



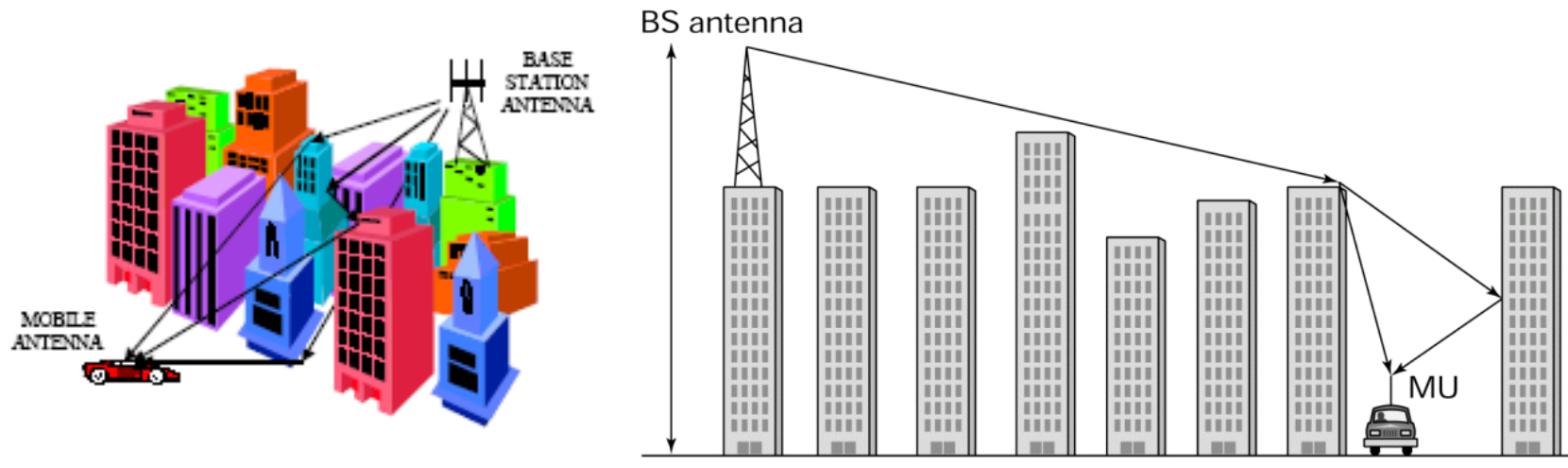
SAPIENZA  
UNIVERSITÀ DI ROMA



# Propagazione in aree urbane

# Introduzione

- La propagazione in aree urbane è un'area di studio relativamente recente. E' importante nel progetto di sistemi di radiocomunicazione mobile (dove i terminali riceventi sono perlopiù i classici ricevitori radio) e nella telefonia cellulare.
- Una trattazione teorica rigorosa del problema della propagazione in ambiente urbano è resa complicata dal fatto che sono in generale possibili molte combinazioni di meccanismi di propagazione ciascuno con un proprio percorso.
- In ambiente urbano è raramente presente un cammino diretto tra antenna Tx ed antenna Rx. Sono invece presenti molti cammini (*multipath*) dovuti a fenomeni di riflessione multipla e diffrazione multipla.



# Antenne per stazioni radio base (1/2)

---

- Dato che esiste un'attenuazione in funzione della distanza che è sempre presente, il territorio deve essere diviso in tante porzioni per ciascuna delle quali si deve prevedere una stazione dedicata (*stazione radio base: SRB*) che funge da tramite per la distribuzione del segnale in quella porzione del territorio. Le SRB ricevono e ritrasmettono i segnali dei telefoni cellulari, consentendone il funzionamento. La propagazione di questi segnali avviene in bande di frequenza diverse, tra i 900 e i 2100 MHz, a seconda del sistema tecnologico utilizzato.
- Le antenne per SRB sono tipicamente costituite da *allineamenti*. In particolare, nel caso di telefonia cellulare si usano le antenne a pannello, realizzate mediante allineamenti verticali di dipoli con un riflettore metallico posteriore che serve a “sopprimere” la radiazione alle spalle dell'antenna. *Tipicamente le antenne coprono un settore di 60° o di 120° sul piano orizzontale*. Alcuni modelli hanno un'inclinazione elettronica del fascio.
- Un dipolo con un riflettore metallico (assunto infinitamente esteso) alle spalle a distanza  $d/2$  si può studiare tramite il teorema delle immagini. Si sostituisce al riflettore un altro dipolo distante  $d$  dal primo ed alimentato in controfase (ossia eccitazioni sfasate di  $\pi$ ). Se  $d=\lambda/2$ , si ha per lo sfasamento:

$$\delta = \pi = \frac{2\pi}{\lambda} d \Rightarrow \text{Allineamento end-fire}$$

