

Comunicacions sense fils

Antonio Satué Villar

PID_00158026

Índex

Introducció	5
Objectius	6
1. Antecedents històrics	7
2. Conceptes generals	9
2.1. Tècniques d'accés múltiple	9
2.2. Tècniques de diversitat	10
2.2.1. Tècniques de diversitat en espai	11
2.3. Propagació	13
3. Sistemes cel·lulars	14
3.1. La idea cel·lular	14
3.2. Funcions d'un sistema cel·lular	19
4. Cobertura	20
4.1. Càlcul de la zona de cobertura	22
4.2. Esvaiments ràpids	24
5. Pèrdues de propagació en exteriors i interiors	26
5.1. Propagació sobre espai lliure	26
5.2. Propagació sobre terra plana	27
5.3. Model de Lee	30
5.4. Model d'Okumura-Hata	30
5.5. Model COST 231	31
5.6. Model Erceg	36
5.7. Model ECC-33	37
Activitats	39
Exercicis d'autoavaluació	39
Solucionari	41
Glossari	42
Bibliografia	42
Annex	43

Introducció

El principal objectiu d'aquesta assignatura és entendre el funcionament dels sistemes telemàtics sense fils que hi ha en el mercat actualment. Però per a fer-ho, cal veure prèviament quines són les peculiaritats de les transmissions sense fils i això és el que veurem en aquest mòdul.

En el primer apartat fem un recull de les dades més significatives en l'avenç dels sistemes de radiotelefonía pública que ens servirà per a ubicar en el temps alguns dels sistemes sense fils més importants.

En el segon apartat expliquem tres conceptes bàsics: la manera en què diversos usuaris accedeixen al medi aire (mètodes d'accés), maneres per a fer més robusta la comunicació (tècniques de diversitat) i finalment fem una breu descripció dels factors que influeixen en la propagació de les ones.

En sistemes de gran abast cal posar diverses antenes per a donar servei als usuaris, ja que amb una sola antena no arribem a tothom (és el cas de la cobertura GSM a Espanya, per exemple). En aquests casos, les transmissions que fan les estacions base cap als terminals mòbils han d'estar coordinades. Pensem, per exemple, en un usuari que es troba just en el límit de dues cèl·lules (una cèl·lula és l'àrea a la qual arriba el senyal d'una antena); aquest usuari ha de saber quan i com fer el canvi de cèl·lula. Tots aquests procediments els veurem en el tercer apartat, dedicat als sistemes cel·lulars.

En el quart apartat calcularem la cobertura d'un sistema. Per a fer-ho, apliquem una expressió matemàtica que, per la seva importància, deduïm en el text.

Finalment, en el cinquè apartat fem un recull de mètodes de càlcul de pèrdues de propagació. Alguns serviran per a àrees obertes, altres per a àrees muntanyoses, altres per a espais tancats, etc. Tots aquests mètodes són aproximats (l'única mesura exacta s'obté anant al lloc físic i mesurant), però són una aproximació necessària de fer quan volem plantejar-nos el disseny d'un sistema.

Objectius

Els continguts d'aquest mòdul han de permetre als estudiants:

- 1.** Descriure la filosofia cel·lular.
- 2.** Descriure la diversitat en xarxes mòbils.
- 3.** Diferenciar els mètodes d'accés.
- 4.** Descriure les funcions d'un sistema cel·lular.
- 5.** Descriure els elements que defineixen la cobertura.
- 6.** Descriure els fenòmens que causen les pèrdues.
- 7.** Calcular cobertures.
- 8.** Calcular pèrdues en medis oberts i tancats.
- 9.** Comparar els ordres de magnitud de les pèrdues en medis oberts.

1. Antecedents històrics

En aquest apartat farem un breu recorregut pels moments més significatius de la telefonia mòbil.

L'any 1921, a les ciutats de Nova York i Detroit, es fan experiències a una freqüència de 2 MHz per a transmetre missatges d'avís als cotxes de policia perquè s'aturin i truquin a la central amb un telèfon convencional. El 1927 a Detroit van tancar el sistema pels constants errors.

El 1929, a Cleveland, instal·len un sistema en AM (modulació d'amplitud) que permet la transmissió de missatges de veu de la central als cotxes. El 1930, a Bayonne (Nova Jersey), funciona un sistema *full-duplex* (permet la transmissió bidireccional de la central als cotxes i dels cotxes a la central), però amb poca qualitat.

L'any 1935, Edwing Armstrong inventa l'FM (modulació en freqüència), que té una qualitat millor que l'AM. El 1939, a Connecticut s'implementa el primer sistema mòbil d'FM bidireccional.

El 1946, l'empresa AT&T estableix a Sant Louis una xarxa mòbil. Era un sistema manual, en el qual un operador/a situat en l'estació base encaminava la trucada. A més, disposava d'un únic transmissor potent (radi d'abast d'uns 50 km) amb els problemes típics de congestió (quan un mòbil entra, pregunta quina freqüència pot utilitzar i potser no n'hi ha cap de lliure).

Poc després, el 1947, els laboratoris Bell proposen les bases del sistema cel·lular: es divideix la zona en petites zones (de radi inferior a 30 km) on es poden reutilitzar freqüències. Així, si una cel·la té molt de trànsit, la podem dividir en cel·les més petites i alhora disminuïrem la potència d'emissió.

No és fins a l'any 1979 que neix el primer sistema cel·lular: AMPS (*advanced mobile phone service*) a Chicago.

El 1981, Noruega, Suècia, Finlàndia i Dinamarca creen l'NMT (*nordic mobile telephone*). A Espanya apareix el 1982 com a NMT-450 (que utilitza la banda de 450 MHz).

El 1985, la Gran Bretanya crea el TACS (*total access communication system*), que és una variació de l'AMPS. A Espanya apareix el 1990 amb el nom *TACS-900* (va a 900 MHz), també conegut com a *Moviline*. A aquests sistemes cel·lulars descrits fins ara se'ls coneix com la primera generació cel·lular. Es caracteritzen per utilitzar modulació FM i accés FDMA (cada comunicació disposa d'una banda freqüencial durant tot el temps).

El gran augment d'usuaris fa necessària una modulació digital per tal d'incrementar la capacitat sense augmentar la banda freqüencial necessària. Seran els sistemes de segona generació. El 1982, dins la CEPT (*Conference of European Post and Telecommunications Administration*) es crea el GSM (*groupe special mobile*).

L'any 1992 apareix el GSM a Europa (va a 900 MHz; i fa servir un accés TDMA, on cada comunicació fa servir una banda freqüencial però només durant un temps). L'any 1993 apareix el DCS a Europa, un sistema anàleg a GSM però que treballa a la freqüència de 1.800 MHz i, per tant, permet un major nombre d'usuaris. Al Japó utilitzen el JDC i a Amèrica el D-AMPS (estàndard IS-54).

GSM va néixer com un sistema pensat per a transmetre veu. Però l'aparició d'Internet i la major necessitat de transmetre dades han fet aparèixer nous sistemes pensats per a dades. Així, l'any 1997 apareix el GPRS, el 1999 apareix UMTS i el 2001 apareix HSDPA; la diferència bàsica entre tots tres és la velocitat de dades diferent que permeten.

Paral·lelament han aparegut sistemes de telefonia sense fils (de curt abast, pensats inicialment per a substituir el fil del telèfon per un enllaç de ràdio), de missatgeria (quan la comunicació és intrínsecament unidireccional) i xarxes privades (quan el grup d'usuaris del sistema mòbil és reduït). En el futur es volen integrar aquests sistemes i els de telefonia pública en un de sol.

En el següent quadre es mostra, de manera resumida, l'evolució dels sistemes mòbils. Per a fer-ho, s'han classificat en quatre blocs: telefonia pública, telefonia sense fils, missatgeria i telefonia privada. Observem que la tendència futura és a integrar tots els sistemes en un de sol i que els que més evolucionen són els que van a un mercat més ampli (els dos primers).

		1a. gener. 1980	2a. gener. 1990	3a. gener. 2000	4a. gener. 2010
Gran públic (\$\$)	Telefonia pública	NMT TACS	GSM DCS	GPRS EDGE	HSDPA
	Telefonia sense fils	CT1 CT2	DECT	UMTS	MBS
	Missatgeria	POCSAG	ERMES		
	Telefonia privada	MPT1327	TETRA		

Els sistemes de quarta generació (MBS, *mobile broadband system*) estan pensats per a oferir una amplada de banda gran (fins a 155 Mbps) i des del 2010 ja han començat a entrar en el mercat.

2. Conceptes generals

En aquest apartat exposarem alguns conceptes generals bàsics quan parlem de comunicacions sense fils: els mètodes que fan servir els usuaris per a accedir al medi aire, les tècniques de diversitat que permeten fer més robusta la comunicació i els factors que influeixen en la propagació de les ones.

2.1. Tècniques d'accés múltiple

En els serveis de radiocomunicacions mòbils multiusuari, els usuaris del sistema han de compartir un canal de transmissió comú. Així, cal habilitar tècniques perquè els usuaris puguin accedir al canal i que el sistema pugui saber quin és el senyal de cada usuari.

Les tècniques actuals de compartició de canals poden dividir-se en:

- **Accés aleatori** (per exemple, *aloha*, on llencem un paquet de dades i esperem que no hi hagi col·lisió).
- **Transmissió simultània** (dividim la freqüència o el temps en ranures, i permetem l'accés a aquestes ranures).

Les tècniques de transmissió simultània més importants són TDMA, FDMA, CDMA i OFDMA. A continuació comentarem els seus aspectes bàsics:

FDMA (*frequency division multiple access*)

La banda total disponible es divideix en un determinat nombre de radiocanals (normalment, les bandes d'emissió i recepció estan separades en freqüència).

El nombre total de radiocanals assignats a una determinada cèl·lula estan disponibles per a aquells usuaris que volen iniciar una trucada o aquells que la reben.

Cada freqüència suporta una única comunicació simultània.

A qualsevol usuari del sistema se li pot assignar qualsevol dels canals que es trobin disponibles en qualsevol dels seus transmissors.

TDMA (*time division multiple access*)

Cada radiocanal suporta un determinat nombre de “circuits” multiplexats en temps.

L'estructura d'un canal TDMA és més complicada que la d'un canal FDMA. El sistema TDMA crea una matriu temps-freqüència: en cada freqüència existeix un determinat nombre de ranures en temps. Cada posició de la matriu és un “circuit” al qual es pot accedir per qualsevol mòbil (un mòbil accedeix a una ranura d'una determinada freqüència). Cada mòbil amb accés a un d'aquests canals transmet la informació a ràfegues dins la ranura de temps assignada.

Resumint, a cada usuari se li assigna un interval temporal durant el qual se li assigna tota la banda.

CDMA (*code division multiple access*)

Tots els usuaris comparteixen la mateixa banda de freqüències i transmeten simultàniament en el temps. Cada usuari ocupa tota la banda durant tot el temps.

Cada mòbil té assignada una seqüència de codi única, diferent de la resta de codis i, en teoria, ortogonal a totes elles. En parlarem amb més profunditat en l'apartat 3.2 del quart mòdul.

Resumint, la informació de cada usuari es codifica amb uns codis d'identificació. En el receptor, amb un procés de correlació, es pot separar la informació útil.

OFDMA (*orthogonal frequency division multiple access*)

En OFDMA dividim el canal en un conjunt de subportadores que es reparteixen en grups depenent de les necessitats dels diversos usuaris. En funció de les condicions del canal aire i les necessitats dels usuaris es va canviant l'assignació de subportadores a cada usuari.

Aquest sistema és robust als multicamins ja que la durada dels símbols per transmetre és més gran que si no dividíssim l'amplada de banda disponible.

2.2. Tècniques de diversitat

En comunicacions mòbils el canal és un medi hostil, que canvia amb el temps; tant pot canviar perquè el mòbil es mou com perquè el medi canvia les seves

Diferents usos

En els sistemes analògics de primera generació s'usa FDMA. A Europa, els sistemes digitals de segona generació usen TDMA, mentre que als Estats Units s'han definit estàndards basats en TDMA (per exemple, l'IS-54) i en CDMA (per exemple, l'IS-95). La majoria dels sistemes de tercera generació són CDMA (per exemple, l'UMTS) i OFDMA (per exemple, el 802.16e).

proprietats (obstacles en el camí, pluja...). Les tècniques de diversitat pretenen obtenir dos o més **camins diferents de propagació**.

Les tècniques de diversitat poden ser de tres tipus:

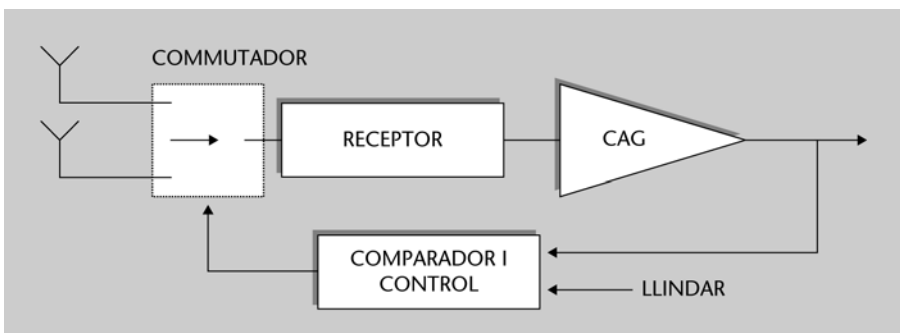
- **En freqüència:** transmetrem a dues freqüències distintes. Utilitza molta amplada de banda, que és un recurs car.
- **En temps:** es tracta de transmetre la informació en instants diferents. O sigui, tenim els recursos ocupats el doble de temps. Si tenim molts usuaris a qui hem de donar servei en poc temps, haurem de duplicar els recursos.
- **En espai:** disposarem de dues (o més) antenes convenientment separades en el receptor. Encarim el receptor però no augmentem l'amplada de banda requerida. Comentarem més detingudament aquestes, que són les habituals.

