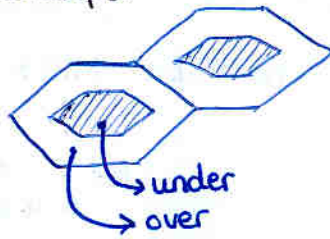
$$\sigma_{\frac{C}{I}} = \sqrt{\sigma_c^2 + \sigma_z^2} = \sqrt{2\sigma_c^2}$$

obtenemos $\frac{C}{I}|_{90\%} = 1.36 \text{ dB}$

Problema 12 del libro

errata en libro: considera 20 radiocanales

Estructura multicapa



Prioridad under
y además si no hay servicio under
no recurrimos a over

$R_{over} = 1 \text{ km}$
30 radiocanales

$$\frac{C}{I} \Big|_{\text{UMBRAL OVER}} = 9 \text{ dB}$$

↑
UPLINK
GSM

$$A_0 / \text{usuario} = 20 \text{ mE}$$

$$\text{densidad usuarios} = 500 \text{ usuarios/km}^2$$

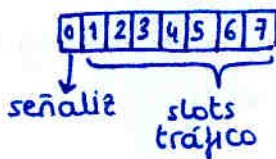
$$P_B |_{\text{SISTEMA}} \leq 1\%$$

$$l_{prop} = l_0 \cdot d^{3.52}$$

↓
 $\gamma = 3.52$

Nota: implicaciones por ser GSM

1 portadora: TDMA 8 slots



PERO: Basta un slot de señalización
en sólo una portadora para el
resto

señalización: slot primero de la
portadora de menor frecuencia

si hay muchas mas portadoras y
necesitamos más slots de señalización,
se pone contiguo al primero

a) Hallar k_{min} en capa OVER

$$\frac{C}{I} \Big|_{\text{DOWN}} \approx \frac{1}{6} \left(\frac{D}{R} \right)^\gamma$$

$$\frac{C}{I} \Big|_{\text{UP}} \approx \frac{1}{6} \left(\frac{D}{R} - 1 \right)^\gamma = \frac{1}{6} (\sqrt{3k} - 1)^\gamma \geq 10^{\frac{9 \text{ dB}}{10}}$$

(...)
↓

$$k \geq 5.32 \rightarrow k_{min} = 7$$

b) $R_{UNDER} = 3 \rightarrow R_{UNDER} ?$

$$R_{UNDERmax} \leftrightarrow P_b$$

Necesitaríamos saber el número de canales
 Interesará darle a OVER el mínimo número de
 portadoras posibles que satisfagan P_b
 además, ya que $k_{OVER} = 7$, supongamos que
 con 7 radiocanales se satisface $P_{b,OVER}$

$$\begin{array}{l} \text{OVER} \rightarrow 7 \text{ radiocanales} \\ \text{UNDER} \rightarrow 23 \text{ radiocanales} \end{array} \xrightarrow[k=3]{} \lfloor \frac{23}{3} \rfloor = 7 \text{ portadoras/celda}$$

$$7 \text{ portadoras} \times 8 \text{ slots} = 56 \text{ slots}$$

¿cuántos para señalización?

si consideramos que la señalización se hace en
 OVER (típico cuando se usa multicapa) tendremos
 56 canales de voz

$$A_0 = 500 \cdot \frac{3\sqrt{3}}{2} R_{UNDER}^2 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 25'98 R_{UNDER}^2$$

$$\left. \begin{array}{l} N = 56 \\ P_b \leq 1\% \end{array} \right\} \xrightarrow{E_r B} A_0 = 37'9 E$$

despejamos

$$R_{UNDERmax} = 1'207 \text{ km}$$

Habría que probar dándole menos canales
 para que el radio sea menor que el de
 OVER

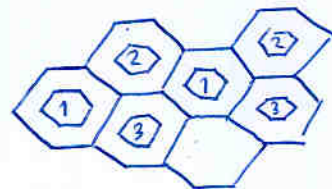
(i.e. tenemos un grado de libertad)

pero a OVER siempre habría que darle un n° de
 canales múltiplo de 7
 de forma que R_{UNDER} irá bajando

$$R_{UNDERmin} \leftrightarrow \frac{C}{I}$$

ⓘ

$$\frac{C}{I} \Big|_{\text{UPLINK UNDER}} = \frac{1}{6} \left(\frac{R_{UNDER}}{D_{UNDER} - R_{UNDER}} \right)^{-8} \geq 10^{-9 \frac{\text{dB}}{10}}$$



Cuidado

$$\frac{D_{UNDER}}{R_{UNDER}} \neq \sqrt{3}k$$

$$\frac{D_{UNDER}}{R_{OVER}} = \sqrt{3}k_{UNDER}$$

y cuidado $D_{UNDER} \neq D_{OVER}$
 ya que k es distinta

se obtiene $R_{UNDER} = 750 \text{ m}$

c) Si sólo usamos OVER
 $k=7$ $A=1\text{km}$ Hallar P_B

$$A_0 = 500 \cdot \frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot 1^2 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 25'98 \text{ E/celda}$$

$$\text{n}^\circ \text{ portadoras: } \left\lfloor \frac{30}{7} \right\rfloor = 4 \text{ port/celda}$$

$$\text{n}^\circ \text{ canales } C = (8 \times \text{n}^\circ \text{ port}) - 1 = 31 \text{ canal/celda}$$

↑
señaliz

} E_{rB} $P_B \approx 5\%$

d) Si se tiene $k_{\text{OVER}} = 7$ con $R_{\text{UNDER}} = \frac{3}{4} R_{\text{OVER}} = 750 \text{ km}$
 $k_{\text{UNDER}} = 3$ $R_{\text{OVER}} = 1 \text{ km}$

Calcular portadoras max en OVER si $P_{B\text{UNDER}} \leq 1\%$

$$A_{0\text{UNDER}} = 500 \cdot \frac{3\sqrt{3}}{2} R_{\text{UNDER}}^2 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 14'61 \text{ E}$$

$$\left. \begin{array}{l} P_B = 1\% \\ A_0 = 14'61 \text{ E} \end{array} \right\} E_{rB} \rightarrow 24 \text{ canales de voz/celda} \rightarrow \left\lceil \frac{24}{8} \right\rceil = 3 \text{ portadoras/celda } \textcircled{i}$$

$$\text{Capa under} = 3 \text{ portad/celda} \cdot k_{\text{UNDER}} = 9 \text{ portadoras}$$

Por tanto Capa over = 21 portadoras

$$\left\lfloor \frac{21}{7} \right\rfloor \times 8 - 1 = 23 \text{ canales/celda OVER}$$

↑ ↑ ↑
portad/celda slots/port señaliz

$$e) P_B \text{ del sistema OVER+UNDER} = \underbrace{P_{\text{ESTAR OVER}}}_{\frac{S_{\text{OVER}}}{S_{\text{TOT}}}} \cdot \underbrace{P_B}_{\text{OVER}} + \underbrace{P_{\text{ESTAR UNDER}}}_{\frac{S_{\text{UNDER}}}{S_{\text{TOT}}}} \cdot \underbrace{P_B}_{\text{UNDER}} \cdot 1\%$$

$$\left. \begin{array}{l} c = 23 \text{ canales/celda} \\ A_0 = 500 \cdot S_{\text{OVER}} \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 11'3E \end{array} \right\} \rightarrow P_B \text{ OVER} = 0'08\%$$

↓
S_{11km} - S_{750m}

Recomienda hacer problema 10