## Antenne per stazioni radio base (2/2)

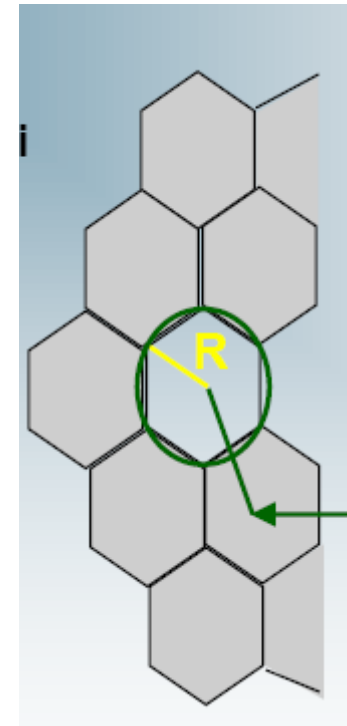
---



# Copertura cellulare (1/2)

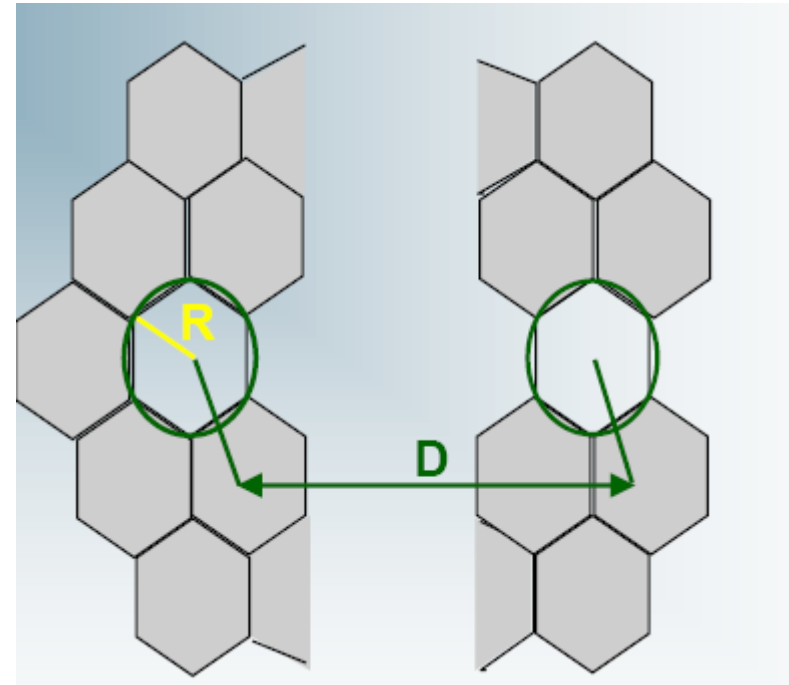
---

- La copertura continua di un territorio è realizzata tassellando l'area di servizio con un certo numero di celle, ciascuna delle quali è servita da una SRB. Tipicamente la forma delle celle è *esagonale*, perché tale poligono approssima bene le forme di una circonferenza di raggio  $R$  (distanza tra centro e vertice dell'esagono)
- Due stazioni che servono porzioni di territorio contigue non possono utilizzare la stessa banda di frequenza, per cui *ad ogni cella è assegnato un certo gruppo di canali radio*, che può essere riutilizzato in celle opportunamente distanziate. *L'insieme di celle che usano tutti i canali a disposizione senza alcun riuso degli stessi è denominato **cluster***.
- P.es. i vecchi TACS, operanti nelle bande 872-905 MHz (mobile-SRB) e 917-950 MHz (SRB-fisso) il passo di canalizzazione era 25 kHz, per cui erano in grado di operare su 1320 canali radio.
- L'operazione con la quale la rete cambia, nel corso di un collegamento, il canale con cui l'utente mobile è in conversazione e scambia dati con la propria SRB è detta *hand-off*. Più una cella è grande e minore è la probabilità che si debba eseguire un hand-off.



## Copertura cellulare (2/2)

- Si dimostra (da considerazioni geometriche) che il numero  $M$  di celle costituenti un cluster, detti  $D$  la distanza tra due celle co-canali e  $R$  il raggio delle celle, è dato da:  $M=(1/3)(D/R)^2$ .
- Un ricevitore che si trovi in una cella percepisce il segnale delle stazioni più vicine operanti sulla stessa frequenza come interferenza co-canale. In generale, il rapporto  $D/R$  e quindi  $M$ , è fissato imponendo che il rapporto tra segnale utile e interferenza sia superiore ad un valore di soglia (dell'ordine dei 9 dB per GSM, 18 dB per i vecchi TACS).
- In generale, l'uso di grandi celle di copertura, ( $R$  dell'ordine dei 14 km) permette di utilizzare cluster con  $M$  piccolo a parità di  $D$ .
- Se mantenendo costante  $M$  si utilizzano celle più piccole, deve diminuire  $D$  con conseguente aumento dell'interferenza co-canale. Per limitarla si tendono ad usare antenne con apertura a 3 dB sul piano orizzontale dell'ordine dei 120° poste sui vertici degli esagoni invece che antenne omni-direzionali al centro delle celle.

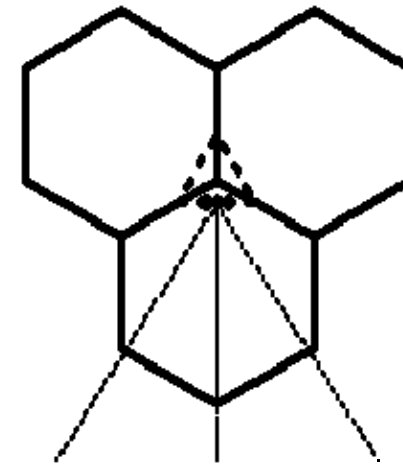
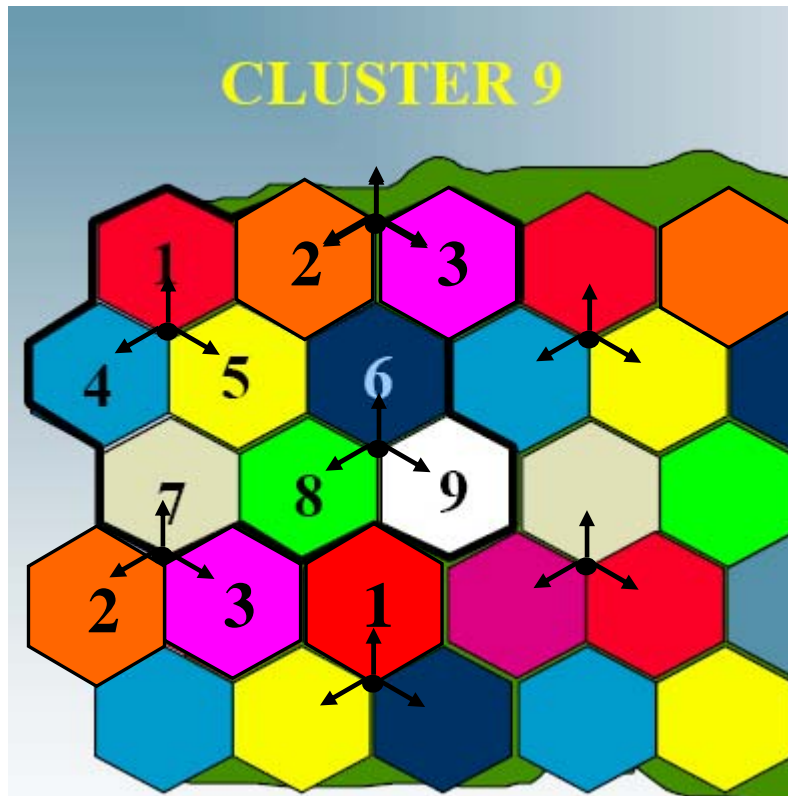