2.2.1. Tècniques de diversitat en espai

Si fem una experiència de posar dues antenes en un mòbil i avaluar la relació senyal/soroll (S/N) instantània, podem observar que per a un instant concret, potser una està malament i l'altra bé. En funció de com processem els senyals de les antenes, tenim les tres tècniques de diversitat en espai:

Per commutació

Diversitat en espai per commutació



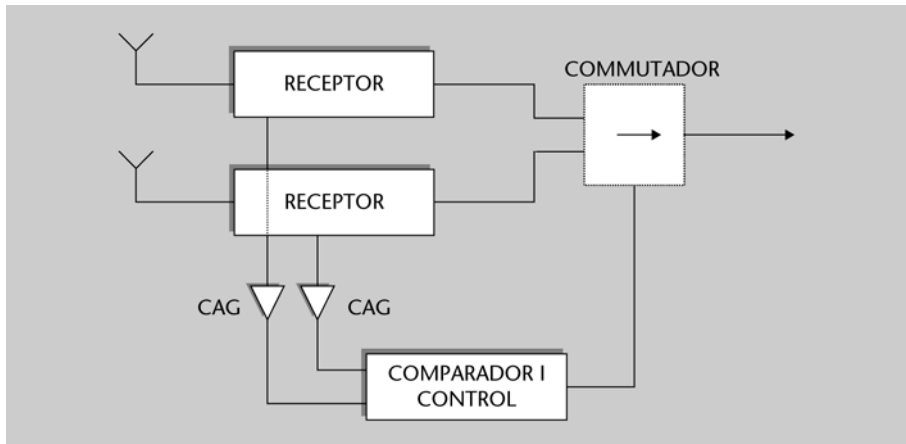
Tal com veiem en la figura anterior, el commutador selecciona una antena. Quan el nivell a l'entrada del comparador és inferior a un llindar, commuta a l'altra antena. El CAG és un control automàtic de guany.

- **Avantatge:** utilitza un sol receptor.
- **Inconvenient:** si en les dues antenes hi ha poc senyal, el circuit comença a oscil·lar, ja que el circuit troba que tots els senyals estan sota el llindar. A la pràctica es fa que el commutador actuï un cert temps després que el senyal estigui sota el llindar.

Per selecció

Tal com veiem en la figura següent, tenim dos receptors treballant simultàniament. Escollirem el millor en cada moment.

Diversitat en espai per selecció



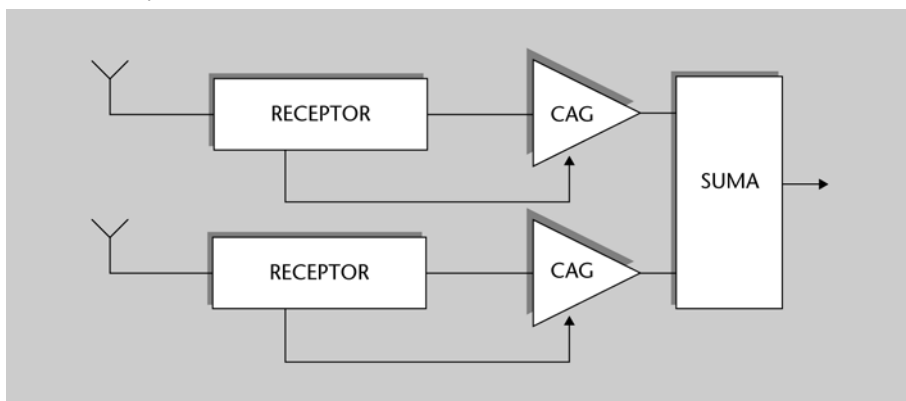
- **Avantatges:**

- Aquí sempre ens quedem amb el millor senyal (abans es fixava un llindar).
- En commutar els senyals ja estan sincronitzats. Així, el transitori en commutar serà menor, però segueix estant.

- **Inconvenient:** requereix tants receptors com antenes.

Per combinació de màxim guany (MRC)

Diversitat en espai MRC



Tal com mostra l'esquema de la figura anterior, sumarem els dos senyals en fase i els ponderarem en funció del S/N de cada senyal.

- **Avantatge:** ens evitem la commutació.

Com que l'estació base no té problemes per a emetre potència (tenen connexió a la xarxa elèctrica), però els mòbils sí (solen funcionar amb bateries), normalment la diversitat s'aplica en l'enllaç ascendent (es posen dues antenes en l'element que rep el senyal que prové de l'element que funciona amb bateries).

Enllaç ascendent

És el que va des dels terminals fins a l'estació base.

La diversitat ens permet aconseguir bones taxes d'error amb valors raonables de S / N .

Per exemple, un sistema que fa servir una modulació QPSK (modulació de fase amb 2 bits per símbol) sense diversitat té una probabilitat d'error per bit: $p_B = 1 / (2 \cdot S / N)$. Si afegim diversitat, els valors de p_B són $p_B = 3 / (2 \cdot (S / N)^2)$ si fem servir selecció d'ordre 2 i $p_B = (1 / 2) (3 / (2 (S / N)^2))$ si fem servir MRC d'ordre 2.

Així, per a garantir $p_B = 10^{-3}$ sense diversitat necessitem $S / N = 27$ dB, amb selecció d'ordre 2 necessitem 16 dB i amb MRC d'ordre 2 necessitem 14,4 dB. Es veu clarament que en un entorn "complicat", els sistemes amb diversitat són millors.

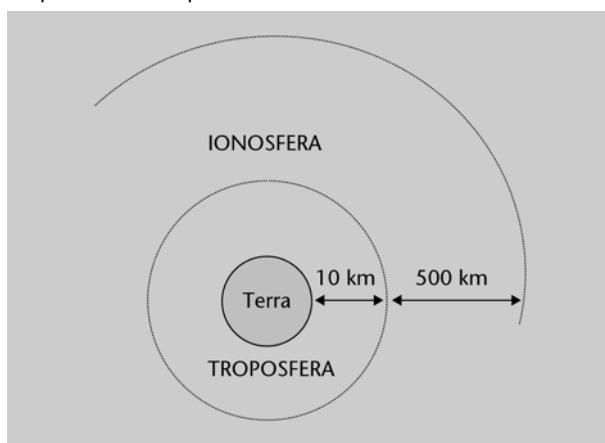
2.3. Propagació

Quan una ona viatja per l'aire, va perdent energia a causa de diversos factors:

- **Troposfera:** és una capa que va des de la superfície de la Terra fins a una alçada de 10 km (vegeu la figura següent). És en aquesta capa on es produeixen els fenòmens atmosfèrics. La pluja és important a altes freqüències (superiors a 10 GHz), ja que la dimensió de les gotes és comparable a la longitud d'ona.
- **Ionosfera:** és una capa ionitzada que va des d'on acaba la troposfera fins a 500 km de la Terra. Hi ha dos fenòmens a destacar:
 - Si la freqüència és inferior a 30 MHz, el senyal rebota (per això podem sentir les tempestes a gran distància).
 - La càrrega d'ions de dia i de nit és diferent. Per tant, una emissora que aprofiti els rebots haurà de canviar de freqüència.
- **Terra:** la superfície terrestre no és homogènia i, per tant, tenim molts rebots (reflexions). També cal considerar la curvatura de la Terra (només en grans radioenllaços), i és habitual elevar 40 metres emissor i receptor per cada 40 km de distància, per tal de compensar-la.

En comunicacions mòbils (utilitzen freqüències al voltant dels 1-2 GHz) només hem de considerar les pèrdues degudes a reflexions (i a la distància, evidentment). Només ens afectarà la pluja de manera significativa per sistemes que utilitzin freqüències més grans de 10 GHz.

Amplades de les capes externes a la Terra



3. Sistemes cel·lulars

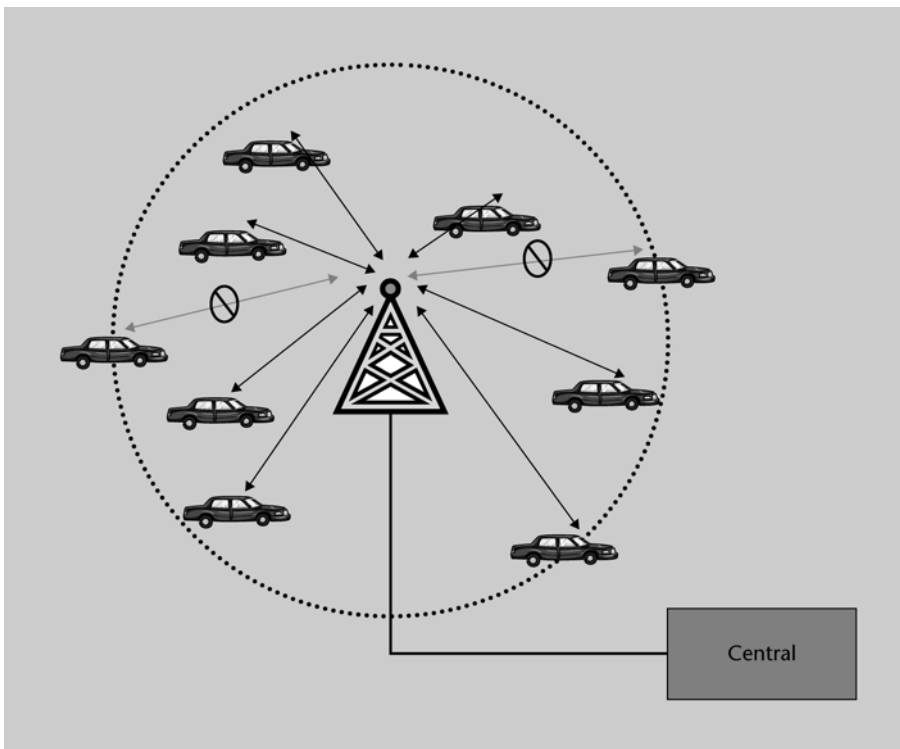
En aquest apartat parlarem de les característiques dels sistemes cel·lulars: el seu fonament teòric, els seus avantatges i els seus inconvenients.

3.1. La idea cel·lular

Els primers sistemes mòbils (any 1946) eren unice·l·lulars (una estació base serveix una gran zona, com en la figura següent). Apareixen diversos problemes:

- Els mòbils han de ser grans i pesats, ja que necessiten molta potència per a poder transmetre a la base.
- Quan sortim d'una cè·l·lula i entrem en una altra, s'ha de tornar a trucar, i no sempre trobarem un canal lliure.

Sistema unice·l·lular



A més, aquests sistemes unice·l·lulars tenen poca capacitat, ja que cada usuari necessita una freqüència.

L'eficiència (η) es defineix com el nombre de canals que es poden ubicar per km^2 .

$$\eta = \frac{B_T / B_C}{S}$$

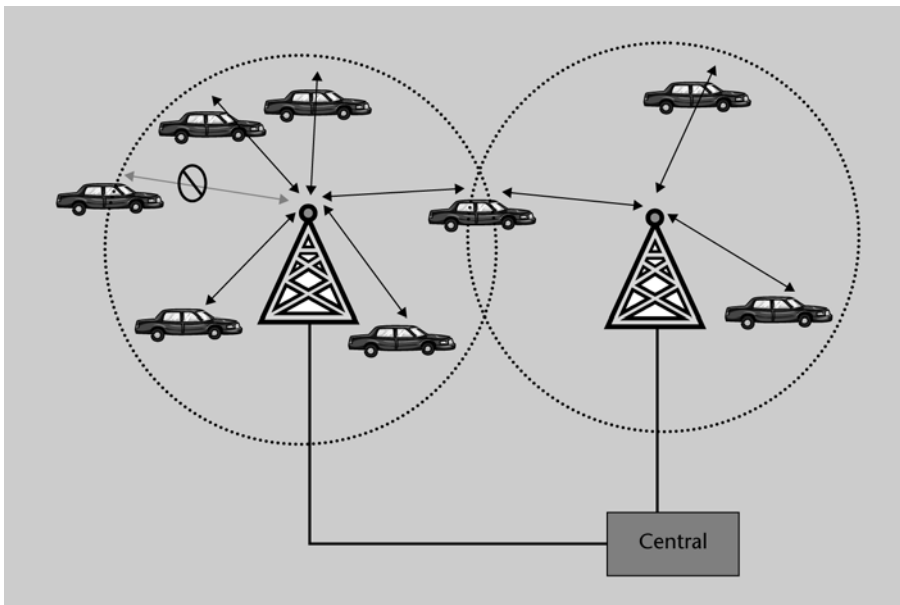
on S és l'àrea de la zona de cobertura, B_T és l'amplada de banda total assignada al sistema i B_C és l'amplada de banda d'un canal.

Per exemple, si $B_T = 1$ MHz, $B_C = 25$ KHz i $S = 314$ km² (cercle de 10 km de radi), llavors $\eta = 0,12$.

Els **sistemes cel·lulars** (figura següent) pretenen **reutilitzar freqüències**. Per a fer-ho, les cèl·lules són més petites i dues cèl·lules convenientment allunyades podran utilitzar les mateixes freqüències. Un avantatge és que en ser les cèl·lules més petites, la potència que han de transmetre els mòbils també serà menor.

Si fem servir un mòbil a prop d'una estació base, la bateria dura més que si ho fem a la perifèria.

Sistema cel·lular



Per a calcular l'eficiència, definim dues variables noves:

K : nombre de cèl·lules que no repeteixen freqüències (mida del clúster).

N_C : nombre de cèl·lules que cobreixen tota l'àrea de cobertura.

Com que η és el nombre de canals d'una cèl·lula dividit per la superfície d'una cèl·lula, el nombre de canals d'una cèl·lula és $(B_T / B_C) / K$ i la superfície d'una cèl·lula és S / N_C , llavors l'eficiència és

$$\eta = \eta_{no\ cel\cdot lular} \cdot \frac{N_C}{K}$$

Per exemple, si $N_C = 9$ i $K = 3$, ara l'eficiència passa de 0,12 a 0,36.

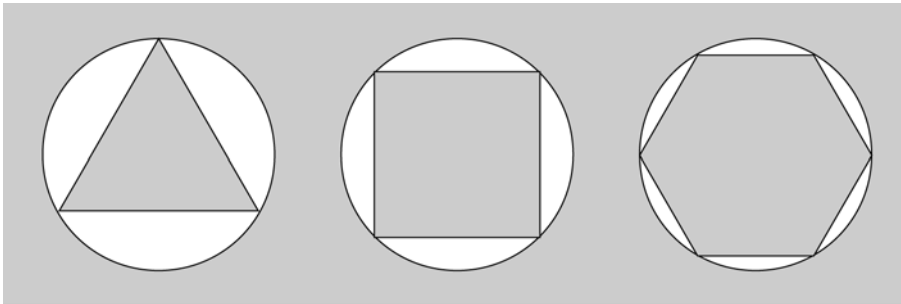
Veiem que l'eficiència és més gran que en els sistemes no cel·lulars, i depèn de la mida del clúster. En haver-hi més d'una cèl·lula caldrà garantir que la comunicació segueixi si l'usuari fa un canvi de cèl·lula (traspàs o en anglès *handover* o *handoff*).

Exemple: tenim una estació base que dóna servei a 10 km^2 i disposa de quaranta canals (f_1, f_2, \dots) de 25 kHz cadascun (en total, 1 MHz). Si ara cobrim la mateixa àrea amb nou cèl·lules ($N_c = 9$), en teoria podríem tenir $40 \times 9 = 360$ canals, però això no pot ser perquè tindriem interferències en els extrems de les cèl·lules. Això obliga a definir clústers. Si definim clústers de tres cèl·lules ($K = 3$), podrem tenir $40 \times 3 = 120$ canals, ja que en cada paquet de tres cèl·lules podrem reutilitzar els quaranta canals. Hem multiplicat l'eficiència per 3 ($N_c / K = 9 / 3 = 3$) i hem aconseguit que els mòbils emetin menys potència en transmetre (són més a prop de l'estació base). L'inconvenient és que ara necessitem vuit estacions base addicionals (més cost).

Quan volem fer una planificació freqüencial, el que volem és, donada una zona per cobrir, calcular quants canals es necessiten i les seves freqüències. En els programaris de planificació no es treballa amb cercles perquè, tot i que la propagació certament depèn de la distància (circular), els cercles no permeten cobrir un plànol sense deixar espais en blanc o sense encavalcar àrees. En la figura següent tenim els tres elements que permeten tessellar: triangle equilàter, quadrat o hexàgon. S'utilitza l'hexàgon per dos motius:

- Sembla un cercle.
- Amb menys potència transmesa cobreix més àrea.

Elements que permeten tessellar



A continuació avaluarem la qualitat d'un sistema cel·lular que fa servir hexàgons i clústers (agrupacions) de set cèl·lules:

Suposarem el pitjor cas:

- Tots els canals interfereixen (les cèl·lules de la segona corona no cal considerar-les, ja que això es compensa amb el fet que algun canal d'alguna cèl·lula de la primera corona no estigui connectat).
- Ens situem en el pitjor punt: perímetre de l'hexàgon (mínima potència útil i màxima potència interferent).

Tessel·lar

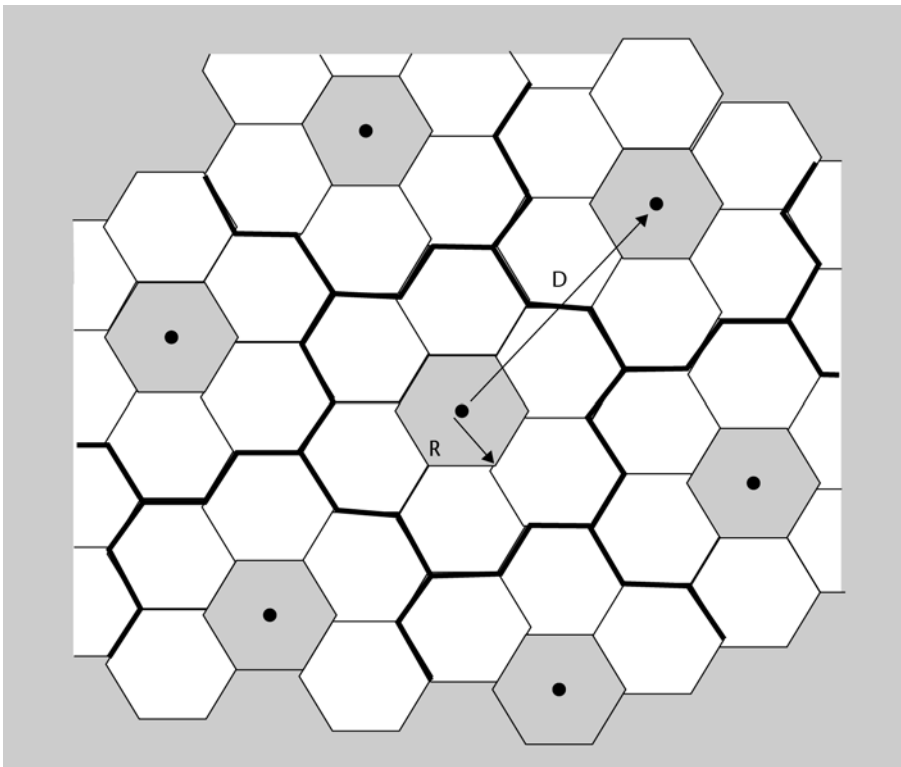
Tessel·lar és cobrir una àrea sense deixar espais i sense encavalcar.

Corones

Entenem com a primera corona aquelles cel·les que són en els clústers en contacte amb el clúster central. La segona corona està formada per les cel·les exteriors als clústers de la primera corona però en contacte amb els clústers de la primera corona.

Amb l'ajuda de la figura següent calcularem la relació senyal/interferència en el mòbil central (és en el perímetre de l'hexàgon central):

Geometria cel·lular amb clústers de dimensió 7



Primer calculem el senyal útil (C):

$$C = \alpha \cdot P_T \cdot \frac{1}{R^\gamma}$$

on α són les pèrdues de les antenes, P_T és la potència transmesa per l'estació base, R és el radi de la cèl·lula i γ és el factor de propagació del medi (els valors típics van des de 2 –per a medis rurals i espai lliure– fins a 5 –medi urbà, medis amb reflexions–). En aquestes expressions totes les variables estan en unitats lineals, no en unitats logarítmiques.

A continuació calculem el senyal interferent (I):

$$I = \sum_i \alpha \cdot P_T \cdot \frac{1}{d_i^\gamma}$$

on d_i és la distància entre el mòbil central i l'estació base i ($i:1,2,\dots,6$) de la primera corona.

Si aproximem $d_1 = d_2 = \dots = D$ (distància de reús), llavors la relació senyal-interferència és:

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

Conclusions:

- Per a un sistema cel·lular interessa atenuació (γ) gran, ja que afecta més les interferències que el senyal útil.

- Per a augmentar la capacitat interessen cèl·lules petites (R petit), però hi haurà problemes amb els canvis de cèl·lula si el mòbil va ràpid (molts traspassos de cèl·lula amb la corresponent senyalització).
- Més distància de reús (D gran) \Rightarrow Necessitem més canals (més freqüències).
- D / R no pot tenir qualsevol valor, ja que, per geometria, hi ha unes relacions entre D i R .

El 6 de l'expressió es deu al fet que la primera corona té sis antenes interferents. Per a augmentar la capacitat del sistema es fa una **sectorització** de les cèl·lules (en lloc d'antenes omnidireccionals s'usen antenes sectorials). Amb antenes de 120° , el nombre d'antenes interferents ja no és sis sinó dos i així es redueix la interferència. L'inconvenient que presenta és que el canvi de sector requereix fer un traspàs (canvi de canal), per la qual cosa la sectorització s'utilitza només en zones de trànsit elevat.

Hem vist que amb clústers de mida 7 es cobria tota la zona de servei, però poden existir clústers de dimensió 4? I de dimensió 5? Geomètricament podríem veure que si agafem quatre cèl·lules, les podem anar repetint en el pla i no deixaríem espais buits, però amb cinc cèl·lules no seria possible. Hi ha una expressió que ens diu quines són les dimensions permeses:

$$N = i^2 + j^2 + i \cdot j$$

on i i j són nombres enters.

Així, els nombres permesos són 1, 3, 4, 7, 9, 12, 13, 16,... $N = 1$ no s'utilitza (reús en les cèl·lules veïnes), però $N = 16$ tampoc (molt consum espectral).

Geomètricament també es pot deduir la següent expressió, que relaciona la dimensió del clúster amb les distàncies D i R :

$$N = \frac{1}{3} \cdot \frac{D^2}{R^2}$$

La deducció d'aquestes dues expressions es pot trobar en l'apartat 6.5 del llibre *Comunicacions mòviles* referenciat en la bibliografia general de l'assignatura.

Un sistema analògic requereix un C / I superior a 18 dB, mentre que un sistema digital en té prou amb un C / I superior a 9 dB. Els sistemes digitals són més immunes a les interferències i poden treballar amb clústers petits (permeten més capacitat en el mateix espectre).

Així, per a fer un disseny, es calcula la N a partir de la C / I que necessitem. Per exemple, per a $\gamma = 4$ (urbà) i $C / I > 18$ dB podem trobar que $(D / R) > 4,41$ i d'aquí $N > 6,48$, i per tant $N_{permès} = 7$. Si $C / I > 9$ dB, llavors amb $N = 3$ el sistema ja funciona (suporta millor les interferències).

Nombres ròmbics

Els valors de N que compleixen aquesta expressió se'ls coneix com a *nombres ròmbics*.

3.2. Funcions d'un sistema cel·lular

A continuació definim les funcions més característiques que un sistema cel·lular ha d'incloure.

1) Traspàs (*handover*)

Consisteix a donar continuïtat a la comunicació quan canviem de cèl·lula. L'usuari ha d'ignorar on són els límits de les cèl·lules. Uns tons de supervisió ajuden a veure la qualitat de l'enllaç.

Associat amb això hi ha el concepte d'**histèresi** en la localització: quan un mòbil està engegat (encara que no estigui en comunicació) en un sistema que té definida una histèresi de x dB, si el mòbil veu una estació que millora en x dB la que té, farà un traspàs. Són actualitzacions innecessàries de la base de dades.

Característiques:

- Automàtic, sense intervenció de l'usuari.
- Consumeix temps.
- En reduir la mida de la cèl·lula, augmenta el nombre de traspàsos.

2) Localització

Quan el mòbil està encès però no està comunicant-se, aquest ha d'estar localitzable per si el truquen. El mòbil ha de dir al sistema on és (es localitza).

3) Recerca (*paging*)

Quan el mòbil té una trucada entrant, es consulten les bases de dades per a saber en quina zona és el mòbil. Després, via ràdio es fa un *broadcast* (missatge de grup) a la zona on és el mòbil (*paging*).

Associat amb això hi ha els conceptes d'*attach/detach*. Quan un terminal no està sota cobertura el sistema el segueix buscant infructuosament, ja que sap que el terminal està encès. El sistema pot fer *detach* (usuari inaccessible) després d'unes recerques infructuoses. GSM fa que cada cert temps el terminal es registri. Si no ho fa, el declara inaccessible. Quan nosaltres apaguem el terminal, fa *detach* i espera confirmació de la xarxa.

4) Accés

Quan el mòbil vol trucar cal gestionar un protocol, ja que no hi ha un canal de mòbil a base associat a cada mòbil i hi pot haver col·lisions.

5) Itinerància (*roaming*)

És la cobertura internacional (o nacional amb altres operadors), és a dir, la possibilitat d'utilitzar el telèfon mòbil des de l'estranger o des d'una zona nacional no coberta per l'operador propi. Per a fer itinerància, cal que els operadors es posin prèviament d'acord.