# Esempio: cluster a 9 celle

---

3 antenne direzionali in ogni sito in modo da coprire 3 celle  
(*copertura clover*)

Guadagno delle antenne dell'ordine di 15-20 dB



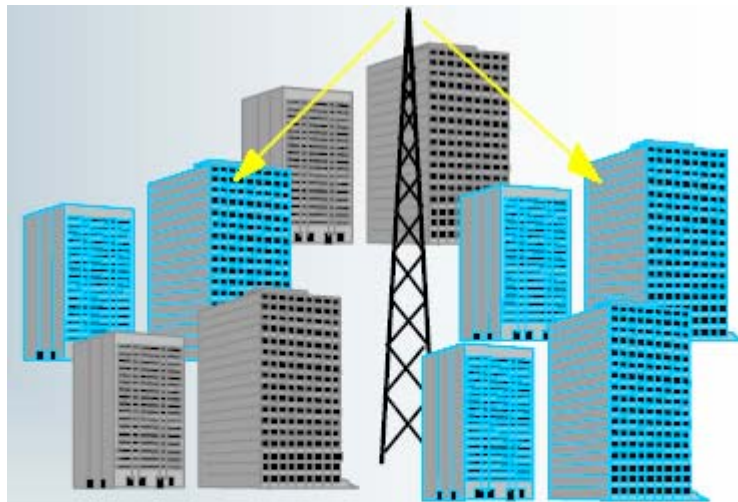


# Posizionamento delle antenne

---

Copertura con grandi celle:  
Raggio cella da pochi km a circa  
10 km

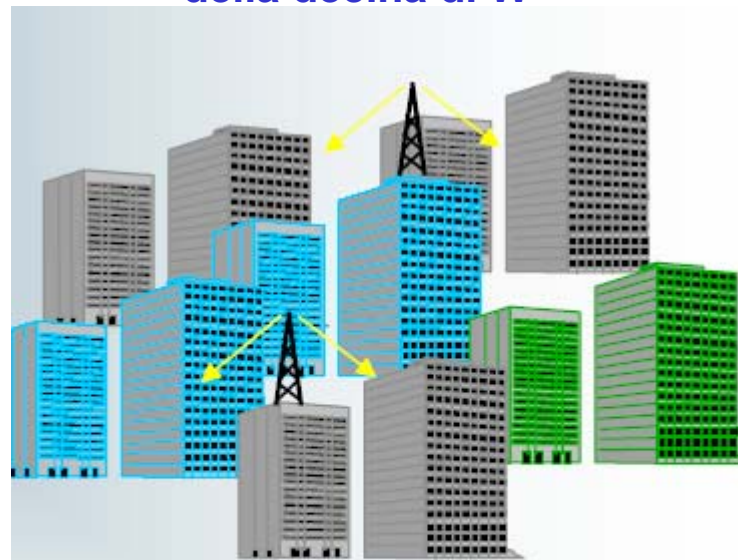
Potenze trasmesse dell'ordine  
dei 15-20 W



L'antenna è installata al di sopra  
della massima altezza degli  
edifici circostanti.

Copertura con piccole celle:  
Raggio cella da poche centinaia  
di m a circa 1 km

Potenze trasmesse dell'ordine  
della decina di W



L'antenna è installata alla stessa  
altezza del tetto degli edifici  
circostanti.