4. Cobertura

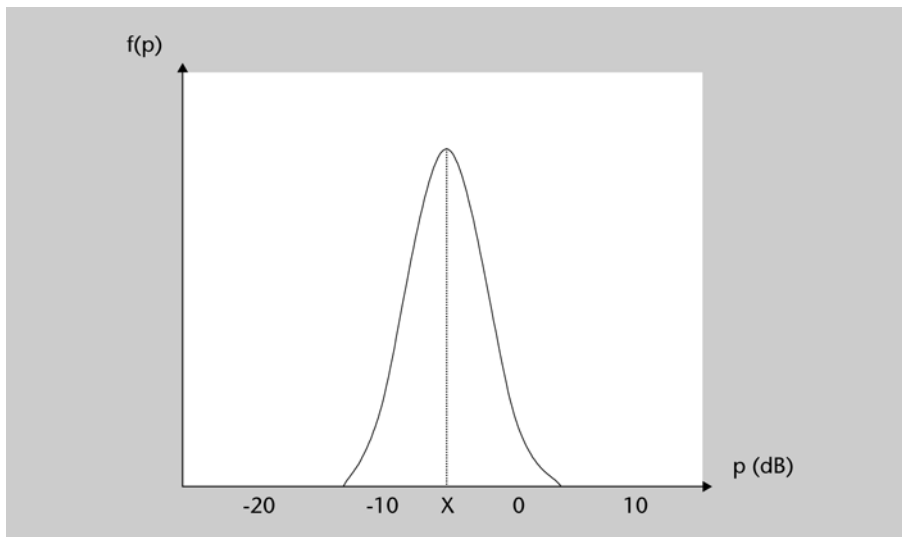
Per a saber quines pèrdues de propagació introduirà un canal mòbil, necessitem trobar un model matemàtic per a aquest canal. Així, no hi haurà la mateixa atenuació entre dos punts separats x quilòmetres si aquests dos punts tenen una visió directa que si hi ha un obstacle entre ells.

Es defineixen tres tipus de canals:

1) **Canal gaussià:** és el model que s'ha d'aplicar quan el camí de transmissió és ideal. Té una densitat espectral de potència constant sobre l'amplada de banda i una funció de densitat de probabilitat gaussiana. Seria el cas d'una transmissió entre dos punts sense rebots.

En la figura següent podem veure un canal en què l'atenuació esperada és x dB. Hi ha probabilitats que l'atenuació sigui major o menor, però sol estar al voltant del valor esperat.

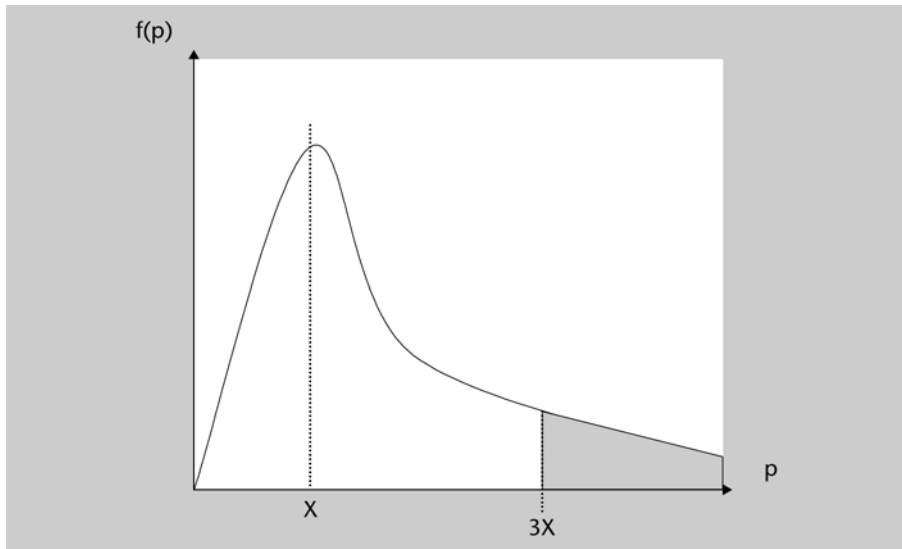
Funció de densitat d'un canal gaussià



2) **Canal Rayleigh:** es dóna quan només tenim rebots (no tenim visió directa entre emissor i receptor).

En la figura següent podem veure un canal d'aquest tipus. L'atenuació esperada està al voltant de x dB, però veiem que és possible tenir atenuacions molt més grans (per exemple, l'àrea ratllada és la probabilitat que l'atenuació sigui superior a $3x$).

Funció de densitat d'un canal Rayleigh

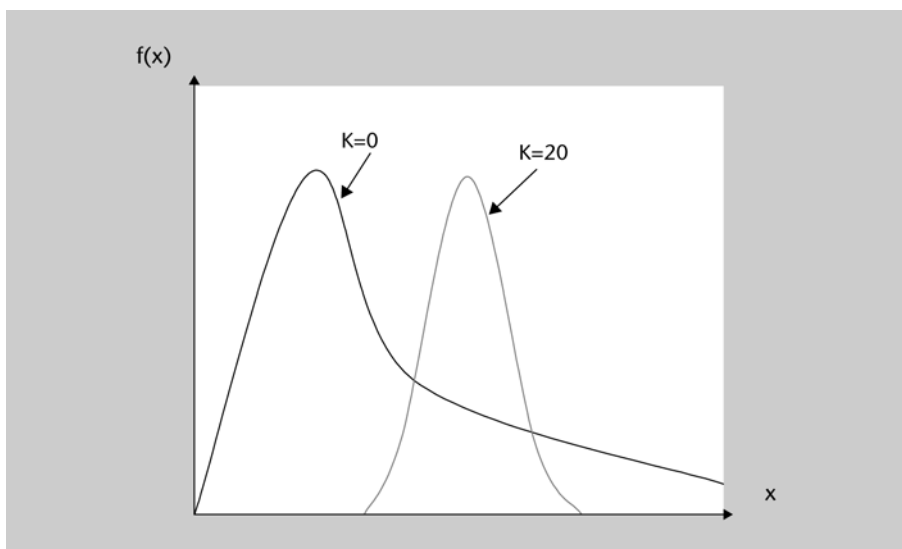


3) **Canal Rice:** es dona quan tenim un camí amb visió directa (LOS) i altres sense visió directa (NLOS). Això fa que els esvaïments siguin menys profunds. Les corbes depenen d'un paràmetre $K = \text{potència del camí dominant} / \text{potència dels camins no directes}$. Si $K = 0$, estem parlant d'un canal Rayleigh, i si K és gran estem parlant d'un canal gaussià (vegeu la figura següent).

LOS i NLOS

LOS significa *line-of-sight*, o sigui, que hi ha visió directa. NLOS significa el contrari.

Funció de densitat d'un canal Rice



L'atenuació d'un canal es pot deure a tres motius:

1) pèrdues de propagació degudes a la distància: són les que determinen la potència mitjana. Si tenim una estació base que transmet una potència P_T , tots els mòbils que estiguin a una mateixa distància de l'estació rebran una potència P_R .

2) esvaïments lents, també anomenats *shadowing*, deguts a zones d'ombra (per exemple, un cotxe que passa per dins un bosc). Si entre l'estació base i les terminals hi ha obstacles, la potència rebuda serà diferent de l'esperada. Enten-

nem per *zona de cobertura* el percentatge de llocs dins aquest cercle que reben una potència suficient perquè funcioni un terminal mòbil.

La potència mínima que ha d'arribar a un mòbil perquè funcioni correctament es diu **sensibilitat**.

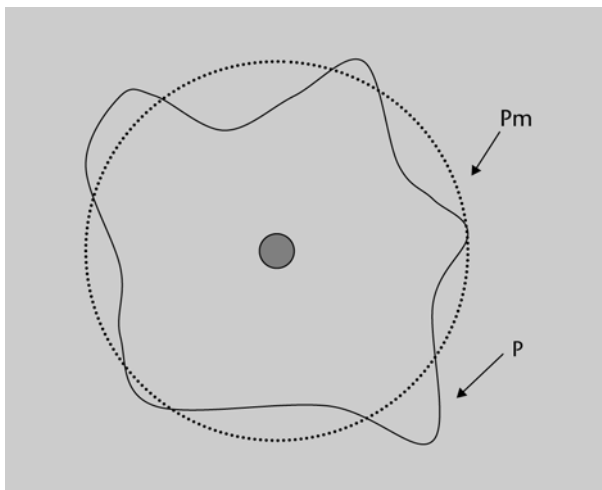
3) esvaïments ràpids, també anomenats *fast fading*, deguts a propagació multicamí. Aquestes variacions brusques i curtes provoquen una ràfega d'errors.

La zona de cobertura és determinada pels dos primers motius i la probabilitat d'error pel tercer. Caldrà trobar un model matemàtic que s'assembli a la realitat física.

4.1. Càlcul de la zona de cobertura

Suposem que un mòbil se situa a una distància D d'una estació base i rep una potència P . Si ara desplaçem aquest mòbil al voltant de l'estació base, intentant que sempre rebí la mateixa potència P , no descriurà una trajectòria circular perfecta, pels esvaïments lents comentats anteriorment. Així, per exemple, faria la trajectòria marcada amb una P en la figura següent. Si volem que la trajectòria sigui circular i que la potència mitjana rebuda en aquesta trajectòria continuï essent P , aconseguim el cercle marcat amb P_m .

Efecte dels esvaïments lents



La potència mitjana local (té esvaïments lents) és una variable aleatòria del tipus log-normal. Això vol dir que la potència mitjana expressada en dB és normal (gaussiana). La seva funció de densitat és:

$$f(p) = \frac{1}{\sigma_p \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2} \frac{(p - p_m)^2}{\sigma_p^2}}$$

on p és la potència instantània [dB], p_m és la potència instantània mitjana [dB] i σ_p és la desviació [dB].

Observació

Hi ha taules amb els valors de σ_p per a diferents entorns.

Per tal que un mòbil funcioni, la potència rebuda (P) ha de ser superior a la sensibilitat (P_u). La probabilitat que això sigui així és:

$$\text{prob}\{P \geq P_u\} = \int_{P_u}^{\infty} f(p) \cdot dp$$

Substituint,

$$\text{prob}\{P \geq P_u\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_p} \cdot \int_{P_u}^{\infty} e^{-\left(\frac{p-p_m}{\sqrt{2} \cdot \sigma_p}\right)^2} \cdot dp$$

Si fem un canvi de variable $t = \frac{p-p_m}{\sqrt{2} \cdot \sigma_p}$

$$\text{prob}\{P \geq P_u\} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_{\frac{P_u-p_m}{\sqrt{2} \cdot \sigma_p}}^{\infty} e^{-t^2} \cdot dt$$

Aquesta integral no és resoluble analíticament. Però si fem servir una funció tabulada (vegeu l'annex) que està definida com a

$$\text{erf}(x) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_x^{\infty} e^{-t^2} \cdot dt$$

llavors podem arribar a

$$\text{prob}\{P \geq P_u\} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \text{erf}\left(\frac{P_u - p_m}{\sqrt{2} \cdot \sigma_p}\right)$$

Aquesta expressió ens relaciona la probabilitat que un mòbil funcioni correctament (o el percentatge de mòbils dins una certa àrea de cobertura que funcionaran correctament), la sensibilitat dels terminals, la potència mitjana (que podem calcular a partir de la distància entre el terminal i l'estació base) i la desviació del medi (un medi amb molts obstacles tindrà una desviació més gran).

Fem un exemple amb números. Suposem un medi amb una desviació de 10 dB i suposem també que els mòbils que estiguin en els extrems de la zona de cobertura rebran una potència de -100 dBm. Si la sensibilitat dels mòbils és -110 dBm, el percentatge de terminals que rebran correctament és

$$\text{prob}\{P \geq P_u\} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \text{erf}\left(\frac{-110 - (-100)}{\sqrt{2} \cdot 10}\right) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \text{erf}\left(\frac{-1}{\sqrt{2}}\right)$$

Tenint en compte que la funció $\text{erf}(x)$ té simetria imparella i que $\text{erf}\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = 0,68$, obtenim que $\text{prob}\{P > P_u\} = 0,84$. Això significa que el 84% dels terminals rebran correctament.

Simetria imparella

Simetria imparella de $\text{erf}(x)$ significa que $\text{erf}(-x) = -\text{erf}(x)$.

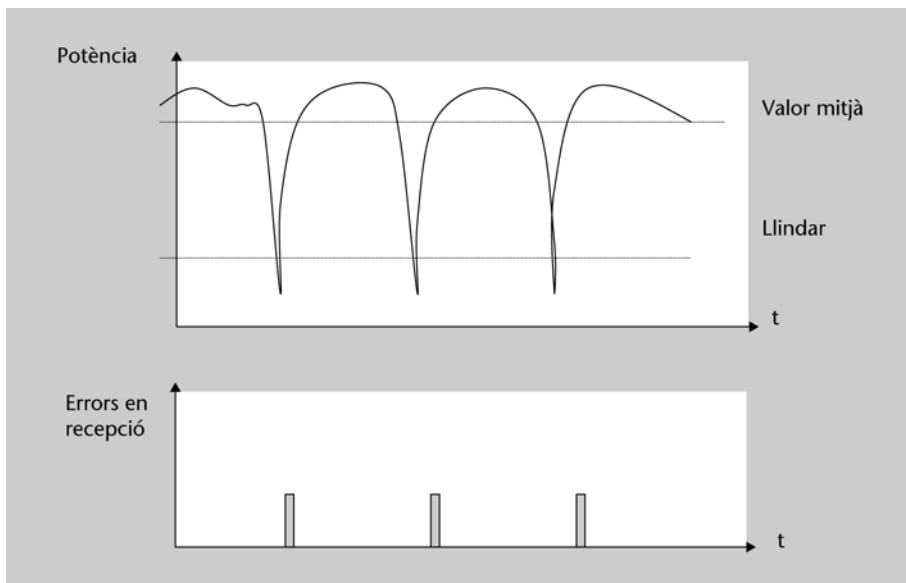
Si mantenim els valors anteriors però suposem que el medi és més bo (desviació = 1 dB), en aquest cas $\text{prob}\{P > P_u\} = 0,99999$. O sigui, gairebé el 100% dels terminals reben correctament.

4.2. Esvaïments ràpids

En un entorn mòbil, la propagació multicamí provoca que en certs instants tinguem esvaïments curts (ràpids) però profunds. El nostre objectiu és avaluar els errors produïts per aquest fet.

En la figura següent veiem que per sota d'un cert nivell de potència rebuda (nivell llindar), es produeixen errors en la recepció.

Efecte dels esvaïments ràpids



Quan tenim un esvaïment, la relació senyal a soroll (S/N) disminueix i augmenta la probabilitat d'error. Aquesta probabilitat d'error depèn de la modulació, el tipus de canal, la diversitat i el S/N . Per exemple, amb modulació MSK i canal Rayleigh, la probabilitat d'error és determinada per la següent expressió:

$$\text{prob}\{\text{error}\} = \frac{1}{2 \cdot S/N}$$

mentre que amb modulació MSK i canal Rayleigh però amb diversitat MRC d'ordre 2 (dues antenes), l'expressió és:

$$\text{prob}\{\text{error}\} = \frac{3}{4 \cdot (S/N)^2}$$

Exemple

En un sistema MSK sense diversitat afectat per esvaïments Rayleigh en què volem que la probabilitat d'error sigui inferior a 10^{-3} , la relació senyal/soroll mínima ha de ser 500 (27 dB). En canvi, si afegim diversitat MRC d'ordre 2, aquesta relació senyal/soroll mínima ha de ser 27,38 (14,3 dB). Clarament, la diversitat ens permet treballar en entorns més sorollosos.

5. Pèrdues de propagació en exteriors i interiors

Per a avaluar aquestes pèrdues, podem fer la següent classificació dels mètodes existents:

1) **Semiempírics**: surten a partir de mesures i de raonaments teòrics. Els més coneguts són:

a) **Espai lliure**: només considera la freqüència i la distància emissor-receptor. És un mètode optimista.

Mètode optimista

Un mètode és optimista si, en general, l'atenuació real és superior a la que dona el mètode.

b) **Terra plana**: no considera la freqüència, però sí l'alçada de les antenes. És un mètode pessimista. Té algunes versions més sofisticades:

Mètode pessimista

Un mètode és pessimista si, en general, l'atenuació real és inferior a la que dona el mètode.

- Terra plana + Egli: com el de terra plana, però considera la freqüència (aquest terme dependent de la freqüència és empíric).
- Quan hi ha alguna aresta en el camí, cal afegir una atenuació suplementària.
- Quan hi ha més d'una aresta (entorn de muntanya) hi ha diversos mètodes per a calcular l'atenuació suplementària (Bullington, Epstein i Peterson, Deygout, Picquernard). Estudiarem aquest últim.

2) **Empírics**: surten a partir de mesures que s'han fet sobre el terreny. Alguns d'ells són:

- Lee
- Okumura-Hata
- COST 231
- Erceg
- ECC-33

5.1. Propagació sobre espai lliure

Aquest mètode considera que la potència rebuda (P_R) depèn de la potència transmesa (P_T), del guany del transmissor (G_T) i del receptor (G_R), de la distància (d) i de la longitud d'ona del senyal ($\lambda = c / f$).

$$P_R = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot (\lambda / (4 \cdot \pi \cdot d))^2$$

A continuació tenim la fórmula en dB, on $G_R[\text{dB}] = 10 \cdot \log G_R[\text{lin}]$.

$$P_R [\text{dBm}] = P_T [\text{dBm}] + G_T [\text{dB}] + G_R [\text{dB}] - 20 \cdot \log ((4 \cdot \pi \cdot d) / \lambda)$$

5.2. Propagació sobre terra plana

Aquest mètode considera el raig directe més una reflexió a terra. La potència rebuda és:

$$P_R = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot ((h_1 \cdot h_2) / d^2)^2$$

on h_1 és l'alçada del transmissor, h_2 l'alçada del receptor i d la distància que els separa.

El mètode és aplicable si la distància entre emissor i receptor és molt més gran que les alçades h_1 i h_2 .

Observem que:

- L'atenuació creix amb d^4 .
- Doblar l'alçada de la base (o el mòbil) suposa augmentar la potència rebuda en $10 \cdot \log(2^2) = 6$ dB.

La dependència de la freqüència (f) es pot considerar segons el **model d'Egli** (empíric):

$$P_R = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot ((h_1 \cdot h_2) / d^2)^2 \cdot (40 / f[\text{MHz}])^2$$

Observem que com més freqüència, menys potència rebuda (o sigui, més pèrdues).

Expressat en dB,

$$P_R[\text{dBm}] = P_T[\text{dBm}] + G_T[\text{dB}] + G_R[\text{dB}] + 20 \cdot \log(h_1[m] \cdot h_2[m]) - 40 \cdot \log(d[m]) + 20 \cdot \log(40 / f[\text{MHz}])$$

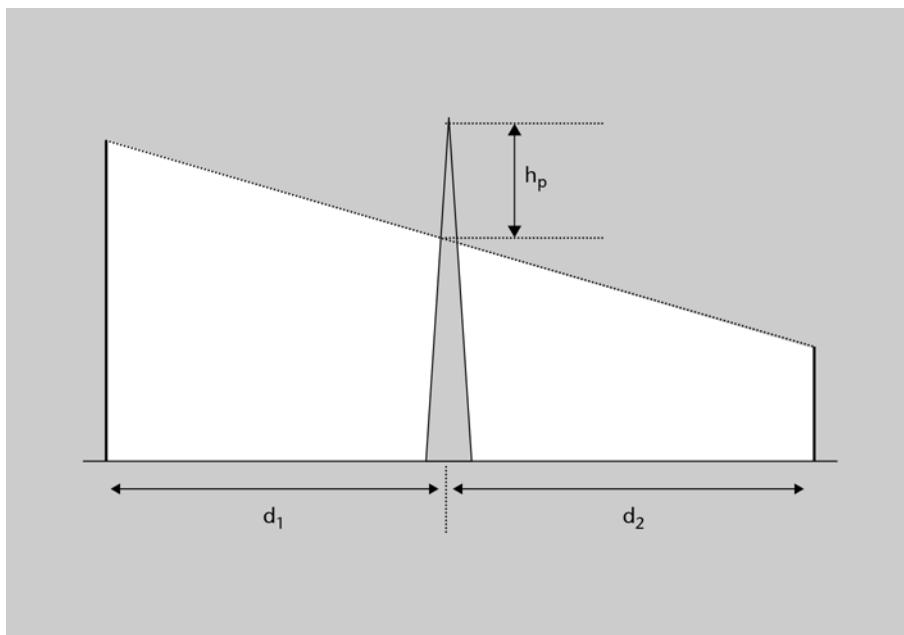
Si en el camí hi ha alguna aresta, caldrà afegir una atenuació suplementària (J). Per a fer-ho, cal avaluar el següent paràmetre:

$$v = -\sqrt{2} \cdot \frac{h_p}{r_1}$$

on h_p es mostra en la figura següent i r_1 és el radi de la primera zona de Fresnel, que podem calcular com a

$$r_1 = \sqrt{\lambda \cdot \frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2}}$$

Efecte de les arestes en una trajectòria



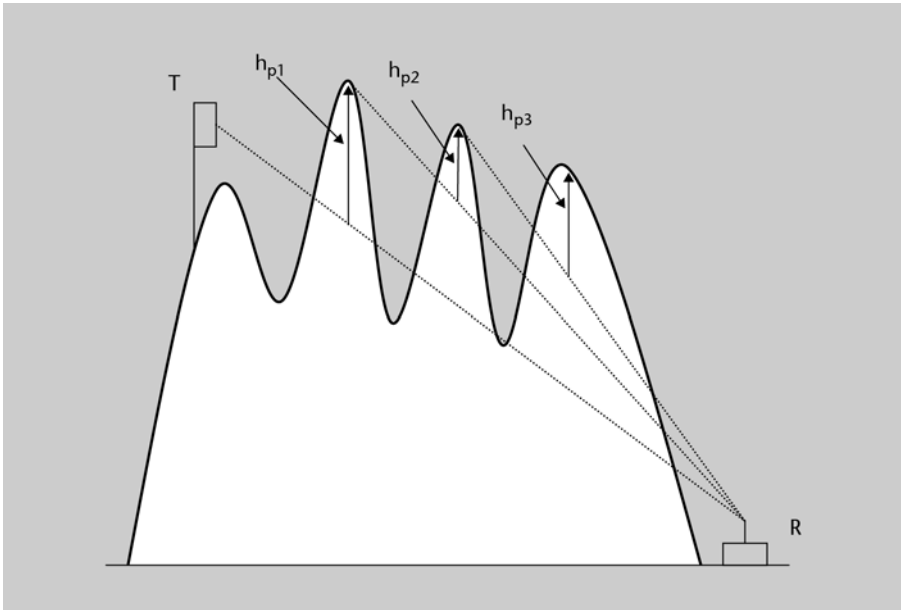
En funció de ν afegirem una de les següents atenuacions (observem que **no s'afegeix atenuació** si $1 \leq \nu$ ($h_p < -0,7 \cdot r_1$), és a dir, **quan queda lliure el 70% del radi de la primera zona de Fresnel**):

$1 \leq \nu$	$J = 0 \text{ dB}$
$0 \leq \nu < 1$	$J = 20 \cdot \log(0,5 + 0,62 \cdot \nu)$
$-1 \leq \nu < 0$	$J = 20 \cdot \log(0,5 \cdot e^{0,95\nu})$
$-2,4 \leq \nu < -1$	$J = 20 \cdot \log\left(0,4 - \sqrt{0,1 - (0,1\nu + 0,4)^2}\right)$
$\nu < -2,4$	$J = 20 \cdot \log(-0,225/\nu)$

Quan hi ha més d'una aresta en el camí, no podem aplicar directament el mètode anterior. Això és el que succeeix si decidim col·locar una estació base en un punt d'un mapa topogràfic i veure quin és el nivell que rebria un mòbil en qualsevol direcció al voltant i a diferents distàncies. A continuació es comentarà el **mètode de Picquernard**, que és el que dóna millors resultats. Per a fer-ho, es parteix d'un perfil rectificat (si agafem un mapa i mirem els obstacles entre dos punts, segur que hi haurà petites elevacions que podem amitjanar) per tal de tenir múltiples arestes però tampoc un nombre excessiu.

Es tracta d'anar sumant les contribucions en la pèrdua en dB de cadascun dels obstacles que hi ha entre emissor i receptor, tal com es mostra en la figura següent. Així, la pèrdua deguda als obstacles serà la pèrdua deguda a l'obstacle 1 (considerant h_{p1}) més la pèrdua deguda a l'obstacle 2 (considerant h_{p2}) més la pèrdua deguda a l'obstacle 3 (considerant h_{p3}).

Mètode de Picquernard

**Exemple 1**

Sigui un sistema amb visibilitat on la potència de transmissió és $P_T = 40$ dBm, el guany de transmissor i receptor és $G_T = G_R = 3$ dB, l'alçada del transmissor és $h_T = 100$ m, la del receptor $h_R = 2$ m, la distància emissor-receptor és $d = 50$ km i la freqüència és $f = 400$ MHz. Calculeu:

a) Potència rebuda en espai lliure:

$$P_R[\text{dBm}] = P_T[\text{dBm}] + G_T[\text{dB}] + G_R[\text{dB}] - 20 \cdot \log((4 \cdot \pi \cdot d) / \lambda) = 40 + 3 + 3 - 118,46 = -72,46 \text{ dBm}$$

(és optimista, ja que a la pràctica la potència rebuda és menor)

b) Potència rebuda en terra plana:

$$P_R = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot ((h_1 \cdot h_2) / d^2)^2 = 40 + 3 + 3 - 142 = -96 \text{ dBm}$$

c) Potència rebuda en terra plana + Egli:

$$P_R = P_{\text{terra plana}} + 20 \cdot \log(40 / f[\text{MHz}]) = -96 - 20 = -116 \text{ dBm}$$

d) Suposant terra plana + Egli, quina és la cobertura si la sensibilitat dels equips és -110 dBm?

$$46 + 10 \cdot \log(100 \cdot 2 / d^2)^2 - 20 = -110 \Rightarrow d = 35 \text{ km}$$

(en realitat la σ del terreny la reduirà)

Exemple 2

Un emissor i un receptor estan separats 10,5 km. Hi ha un obstacle a 6 km de la base i 4,5 km del mòbil i l'alçada de l'obstacle per sobre de la recta que uneix les antenes és 30 m. Si la potència de transmissió és $P_T = 40$ dBm, el guany d'emissor i receptor és $G_T = G_R = 3$ dB i la freqüència és $f = 400$ MHz, calculeu la potència rebuda, suposant espai lliure.

$$r_1 = \sqrt{\lambda \cdot d_1 \cdot d_2 / (d_1 + d_2)} = 44;$$

$$-\sqrt{2} \cdot (h_p / r_1) = -0,966;$$

$$J = -13,97 \text{ dB}$$

$$\text{Espai lliure: } P_R[\text{dBm}] = P_T[\text{dBm}] + G_T[\text{dB}] + G_R[\text{dB}] - 20 \cdot \log((4 \cdot \pi \cdot d) / \lambda) = 40 + 3 + 3 - 105 = -58,9 \text{ dBm}$$

$$\text{Potència rebuda} = -58,9 - 13,97 = -72,87 \text{ dBm}$$

5.3. Model de Lee

Aquest és un model americà, que s'ha sofisticat més del que aquí es presenta. És vàlid entre 30-2.000 MHz i per a distàncies base-mòbil entre 2-30 km. Com veurem en les expressions, és totalment empíric:

Per a medi suburbà, la potència rebuda es calcula com a

$$P_R[\text{dBm}] = -61,7 - 38,4 \log(d / 1,6) - 2 \log(f / 900) + \alpha_0$$

Per a medi urbà, $P_R [\text{dBm}] = -70 - 36,8 \log(d / 1,6) - 3 \log(f / 900) + \alpha_0$

on d és la distància mòbil-base [km], f és la freqüència [MHz] i α_0 és el factor de correcció.