# Distribuzione SRB

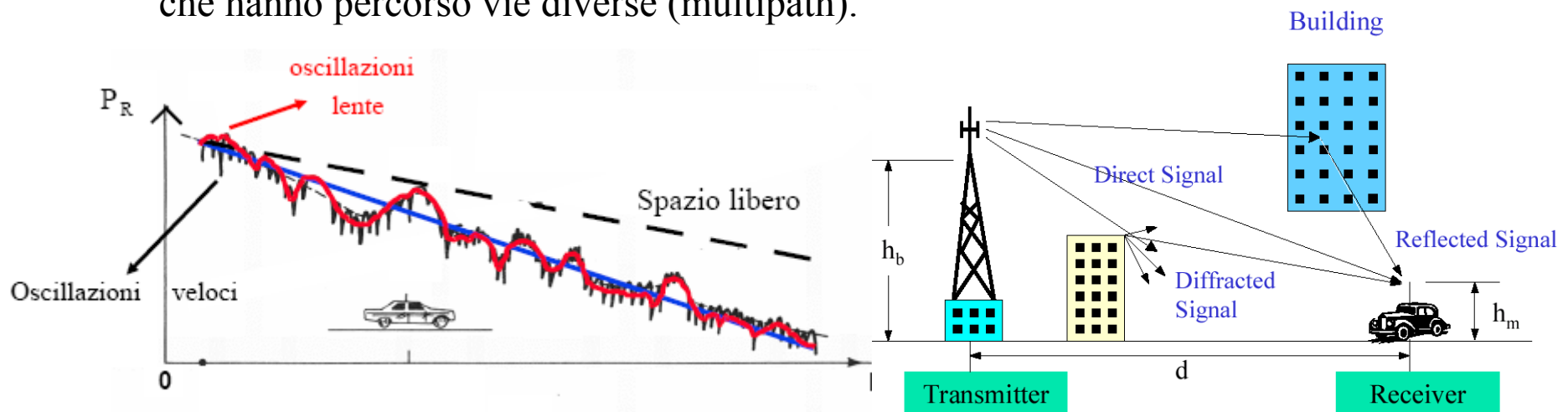
---

- Le SRB sono distribuite sul territorio in maniera capillare in funzione della densità di popolazione, essendo prevalentemente concentrate nelle aree urbane densamente abitate. A seconda del numero di utenti serviti, le SRB sono distanziate tra loro di poche centinaia di metri nelle grandi città fino a diversi chilometri nelle aree rurali.
- In alcune zone dei centri urbani, alle SRB di tipo tradizionale si affiancano quelle micro-cellulari, ossia sistemi a corto raggio d'azione che garantiscono la copertura del servizio nelle aree a maggior traffico telefonico. Tali sistemi sono caratterizzati da un minor impatto visivo rispetto alle normali SRB e dall'uso di potenze estremamente basse che permettono installazioni anche a pochi metri dal suolo (circa 3 metri), in genere sulla parete di edifici o all'interno di insegne.



# Propagazione in ambiente urbano

- Molti sistemi di comunicazione mobile sono caratterizzati dalle condizioni non-LOS di riflessione, diffrazione, diffusione. Di conseguenza, l'andamento della potenza ricevuta con la distanza si discosta significativamente da quello previsto dalla formula di Friis. Il segnale all'antenna Rx è somma di segnali che hanno percorso vie diverse (multipath).



- L'andamento della potenza in funzione della distanza in ambiente urbano è descritto da 3 componenti:
  - Termine dominante funzione della distanza (*attenuazione*).
  - Fluttuazioni lente (*fading a lungo termine o shadowing*).
  - Fluttuazioni rapide (*fading a breve termine o fast fading*).

(Fading: termine che descrive le fluttuazioni dell'involuppo del segnale radio)

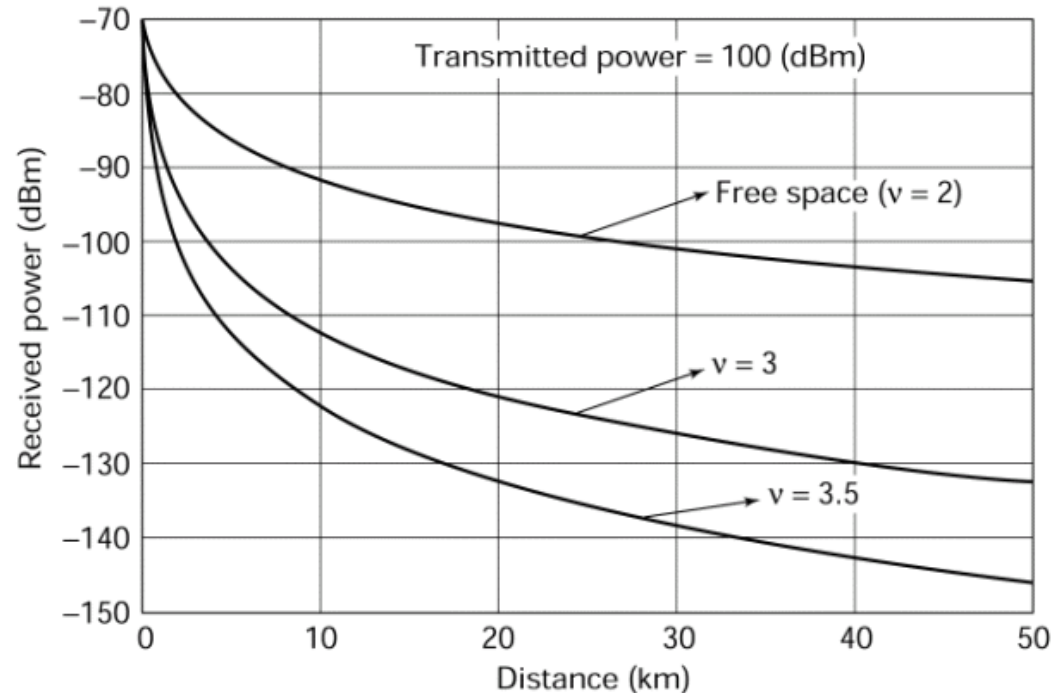
# Attenuazione in condizione non-LOS

L'attenuazione in spazio libero:

$$L_{fs}(\text{dB}) = -10 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

è un caso ideale. Considerando l'ambiente urbano l'attenuazione è più elevata rispetto a quella prevista dalla legge dell'inverso del quadrato della distanza e dipenderà da un parametro  $\nu > 2$  secondo la legge  $r^{-\nu}$ . Il parametro  $\nu$  è variabile a seconda dello scenario presente tra trasmettitore e ricevitore.