Aquest model es va fer amb el següent entorn: alçada del transmissor $h_t = 30,5$ m, alçada del receptor $h_r = 3$ m, potència del transmissor $P_t = 10$ W i guany de les antenes $G_t = 6$ dB [4 en escala lineal] i $G_r = 0$ dB [guany unitat en escala lineal]. El factor α_0 serveix perquè el mètode sigui aplicable a altres condicions. Així, si algun d'aquests valors és diferent, cal considerar α_0 .

Recordem...

... que la conversió d'unitats lineals a dB es fa calculant el logaritme de la unitat lineal i multiplicant per 10.

$$\alpha_0 = 10 \cdot \log(\alpha_1 \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_3 \cdot \alpha_4 \cdot \alpha_5)$$

on $\alpha_1 = (h_t / 30,5)^2$, $\alpha_2 = (h_r / 3)^n$ ($n = 2$ si $h_r > 10$ m ; $n = 1$ si $h_r < 3$ m), $\alpha_3 = P_t / 10$, $\alpha_4 = G_t[\text{lin}] / 4$ i $\alpha_5 = G_r[\text{lin}] / 1$

5.4. Model d'Okumura-Hata

Inicialment és d'aplicació només a zones urbanes, ja que les mesures del mètode es van fer a Tòquio. Ens dóna les pèrdues de propagació totals en funció de l'entorn. Després es va estendre a zones suburbanes i rurals (paràmetres C i D).

Okumura va fer mesures i va expressar els resultats en unes taules. Més tard, Hata va trobar unes fórmules concordants amb les gràfiques d'Okumura.

• Limitacions:

- f (freqüència): entre 150 i 1.500 MHz.
- h_t (alçada efectiva del transmissor): entre 30 i 200 m (una versió posterior el fa arribar a 1.000 m). Nosaltres suposarem que aquesta alçada és la del centre de radiació de l'antena.
- h_m (alçada del mòbil sobre el terra): entre 1 i 10 m.
- d (distància transmissor-mòbil): entre 1 i 20 km (una versió posterior el fa arribar a 100 km).

Per a calcular les pèrdues de propagació (L) fem servir les següents fórmules (en totes les expressions f s'expressa en MHz, d en km i h_t i h_m en metres):

$$\begin{aligned} L[\text{dB}] &= A + B \cdot \log(d) && \text{en medi urbà} \\ L[\text{dB}] &= A + B \cdot \log(d) - C && \text{en medi suburbà} \\ L[\text{dB}] &= A + B \cdot \log(d) - D && \text{en medi rural} \end{aligned}$$

on

$$A = 69,55 + 26,16 \cdot \log(f) - 13,82 \cdot \log(h_t) - a(h_m)$$

$$B = 44,9 - 6,55 \cdot \log(h_t)$$

$$C = 2 \cdot (\log(f/28))^2 + 5,4$$

$$D = 4,78 \cdot (\log(f))^2 - 18,33 \cdot \log(f) + 40,94$$

El paràmetre $a(h_m)$ té expressions diferents depenent de la mida de la ciutat i de la freqüència:

$$a(h_m) = [1,1 \cdot \log(f) - 0,7] \cdot h_m - [1,56 \cdot \log(f) - 0,8] \text{ en ciutats petites-mitjanes}$$

$$a(h_m) = 8,28 \cdot [\log(1,54 \cdot h_m)]^2 - 1,1 \text{ en ciutats grans i per a } f < 200 \text{ MHz}$$

$$a(h_m) = 3,2 \cdot [\log(11,75 \cdot h_m)]^2 - 4,97 \text{ en ciutats grans i per a } f > 400 \text{ MHz}$$

Per tal de poder preveure les pèrdues en sistemes a 1.800 MHz, tenim el mètode COST 231 - Hata, aplicable entre 1.500 MHz i 2.000 MHz. La pèrdua és:

$$\begin{aligned} L[\text{dB}] &= 46,3 + 33,9 \cdot \log(f) - 13,82 \cdot \log(h_t) - a(h_m) \\ &\quad + (44,9 - 6,55 \cdot \log(h_t)) \cdot \log(d) + C_m \end{aligned}$$

on $C_m = 0$ dB per a ciutats mitjanes o 3 dB per a ciutats molt denses.

5.5. Model COST 231

Aquest model es basa en els models japonesos de Walfish i Ikegami. Els avançats respecte al model d'Okumura-Hata són:

- Servirà també per a $f = 1,8$ GHz.
- S'han fet mesures a ciutats europees, considerant l'arquitectura pròpia (no la japonesa).
- Serveix per a microcèl·lules.

– **Marge de validesa:**

Alçada de la base (h_b) entre 4 i 50 m.

Alçada del mòbil (h_m) entre 1 i 3 m.

Distància mòbil-base (d) entre 0,02 i 5 km.

Freqüència (f) entre 800 i 2.000 MHz.

Microcèl·lula

Una microcèl·lula és una cèl·lula amb un radi petit (poca cobertura).

– **Altres paràmetres (vegeu la figura següent):**

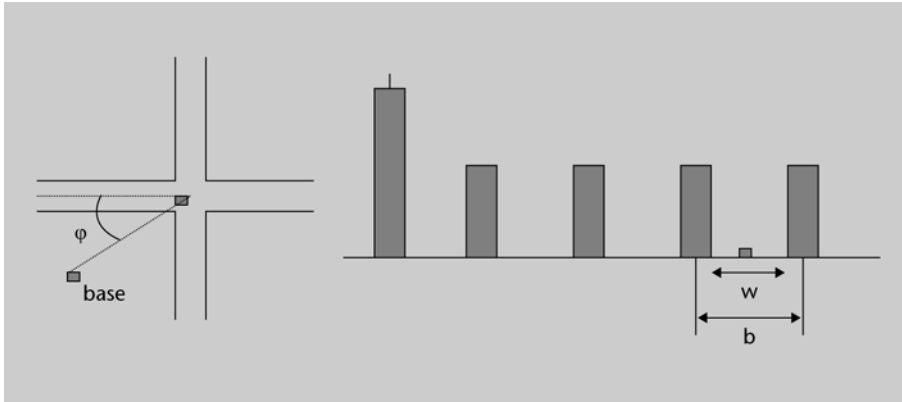
h_r : alçada mitjana dels edificis.

w : amplada del carrer on és el mòbil.

φ : angle raig – eix del carrer.

b : amplada entre centres d'edificis.

Model COST 231 per a exteriors



En cas de no conèixer alguns d'aquests valors, es poden usar els següents: b entre 20 i 50 m; $w = b / 2$; $\varphi = 90^\circ$; 3 m d'alçada per pis.

Definim:

Δh_b : alçada de la base respecte a l'alçada mitjana dels edificis limítrofs ($h_b - h_r$) (pot ser negatiu).

Δh_r : alçada mitjana dels edificis sobre l'alçada de l'antena mòbil ($h_r - h_m$).

Per a calcular les pèrdues de propagació (L) fem servir les següents fórmules (h_b i h_m en metres, d en km i f en MHz):

$$L = L_{bf} + L_{rts} + L_{msd}$$

L'atenuació total es pot considerar la suma de tres efectes: L_{bf} és l'atenuació deguda a la distància; L_{rts} és deguda a les difraccions a prop del receptor; L_{msd} és deguda a les difraccions que es produeixen en les proximitats del receptor.

$$L_{bf} = 32,45 + 20 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(d)$$

$$L_{rts} = -16,9 - 10 \cdot \log(w) + 10 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(\Delta h_r) + L_{ori}$$

$$\begin{aligned} L_{ori} &= -10 + 0,3571 \cdot \varphi & 0^\circ < \varphi < 35^\circ \\ &= 2,5 + 0,075 \cdot (\varphi - 35^\circ) & 35^\circ < \varphi < 55^\circ \\ &= 4 - 0,114 \cdot (\varphi - 55^\circ) & 55^\circ < \varphi < 90^\circ \end{aligned}$$

Si $L_{rts} < 0$, es pren $L_{rts} = 0$

$$L_{msd} = L_{bsh} + K_a + K_d \cdot \log(d) + K_f \cdot \log(f) - 9 \cdot \log(b)$$

$$L_{bsh} = -18 \cdot \log(1 + \Delta h_b) \quad \text{Si } \Delta h_b < 0, \text{ llavors es pren } L_{bsh} = 0$$

$$\begin{aligned} K_d &= 54 & \Delta h_b > 0 \\ &= 54 - 0,8 \cdot \Delta h_b & \Delta h_b < 0 \text{ i } d > 0,5 \\ &= 54 - 0,8 \cdot \Delta h_b \cdot d / 0,5 & \Delta h_b < 0 \text{ i } d < 0,5 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K_d &= 18 & \Delta h_b > 0 \\ &= 18 - 15 \cdot (\Delta h_b) / h_r & \Delta h_b < 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K_f &= -4 + 0,7 \cdot (f / 925 - 1) & \text{en ciutats mitjanes} \\ &= -4 + 1,5 \cdot (f / 925 - 1) & \text{en ciutats grans} \end{aligned}$$

Exemple

Calcular les pèrdues emissor-receptor per a un medi urbà dens amb $f = 900$ MHz, $d = 1,5$ km, $h_b = 30$ m, $h_r = 20$ m, $\varphi = 37^\circ$, $w = 20$ m, $h_m = 1,5$ m, $b = 40$ m.

$$\begin{aligned} \Delta h_b &= h_b - h_r = 10 \text{ m} \\ \Delta h_r &= h_r - h_m = 18,5 \text{ m} \end{aligned}$$

distància:

$$\begin{aligned} L_{bf} &= 32,45 + 20 \cdot \log(900) + 20 \cdot \log(1,5) = 95,06 \text{ dB} \\ L_{ori} &= 2,5 + 0,075 \cdot (37 - 35) = 2,65 \end{aligned}$$

difracció receptor:

$$\begin{aligned} L_{rts} &= -16,9 - 10 \cdot \log(20) + 10 \cdot \log(900) + 20 \cdot \log(18,5) + 2,65 = 27,63 \text{ dB} \\ L_{bsh} &= -18 \cdot \log(1 + 10) = -18,74 \\ K_a &= 54; K_d = 18; K_f = -4 + 1,5 \cdot (900 / 925 - 1) = -4,04 \end{aligned}$$

difracció abans receptor:

$$L_{msd} = -18,74 + 54 + 18 \cdot \log(1,5) - 4,04 \cdot \log(900) - 9 \cdot \log(40) = 12,08 \text{ dB}$$

Les pèrdues totals són: $L = 95,06 + 27,63 + 12,08 = 134,77$ dB

El model COST 231 també té una versió aplicable a l'**interior d'edificis**, que es presenta a continuació:

Model de primer ordre

$$\text{En espai lliure, } P_R = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot (\lambda / (4 \cdot \pi \cdot d))^2 = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot (\lambda / (4 \cdot \pi \cdot 1))^2 \cdot (1 / d^2)$$

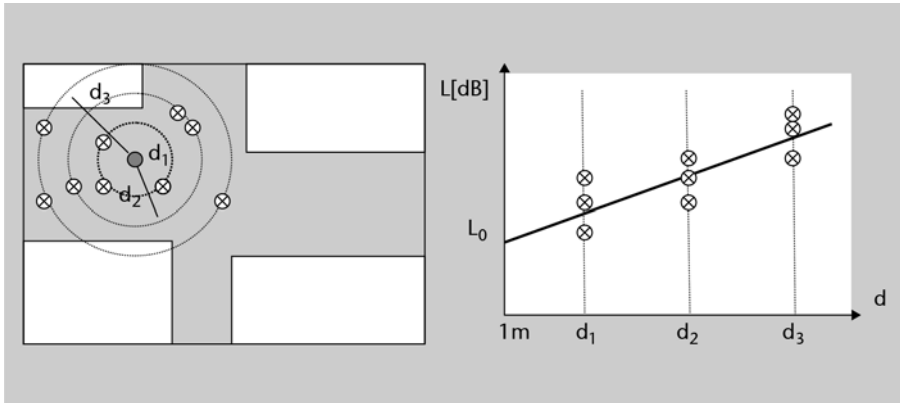
$$\text{Pèrdues en espai lliure: } L_{el}[\text{dB}] = L_{o,el}[\text{dB}] + 20 \cdot \log(d).$$

on $L_{o,el}$ són les pèrdues a 1 metre de distància $(4 \cdot \pi / \lambda)^2$.

Si per a cada distància mesurem la pèrdua en uns quants punts, podem trobar una recta de regressió de la forma:

$$L[\text{dB}] = L_0[\text{dB}] + 10 \cdot n \cdot \log(d), \text{ tal com veiem en la figura següent.}$$

Model COST 231 de primer ordre



Experimentalment s’ha vist que:

- En grans sales L_0 és similar a l’atenuació d’espai lliure a 1 metre.
- En corredors, L_0 és uns 10 dB inferior a la d’espai lliure.
- n val 1...2 en entorns amb visibilitat directa;
 3...4 per a mesures en la mateixa planta;
 6...7 inclouen mesures en diversos pisos.

Observació

El model de primer ordre és molt recomanable en llocs oberts (sales, corredors...) però no en d’altres, perquè fa una mitjana de l’efecte de les parets.