**Diminuzione  
della potenza al  
crescere di  $\nu$**



# Modelli di base di riferimento

---

- Una prima situazione di riferimento è il *modello flat earth* quella in cui tra l'antenna base e l'antenna mobile sia presente soltanto una superficie liscia con riflessione totale. In tal caso ci si può basare sul path gain factor visto nella trattazione sugli effetti del terreno:

$$|E / E_d| = F' = 2 \left| \sin \left( k_0 \frac{h_1 h_2}{d} \right) \right| \quad \begin{array}{l} h_1: \text{altezza trasmettitore;} \\ h_2: \text{altezza ricevitore.} \end{array}$$

Per le frequenze e le altezze che hanno interesse nei mezzi mobili, si può porre:

$$\left( k_0 \frac{h_1 h_2}{d} \right) \ll 1 \Rightarrow |E / E_d| = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h_1 h_2}{d}$$

Chiamando con  $W_T$ ,  $G_T$ ,  $W_R$ ,  $G_R$  le potenze e i guadagni in Tx e Rx , si ha:

$$W_R = \frac{W_T G_T}{4\pi d^2} \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \left( \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h_1 h_2}{d} \right)^2 \Rightarrow \frac{W_R}{W_T} = G_T G_R \frac{(h_1 h_2)^2}{d^4}$$

Nel modello flat earth, la potenza decresce come  $d^{-4}$ . Sebbene l'approssimazione è molto semplificativa, l'effetto della distanza è in sostanziale accordo con quello verificato da alcune misure sperimentali.

- Il secondo modello base è quello della diffrazione da ostacolo (*knife-edge*), usato per rappresentare gli effetti di edifici o ostacoli naturali.

# Modello di Egli

---

- In molte situazioni, interessa stimare statisticamente l'attenuazione su aree vaste, urbane o extraurbane, di configurazione complessa e per le quali non sempre si hanno mappe dettagliate. In questi casi, l'approccio più pratico consiste nel derivare stime statistiche basate su *metodi empirici*.
- Il modello di Egli si basa su misure effettuate in un intervallo di frequenza tra 90 MHz e 1 GHz su vasti territori di configurazione variabile. Fu sperimentato che la dipendenza dell'attenuazione dalla distanza seguiva con buona approssimazione una legge del tipo  $d^{-4}$  (flat earth). Fu così formulata la seguente espressione:

$$L = -10 \log \left[ \left( \frac{h_1 h_2}{d^2} \right)^2 \beta \right]$$

Il fattore  $\beta$ , indipendente dalla distanza, segue una statistica con distribuzione cumulativa lognormale. Il valore ecceduto con una probabilità del 50% è dato da:

$$\beta_{50} = \left( \frac{40}{f} \right)^2$$

$f$  è la frequenza in MHz. La deviazione standard di  $\beta$  risulta essere proporzionale alla deviazione standard delle irregolarità del terreno.

# Modello di Ibrahim e Parsons

---

- Il modello di Ibrahim e Parsons si basa su misure effettuate a Londra, utilizzando un'antenna trasmittente posizionata a 46 m da terra a tre frequenze: 168 MHz, 455 MHz e 900 MHz. Il ricevitore fu posto su un veicolo che si spostava all'interno della città ed il territorio urbano fu suddiviso in *test squares* di 500×500 m scelte in modo da essere di caratteristiche uniformi e rappresentative. Si trovarono i seguenti risultati:
  - la dipendenza dalla distanza segue con buona approssimazione il modello flat earth;
  - l'attenuazione aumenta con la frequenza.
- Effettuando un fitting sui dati sperimentali fu derivata, per l'attenuazione ecceduta con una probabilità del 50% ( $L_{50}$ ), la seguente legge:

$$L_{50} = 40 \log d - 20 \log(h_1 h_2) + \beta$$

con:

$$\beta = 20 + \frac{f}{40} + 0.18 \cdot LU - 0.34 \cdot H + K \qquad K = 0.094 \cdot U - 5.9$$

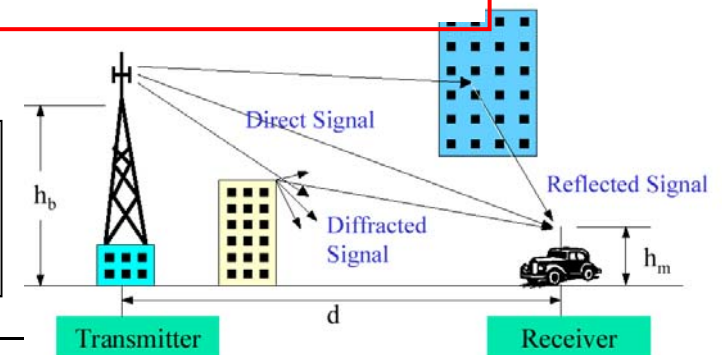
$d$  è la distanza [m],  $f$  è la frequenza [MHz],  $LU$  è la percentuale di area coperta da edifici (*land usage factor*),  $U$  è la percentuale di area edificata con almeno 4 piani (*degree of urbanization*),  $H$  è la differenza media di altezza [m] tra la test square del trasmettitore e quella del ricevitore.