Model de segon ordre

Aquest model inclou les atenuacions de les parets i sostres que creuem, sense fer una mitjana directa:

$$L[dB] = L_0[dB] + 20 \cdot \log(d) + \sum_{i=1}^I K_{ji} \cdot L_{ji} + \sum_{j=1}^J K_{wj} \cdot L_{wj}$$

on

$$L_0[dB] = 20 \cdot \log(4 \cdot \pi / \lambda)$$

J : nombre de tipus diferents de parets.

I : nombre de tipus diferents de sostre (metall, formigó...).

L_{ji} : factor d’atenuació per al sostre de tipus i .

K_{ji} : nombre de pisos travessats de tipus i .

L_{wj} : factor d’atenuació de la paret de tipus j .

K_{wj} : nombre de parets travessades de tipus j .

Una taula molt simple que s’utilitza per als factors d’atenuació és:

	Atenuació
paret prima (Pladur)	2 dB
paret gruixuda (totxo)	13,5 dB
sostre (ciment armat)	20-23 dB

Atenuació

Quan un edifici genera poc trànsit, se sol posar la base fora de l’edifici. Llavors, a més, cal considerar l’atenuació de les parets mestres (hi ha taules en llibres).

Exemple 1

Tenim un sistema de comunicacions mòbils en una ciutat gran que treballa a $f = 900$ MHz i transmet una potència $P_t = 25$ W des d'una alçada $h_t = 100$ m. La sensibilitat del receptor és -110 dBm i està a una alçada $h_m = 1$ m. La propagació és log-normal amb paràmetre $\sigma = 10$ dB. Es demana determinar el radi de la zona de cobertura perquè el 90% dels emplaçaments rebi correctament. Feu servir el mètode Okumura-Hata.

Resposta:

Per tal que la recepció sigui correcta, la potència rebuda (P) ha de ser superior a la sensibilitat (P_u)

$$\text{prob}\{P \geq P_u\} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \text{erf}\left(\frac{P_u - P}{\sqrt{2} \cdot \sigma}\right) = 0,9 \quad (90\% \text{ dels emplaçaments})$$

$$0,9 = 0,5 - 0,5 \cdot \text{erf}\left(\frac{(P_u - P)}{(\sqrt{2} \cdot \sigma)}\right) \Rightarrow \text{erf}\left(\frac{(P_u - P)}{(\sqrt{2} \cdot \sigma)}\right) = -0,8$$

Com que $\text{erf}(x) = -\text{erf}(-x)$, $\text{erf}\left(\frac{(P - P_u)}{(\sqrt{2} \cdot \sigma)}\right) = 0,8$ on σ ja està en dB

Mirant la taula, $(P - P_u) / (\sqrt{2} \cdot \sigma) = 0,9$

$$\frac{p[\text{dBm}] - p_u[\text{dBm}]}{\sqrt{2} \cdot \sigma[\text{dB}]} = 0,9$$

$$p[\text{dBm}] = 0,9 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma[\text{dB}] + p_u[\text{dBm}] = 0,9 \cdot \sqrt{2} \cdot 10 - 110 = -97,27 \text{ dBm}$$

Suposant $G_t = G_r = 0$ dB, $P[\text{dBm}] = P_t[\text{dBm}] + G_t + G_r - L_p$

$L_p = 120,49 + 31,8 \cdot \log(d)$ (pèrdues de propagació)

$$25 \text{ W} = 10 \cdot \log(25.000) \text{ dBm} = 43,97 \text{ dBm}$$

$$-97,27 > 43,97 - 120,49 - 31,8 \cdot \log(d)$$

$$31,8 \cdot \log(d) > 20,75 \Rightarrow d = 10^{20,75 / 31,8} = 4,5 \text{ km}$$

Exemple 2

Tenim un sistema de comunicacions d'interior, en què la base i el mòbil estan separats per dues parets de formigó (atenuació de 10 dB cadascuna) i per dues parets de totxo (4 dB cadascuna). Es vol utilitzar el mètode COST 231 i sabem que $L_0 = 37,5$ dB i que el pendent de les pèrdues de propagació amb la distància és 2. També sabem que la sensibilitat del mòbil és -102 dBm. Es demana:

a) La potència mitjana en el mòbil que garanteix que el 99% del temps la potència rebuda està per sobre del llindar. Suposar estadística log-normal amb $\sigma = 6$ dB.

b) La potència de l'emissor si s'usen antenes amb guany 1,5 dB i la distància base-mòbil és 8 m.

Resposta:

$$\text{a) } 0,99 = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \text{erf}\left(\frac{P_u - P_r}{\sqrt{2} \cdot \sigma}\right)$$

$$\text{erf}\left(\frac{P_u - P_r}{\sqrt{2} \cdot \sigma}\right) = -0,98 \Rightarrow \text{erf}\left(\frac{P_r - P_u}{\sqrt{2} \cdot \sigma}\right) = 0,98$$

$$(P_r - P_u) / (\sqrt{2} \cdot \sigma) = 1,64 \Rightarrow P_r = \sqrt{2} \cdot 1,64 \cdot 6 - 102 = -88,1 \text{ dBm}$$

$$\text{b) } P_t[\text{dBm}] = P_r[\text{dBm}] - G_t - G_r + L_p = -88,1 - 6 + L_p$$

$$L_p = L_0 + 20 \cdot \log(d) + 2 \cdot 10 + 2 \cdot 4$$

$$P_t = -88,1 - 3 + 37,5 + 20 \cdot \log(8) + 20 + 8 = -7,53 \text{ dBm}$$

5.6. Model Erceg

Aquest és un mètode de l'any 1999 que treballa amb canals de la Stanford University (canals SUI-1 i SUI-2 per a terrenys plans, SUI-3 i SUI-4 per a terrenys amb alguns obstacles i SUI-5 i SUI-6 per a llocs amb molts obstacles i vegetació frondosa).

Està pensat per a freqüències inferiors a 11 GHz (per tant, útils per al sistema WiMAX, explicat al mòdul "Xarxes locals i metropolitanes sense fils"). És vàlid per a medis rurals, suburbans i urbans i per a alçades de mòbil (h_m) entre 2 i 10 m, alçades de base (h_b) entre 10 i 80 m i distàncies entre 100 m i 8 km.

$$L[dB] = 20 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 100}{\lambda}\right) + 10 \cdot \left(a - b \cdot h_b + \frac{c}{h_b}\right) \cdot \log\left(\frac{d}{100}\right) + 6 \cdot \log\left(\frac{f}{2.000}\right) + X_h + s$$

$$X_h = \begin{cases} -10,8 \cdot \log\left(\frac{h_m}{2}\right) & \text{per a entorns A i B} \\ -20 \cdot \log\left(\frac{h_m}{2}\right) & \text{per a entorns C} \end{cases}$$

en què d està en metres, f en MHz i h_b i h_m en metres

a , b , c i s depenen del tipus d'entorn segons la taula següent

	a	b	c	s
Medi A (canals SUI-5 i SUI-6)	4,6	0,0075	12,6	10,6
Medi B (canals SUI-3 i SUI-4)	4	0,0065	17,1	9,6
Medi C (canals SUI-1 i SUI-2)	3,6	0,005	20	8,2

Exemple 1

Calculeu les pèrdues entre dos punts separats 1 km usant el mètode Erceg per a un cas en què la freqüència és 3,5 GHz, l'alçada de la base és 30 metres i l'alçada del mòbil és 2 metres. Suposeu un canal de tipus SUI-3.

Resposta:

Per a un canal SUI-3,

$$L[dB] = 20 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 100}{\lambda}\right) + 10 \cdot \left(4 - 0,0065 \cdot h_b + \frac{17}{h_b}\right) \cdot \log\left(\frac{d}{100}\right) + 6 \cdot \log\left(\frac{f}{2.000}\right) + X_h + 9,6$$

$$X_h = -10,8 \cdot \log\left(\frac{h_m}{2}\right)$$

en què d està en metres, f en MHz i h_b i h_m en metres.

És a dir,

$$L = 20 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 100}{0,0857}\right) + 10 \cdot \left(4 - 0,0065 \cdot 30 + \frac{17}{30}\right) \cdot \log\left(\frac{1.000}{100}\right) + 6 \cdot \log\left(\frac{3.500}{2.000}\right) + 0 + 9,6 = 137,6 \text{ dB}$$

Exemple 2

En les condicions de l'exemple 1, a quina distància màxima poden estar l'emissor i el receptor si les pèrdues no han de superar 110 dB?

Resposta:

Ara la incògnita és la distància (d) i L és 110 dB.

$$110 = 20 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 100}{0,0857}\right) + 10 \cdot \left(4 - 0,0065 \cdot 30 + \frac{17}{30}\right) \cdot \log\left(\frac{d}{100}\right) + 6 \cdot \log\left(\frac{3.500}{2.000}\right) + 0 + 9,6$$

$$110 = 83,32 + 43,71 \cdot \log\left(\frac{d}{100}\right) + 1,458 + 0 + 9,6$$

$$15,62 = 43,71 \cdot \log\left(\frac{d}{100}\right)$$

$$d = 228 \text{ metres}$$

5.7. Model ECC-33

És un mètode de l'Electronic Communication Committee (any 2003), basat en Okumura-Hata.

S'ha comprovat la seva validesa per a freqüències de 3,5 GHz. Està pensat per a ciutats mitjanes.

$$L[dB] = A_{FS} + A_{BM} - G_T - G_R$$

$$A_{FS} = 92,4 + 20 \cdot \log(d) + 20 \cdot \log(f)$$

$$A_{BM} = 20,41 + 9,83 \cdot \log(d) + 7,894 \cdot \log(f) + 9,56 \cdot [\log(f)]^2$$

$$G_T = \log\left(\frac{h_b}{200}\right) \cdot [13,958 + 5,8 \cdot (\log(d))^2]$$

$$G_R = [42,57 + 13,7 \cdot \log(f)] \cdot [\log(h_m) - 0,585]$$

en què d està en km, f en GHz, h_b (alçada de la base) i h_m (alçada del mòbil) en metres.

Exemple

Un sistema sense fils està treballant en una ciutat a 3,5 GHz. La base està a 23 metres d'altura i els terminals mòbils a 1 metre d'altura. Calculeu la pèrdua (en dB) amb el mètode ECC-33 si la distància entre la base i el mòbil és de 500 metres.

Resposta:

Aplicant les expressions,

$$L[dB] = A_{FS} + A_{BM} - G_T - G_R = 97,26 + 24,57 + 13,60 + 29,26 = 164,69 \text{ dB}$$

Activitats

1. Abans de la implantació d'un sistema cel·lular de gran públic, és molt important fer una acurada planificació freqüencial. Així, s'ha de preveure el trànsit que ha de suportar la xarxa, la qualitat de servei desitjada, etc. Quan ja disposem de totes les dades, cal fer servir un programari de planificació freqüencial que assigni els canals a les estacions base. Un dels paràmetres que hem de seleccionar és el model de propagació amb el qual volem que el programari faci els càlculs. En aquest mòdul s'han comentat els mètodes Okumura-Hata i COST 231, però n'hi ha d'altres, generalment més complicats.

El model COST 231 és una simplificació d'un d'aquests models més complicats: els models basats en rajos (models IRT). Aquest exercici pretén que us introduïu en aquest tema, i que parleu dels models IRT. Algunes de les qüestions que heu de tractar són:

- Què són els models IRT? En què es basen?
- Quins tipus de models IRT tenim?
- Quins avantatges tenen respecte als models descrits en el mòdul? Quins inconvenients?
- Quines empreses fan programari de planificació que incorpori aquests models?

Exercicis d'autoavaluació

1. En un cert entorn urbà, es fa servir sectorització de manera que en cada estació base es defineixen tres sectors de 120° . Per tal de poder tenir més usuaris, es planteja la possibilitat de fer una sectorització en sis sectors de 60° . Indiqueu quins són els possibles problemes que hauríem de preveure abans de procedir a aquest canvi de sectorització.

2. Les següents fórmules corresponen a la probabilitat d'error deguda als esvaïments ràpids en un sistema OQPSK quan el canal és Rayleigh. Raoneu quina de les fórmules és vàlida quan fem servir diversitat per selecció i quina quan la diversitat és de tipus MRC.

$$p\{\text{error}\} = \frac{3}{2 \cdot \left(\frac{S}{N}\right)^2} \qquad p\{\text{error}\} = \frac{3}{4 \cdot \left(\frac{S}{N}\right)^2}$$

3. Normalment la diversitat en espai s'aplica només en l'enllaç ascendent (*uplink*). Per què? Poseu algun exemple.

4. Un canal tipus Rice queda parametritzat pel paràmetre K , que representa el quocient entre la potència del camí dominant i la potència dels camins no directes. Dibuixeu la funció de densitat de l'atenuació d'un canal Rice de $K = 0$ i d'un canal Rice de $K = 20$ (totes dues en un mateix dibuix). Justifiqueu la resposta.

5. Tenim un emissor que emet 10 W i funciona a 900 MHz i amb el mètode d'espai lliure hem calculat que en una determinada direcció el seu senyal arriba a una distància de 20 km. Si volem canviar la freqüència a 1.800 MHz, quina distància cobrirà l'enllaç? Raoneu la resposta.

6. El paràmetre σ es fa servir per a caracteritzar els esvaïments lents d'un determinat medi. Quin medi és més complicat de tractar: un medi amb σ gran o un medi amb σ petit? Raoneu la resposta.