# Modello di Okumura-Hata (1/2)

- E' un *modello empirico* derivato dal modello originale di Okumura basato su misure effettuate tra 200 MHz e 2 GHz in zona urbana (Tokio 1968).
- Il modello Okumura-Hata (1980) è stato formulato a partire dai dati sperimentali del modello di Okumura, con diversi fattori di correzione per tenere conto della diversità degli ambienti
- E' un modello attendibile spesso utilizzato come base per la formulazione di altri modelli. E' usato dal 1997 in ITU-R (International Telecommunication Unit-Radiocommunication) come modello terrestre per unità mobili nel range VHF (30-300 MHz) e UHF (300 MHz-3 GHz).
- Detta  $L_{PU}$  l'attenuazione di percorso in area urbana, secondo il modello Okomura-Hata essa è data da: ecceduta con probabilità 50%

$$L_{PU}(dB) = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c (MHz) - 13.82 \log_{10} h_b (m) - \alpha [h_m (m)] \\ + [44.9 - 6.55 \log_{10} h_b (m)] \log_{10} d (km)$$

$h_b$ : altezza stazione base (tra 30 e 200 m)  
 $h_m$ : altezza ricevitore mobile (tra 1 e 10 m)  
 $\alpha(h_m)$ : parametro legato all'altezza sul terreno del ricevitore





# Modello di Okumura-Hata (2/2)

$$\alpha [h_m(m)] = \begin{cases} [1.1 \log_{10} f (MHz) - 0.7] h_m(m) - [1.56 \log_{10} f (MHz) - 0.8], & \text{città medio-piccole} \\ 8.29 [\log_{10} 1.54 h_m(m)]^2 - 1.1, & \text{for } f \leq 200 MHz \\ 3.2 [\log_{10} 11.75 h_m(m)]^2 - 4.97, & \text{for } f \geq 400 MHz \end{cases}, \text{ città grandi}$$

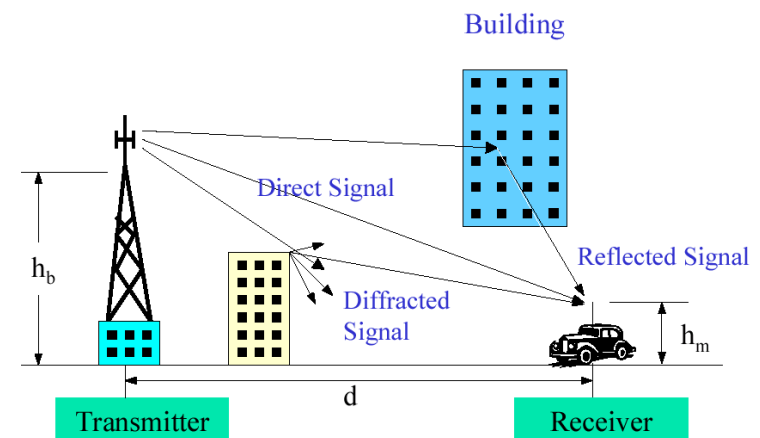
Fattori di correzione per aree non urbane:

$$L_{PS}(dB) = L_{PU}(dB) - 2 \left[ \log_{10} \frac{f (MHz)}{28} \right]^2 - 5.4 \quad \text{zona sub-urbana}$$

$$L_{PO}(dB) = L_{PU}(dB) - 4.78 [\log_{10} f (MHz)]^2 + 18.33 \log_{10} f (MHz) - 40.94 \quad \text{zona rurale (open area)}$$

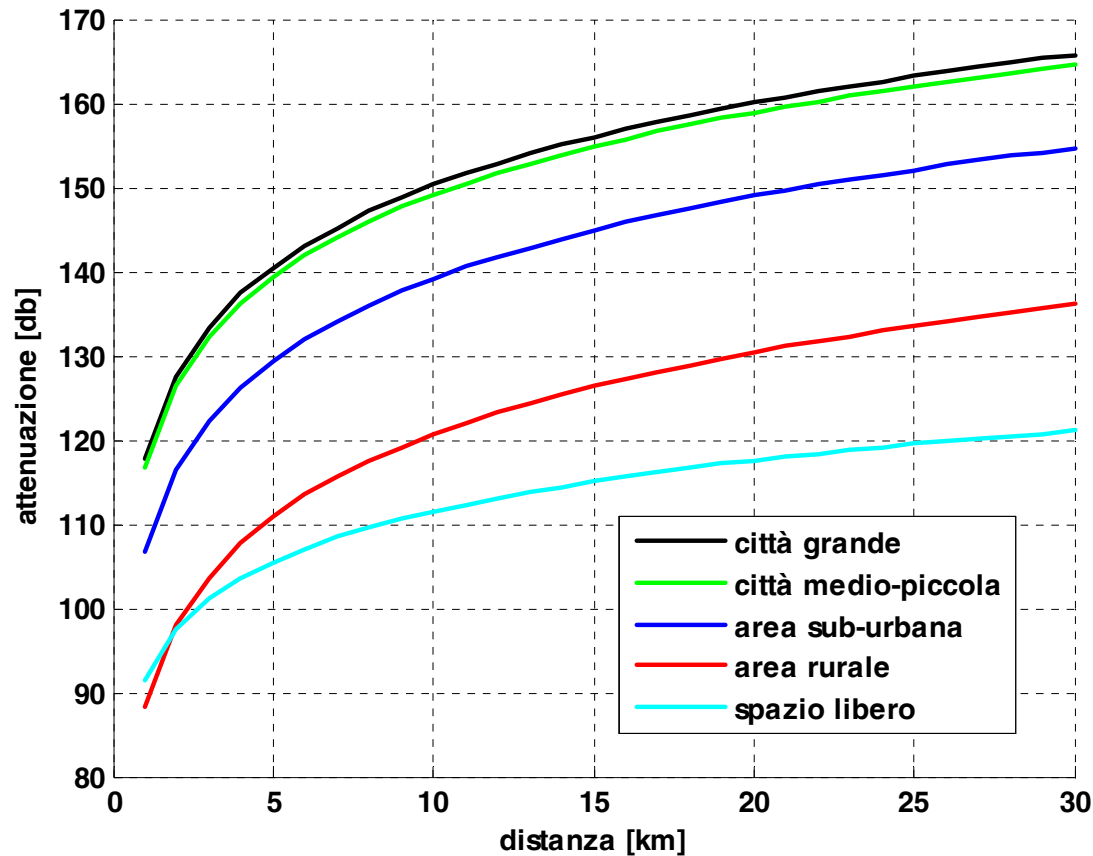
per città piccole

Per l'applicabilità del modello di Okomura-Hata deve essere:  $1 \text{ km} < d < 20 \text{ km}$



# Esempio per il modello Okumura-Hata

$f=900$  MHz,  $h_b=80$  m,  $h_m=3$  m



Si noti che  $L_{fs}$  può esprimersi come :

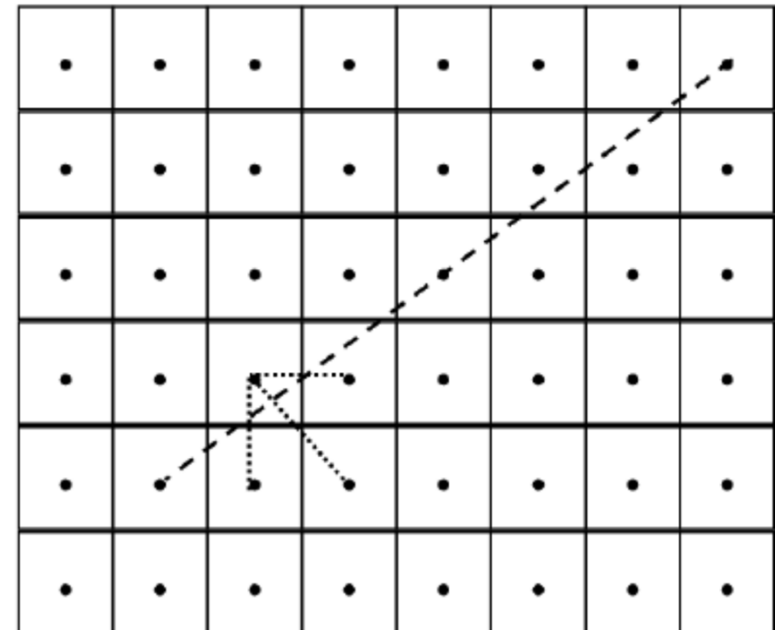
$$L_{fs} = 32.4 + 20 \log_{10} d(\text{km}) + 20 \log_{10} f(\text{MHz})$$

# Modello JRC

- Per aree urbane o extraurbane di caratteristiche ben note, sono stati sviluppati modelli per il calcolo dell'attenuazione con un *approccio fisico*.
- Il modello JRC è stato proposto nel Regno Unito dal Joint Radio Committee (JRC). Utilizza una base di dati orografica e suddivide il territorio in aree quadrate di lato 0.5 km. I punti al centro di ogni area vengono presi come *height reference points*, rappresentativi delle aree stesse. Gli *height reference points* vengono congiunti con segmenti rettilinei. Si costruisce così un profilo ideale costituito da ostacoli aventi tali segmenti come bordo superiore.
- Per una data coppia di antenne trasmettenti e riceventi, l'attenuazione è calcolata con la seguente espressione:

$$L = \max(L_F, L_E) + L_D$$

$L_F$  è l'attenuazione di spazio libero,  $L_E$  è l'attenuazione calcolata col modello flat earth,  $L_D$  è l'attenuazione dovuta a diffrazione, che può essere determinata usando un modello di ostacolo multiplo.



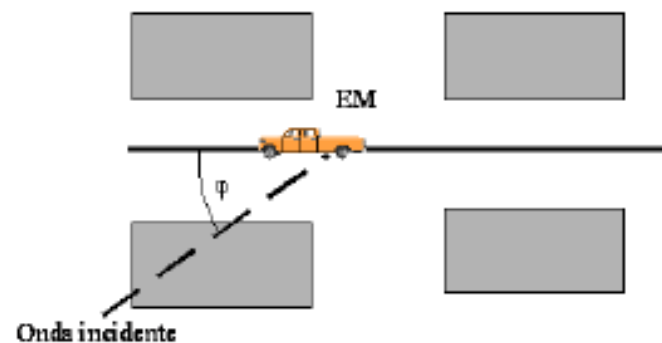
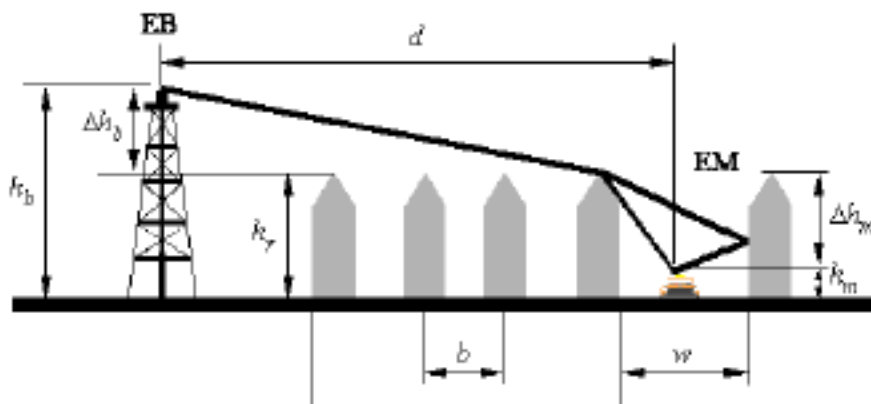
# Modello di Walfish-Ikegami (1/3)

- È un modello per il piano verticale che considera la diffrazione da schermi multipli (Walfish-Bertoni) e il contributo *roof-to-street* (Ikegami). Si basa sui seguenti parametri: altezza media degli edifici  $h_r$ , larghezza delle strade  $w$ , separazione tra edifici  $b$  e orientazione delle strade rispetto al cammino diretto ( $\varphi$ ). E' un **modello statistico** in quanto si considerano valori medi (tipici).