7. Una base que emet 100 W està donant cobertura a una regió on s'ha calculat amb el mètode de Lee que entre l'emissor i els extrems de la zona que s'ha de cobrir es perden 130 dB. El medi és log-normal amb paràmetre $\sigma = 10 / \sqrt{2}$ dB i la sensibilitat dels terminals és de -90 dBm. Quin és el percentatge de terminals que rep correctament?

8. En ciutats els operadors solen posar les estacions base molt juntes, mentre que en terrenys rurals les solen separar. Supposeu un usuari que estigui en la perifèria d'una cèl·lula rural i un altre usuari que estigui en la perifèria d'una cèl·lula urbana. Quin d'ells tindrà més o menys consum de bateria? Raoneu la resposta.

9. Tenim un sistema cel·lular que dona servei a una certa zona caracteritzada per un factor de propagació $\gamma = 2$. Disposa d'antenes omnidireccionals i treballa amb set cèl·lules per clúster. Si ara canviem les antenes omnidireccionals per antenes sectorials de 120° , amb quantes cèl·lules per clúster hauríem de treballar?

10. La potència mitjana local en un punt de l'aire és una variable aleatòria del tipus log-normal. Què vol dir això? Expliqueu-ho fent el dibuix de la funció de densitat i comentant les diferències respecte a una variable aleatòria del tipus normal.

11. Es disposa d'un sistema que treballa a 900 MHz. S'ha calculat amb el mètode de terra plana + Egli que la potència rebuda en un cert punt és -105 dBm. Si canviem la freqüència a 1.800 MHz i doblem l'alçada del transmissor, quina és ara la potència rebuda en el receptor?
12. Un transmissor de 0,1 mW de potència està connectat a una antena de 3 dB de guany. Quants dBm transmet l'antena?
13. Un sistema mòbil d'interiors s'ha dimensionat amb el mètode COST 231 de segon ordre. Si volem canviar el sistema per un altre de basat en una tecnologia que funciona a una freqüència doble, per quin factor hauríem de multiplicar la potència dels transmissors per tal que el sistema seguís funcionant sense moure els transmissors de lloc? Raoneu-ho.
14. Es fa servir el mètode COST 231 de segon ordre per a calcular les pèrdues en una nau industrial molt gran que només té una planta (planta baixa) i no té parets interiors. Suposeu que entre dos punts separats una distància d existeix una pèrdua de L dB. Quants dB augmenta la pèrdua si multipliquem la distància per 10?

Solucionari

1. Si fem molts sectors, haurem de veure si econòmicament ens compensa (cal posar més antenes i modificar els equips) i sobretot haurem d'assegurar que podrem gestionar la major quantitat de traspasos que tindrem perquè els mòbils d'una cèl·lula van canviant de sector.

2. La diversitat MRC és la més complexa, però la que dóna millors resultats. Si observem les dues expressions, la primera sempre és més gran que la segona. La més petita (la que té menys probabilitat d'error) serà la del cas MRC. Per tant, la primera fórmula és per al cas de selecció i la segona per al cas MRC.

3. L'enllaç ascendent és el que va dels elements mòbils del sistema cap a les estacions base. Així, les bases tenen més d'una antena per a rebre. El motiu és que els terminals tenen la potència d'emissió limitada (per normativa i per autonomia de bateries) i els senyals que arriben a la base són de nivell baix. En l'enllaç descendent les bases no tenen el problema del subministrament d'energia i la diversitat de l'enllaç ascendent es fa més necessària que la de l'enllaç descendent (*downlink*). Això es veu en el cas del sistema GSM, on les bases tenen més d'una antena per a rebre però els terminals en tenen només una. Un altre motiu és que la duplictat d'antenes no té sentit quan l'element està en moviment ja que en aquest cas la diversitat d'espai ja la dóna el moviment. Si l'element està quiet (estacions base), la diversitat en espai la proporcionen les antenes. Finalment també hi ha un problema de dimensions. A les freqüències a les quals funciona GSM, la separació entre antenes per tal de tenir una diversitat en espai efectiva són grans per a un terminal mòbil.

4. El paràmetre K representa el quocient entre la potència del camí dominant i la potència dels camins no directes. Si $K = 0$ vol dir que no hi ha camí dominant i la propagació es deu a reflexions (això és un canal Rayleigh). En canvi, si $K = 20$, l'efecte dels camins no directes és petit i el canal s'assemblarà bastant a un canal gaussià, on les pèrdues són molt més previsible que en un Rayleigh. El gràfic que ens demanen es correspon amb la figura de l'apartat 4.

5. El mètode d'espai lliure considera que les pèrdues del medi es deuen a la freqüència i a la distància (pèrdues = $(\lambda / 4\pi d)^2$). Com que $\lambda = c / f$, observem que les pèrdues depenen inversament del quadrat del producte $d \cdot f$. Segons això, si volem mantenir les pèrdues de l'enllaç, aquest producte s'ha de mantenir constant: si es dobla la freqüència, la distància s'ha de dividir entre dos. En el nostre cas, l'enllaç arribarà a 10 km.

6. La σ representa la dispersió de l'atenuació que genera el medi. Si el seu valor és gran, la dispersió és gran, i és difícil predir quants dB de pèrdua tindrem. En canvi, si el seu valor és petit, la dispersió és petita, i la potència que tindrem serà fàcil de predir i similar a la teòrica. Així, un medi amb una σ gran és més complicat de tractar (l'atenuació és menys previsible).

7. El transmissor emet 100 W (20 dB = 50 dBm). Com les pèrdues són de 130 dB, als receptors arriben 50 - 130 = -80 dBm. Ara ja podem fer servir l'expressió que relaciona la sensibilitat, la potència mitjana, el medi i la cobertura:

$$\text{percentatge} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erf} \left(\frac{-90 - (-80)}{\sqrt{2} \cdot \frac{10}{\sqrt{2}}} \right) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erf}(-1) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot 0,842 = 0,921 \text{ (92\%)}$$

8. El consum serà el mateix, perquè en tots els casos, en els extrems de la zona de cobertura el mòbil sempre ha d'emetre al màxim de potència. És per això que en medis rurals les bases estan més separades (perquè hi ha menys pèrdues), mentre que en medis urbans les bases estan més properes (les cèl·lules tenen menys radi).

9. En sectoritzar a 120° , la fórmula del C / I té un 2 al denominador (i no un 6). Observem que per a mantenir la mateixa C / I , el terme $(D / R)^2$ ha de ser 3 vegades menor (l'efecte que el 6 del denominador ara sigui un 2).

Com que $N = (1 / 3) \cdot (D / R)^2$, la nova N serà la N antiga dividida entre 3. Així, $7 / 3 = 2,3$. Per a trobar la N cal buscar el nombre ròmbic superior, que és $N = 3$.

10. $f(p)$ és log-normal perquè la potència (p), representada en l'eix horitzontal, està expressada en escala logarítmica (en dB). En una gràfica normal, l'escala no serien dB sinó unitats lineals (per exemple, watts). El gràfic que ens demanen es correspon amb la primera figura de l'apartat 4.

11. Si observem la fórmula, veiem que la potència rebuda és directament proporcional al quadrat de l'alçada del transmissor i inversament proporcional al quadrat de la freqüència. Com que estem doblant tant l'alçada del transmissor com la freqüència, es compensen entre si, de tal manera que la potència rebuda és la mateixa: -105 dBm.

12. 0,1 mW són 10 dB per sota d'1 mW (o sigui, -10 dBm). Si li sumem els 3 dB de l'antena, la potència que transmet l'antena són $-10 + 3 = -7$ dBm.

13. En el COST 231 de segon ordre, la freqüència està dins del paràmetre L_0 . Recordem que L_0 és l'atenuació en espai lliure a 1 metre, donada per l'expressió $L_0 = (4\pi / \lambda)^2$ (en lineal). Doblar la freqüència vol dir multiplicar L_0 per 2^2 i, per tant, caldria multiplicar la potència dels transmissors per 4.

14. En el COST 231 de segon ordre, la pèrdua és la d'espai lliure, afegint la pèrdua de les parets i/o sostres. En espai lliure, la pèrdua depèn de la distància segons un factor $1 / d^2$. Per tant, si multipliquem la distància per 10, la pèrdua augmenta en $10 \cdot \log(10^2) = 20$ dB.

Glossari

AM *f* Modulació en amplitud.

AMPS *m* Sigla del primer sistema mòbil cel·lular americà.

CDMA *m* Accés múltiple per divisió en codi.

CEPT *f* Conferència europea d'administracions de correus i telecomunicacions. És un organisme europeu que agrupa els reguladors de comunicacions.

FDMA *m* Accés múltiple per divisió en freqüència.

FM *f* Modulació en freqüència.

GPRS *m* Servei de ràdio de paquets. És una evolució de la xarxa GSM.

GSM *m* Estàndard europeu de comunicacions mòbils de segona generació.

HSDPA *m* Accés de paquets d'alta velocitat en l'enllaç descendent. És una evolució de la xarxa UMTS.

IRT *m* Model de planificació freqüencial basat en rajos.

JDC *m* Sistema cel·lular digital japonès.

MRC *f* Combinació de màxim guany (combinació òptima de senyals).

MSK *f* Modulació de fase en quadratura i de mínim desplaçament.

NLOS *f* Trajectòria entre dos punts que no es veuen entre ells.

NMT *m* Estàndard de telefonia mòbil de primera generació dels països nòrdics.

OFDM *f* Multiplexació per divisió en freqüències ortogonals.

OFDMA *m* Accés múltiple per divisió en freqüències ortogonals.

QPSK *f* Modulació de fase en quadratura.

S/N, SNR *f* Relació senyal-soroll.

TACS *m* Primer sistema mòbil cel·lular anglès.

TDMA *m* Accés múltiple per divisió en temps.

UMTS *m* Estàndard europeu de telefonia mòbil de tercera generació.

Bibliografia

Huidobro, J. M. (2002). *Comunicaciones móviles*. Madrid: Paraninfo.

Sendín Escalona, A. (2004). *Fundamentos de los sistemas de comunicaciones móviles*. Madrid: McGraw Hill.

Annex

En aquest annex tenim una taula de la funció $\text{erf}(x)$, que ens serà d'utilitat per al càlcul de cobertures.

x	$\text{erf}(x)$	x	$\text{erf}(x)$	x	$\text{erf}(x)$
0.0000	0.0000	0.9200	0.8068	1.8400	0.9907
0.0200	0.0226	0.9400	0.8163	1.8600	0.9915
0.0400	0.0451	0.9600	0.8254	1.8800	0.9922
0.0600	0.0676	0.9800	0.8342	1.9000	0.9928
0.0800	0.0901	1.0000	0.8427	1.9200	0.9934
0.1000	0.1125	1.0200	0.8508	1.9400	0.9939
0.1200	0.1348	1.0400	0.8586	1.9600	0.9944
0.1400	0.1569	1.0600	0.8661	1.9800	0.9949
0.1600	0.1790	1.0800	0.8733	2.0000	0.9953
0.1800	0.2009	1.1000	0.8802	2.0200	0.9957
0.2000	0.2227	1.1200	0.8868	2.0400	0.9961
0.2200	0.2443	1.1400	0.8931	2.0600	0.9964
0.2400	0.2657	1.1600	0.8991	2.0800	0.9967
0.2600	0.2869	1.1800	0.9048	2.1000	0.9970
0.2800	0.3079	1.2000	0.9103	2.1200	0.9973
0.3000	0.3286	1.2200	0.9155	2.1400	0.9975
0.3200	0.3491	1.2400	0.9205	2.1600	0.9977
0.3400	0.3694	1.2600	0.9252	2.1800	0.9980
0.3600	0.3893	1.2800	0.9297	2.2000	0.9981
0.3800	0.4090	1.3000	0.9340	2.2200	0.9983
0.4000	0.4284	1.3200	0.9381	2.2400	0.9985
0.4200	0.4475	1.3400	0.9419	2.2600	0.9986
0.4400	0.4662	1.3600	0.9456	2.2800	0.9987
0.4600	0.4847	1.3800	0.9490	2.3000	0.9989
0.4800	0.5027	1.4000	0.9523	2.3200	0.9990
0.5000	0.5205	1.4200	0.9554	2.3400	0.9991
0.5200	0.5379	1.4400	0.9583	2.3600	0.9992
0.5400	0.5549	1.4600	0.9611	2.3800	0.9992
0.5600	0.5716	1.4800	0.9637	2.4000	0.9993
0.5800	0.5879	1.5000	0.9661	2.4200	0.9994
0.6000	0.6039	1.5200	0.9684	2.4400	0.9994
0.6200	0.6194	1.5400	0.9706	2.4600	0.9995
0.6400	0.6346	1.5600	0.9726	2.4800	0.9995
0.6600	0.6494	1.5800	0.9745	2.5000	0.9996
0.6800	0.6638	1.6000	0.9763	2.5200	0.9996
0.7000	0.6778	1.6200	0.9780	2.5400	0.9997
0.7200	0.6914	1.6400	0.9796	2.5600	0.9997
0.7400	0.7047	1.6600	0.9811	2.5800	0.9997
0.7600	0.7175	1.6800	0.9825	2.6000	0.9998
0.7800	0.7300	1.7000	0.9838	2.6200	0.9998
0.8000	0.7421	1.7200	0.9850	2.6400	0.9998
0.8200	0.7538	1.7400	0.9861	2.6600	0.9998
0.8400	0.7651	1.7600	0.9872	2.6800	0.9998
0.8600	0.7761	1.7800	0.9882	2.7000	0.9999
0.8800	0.7867	1.8000	0.9891	2.7200	0.9999
0.9000	0.7969	1.8200	0.9899	2.7400	0.9999