- L'attenuazione è data da:

$$L_{TOT} = \begin{cases} L_{fs} + L_{rts} + L_{msd} \\ L_{fs} & \text{se } L_{rts} + L_{msd} \leq 0 \end{cases}$$

dove  $L_{fs}$  è l'attenuazione in spazio libero,  $L_{rts}$  è l'attenuazione *roof-to-street* e  $L_{msd}$  è l'attenuazione da schermi multipli.



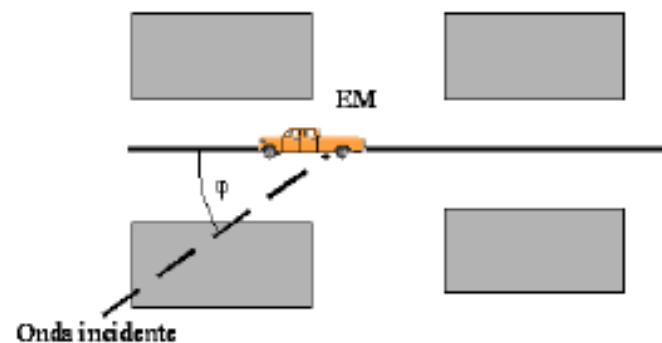
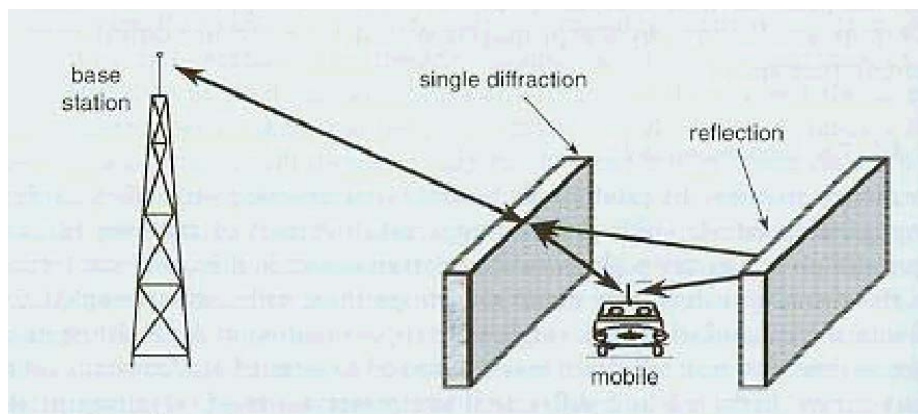
## Modello di Walfish-Ikegami (2/3)

Il termine  $L_{rts}$  è basato sul lavoro originale di Ikegami, aggiornato in ambito COST 231 (*European Cooperation in Science and Technology*). Esso esprime gli effetti di accoppiamento tra l'ultimo edificio prima del terminale mobile, la strada e gli edifici successivi al terminale. E' data da:

$$L_{rts} = -16.9 - 10 \log_{10} w(\text{m}) + 10 \log_{10} f(\text{MHz}) + 20 \log_{10} \Delta h_m(\text{m}) + L_\varphi$$

dove:  $\Delta h_m = h_r - h_m$

$$L_\varphi = \begin{cases} -10 + 0.354\varphi & 0^\circ \leq \varphi < 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\varphi - 35) & 35^\circ \leq \varphi < 55^\circ \\ 4.0 - 0.114(\varphi - 55) & 55^\circ \leq \varphi < 90^\circ \end{cases}$$



# Modello di Walfish-Ikegami (3/3)

Il termine  $L_{msd}$  tiene conto degli effetti di diffrazione multipla tra l'antenna della SRB e l'ultimo edificio prima del terminale. E' data da:

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log_{10} d \text{ (km)} + k_f \log_{10} f \text{ (MHz)} - 9 \log_{10} b \text{ (m)}$$

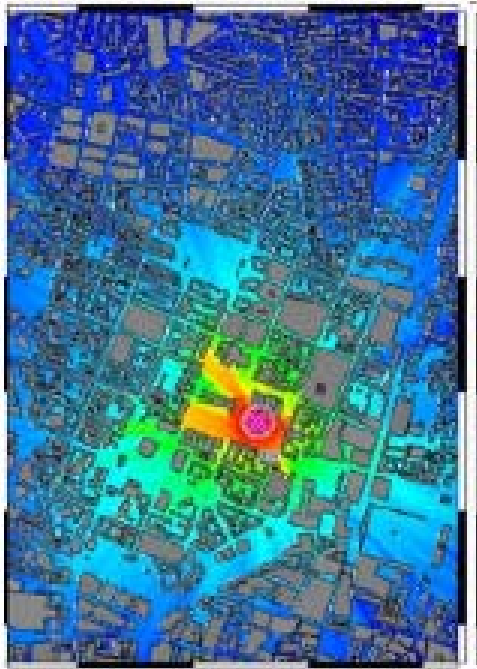
dove i primi due addendi a II° membro non erano presenti nel modello originale di Walfish-Bertoni e sono stati introdotti in ambito COST 231. Le espressioni dei vari parametri sono le seguenti:

$L_{bsh} = \begin{cases} -18 \log(1 + \Delta h_{base} [\text{m}]) & \text{per } h_b > h_r \\ 0 & \text{per } h_b \leq h_r \end{cases}$	$\Delta h_{base} = h_b - h_r$	
$k_a = \begin{cases} 54 & \text{per } h_b > h_r \\ 54 - 0.8 \Delta h_{base} & \text{per } h_b \leq h_r \text{ e } d \geq 0.5 \text{ km} \\ 54 - 0.8 \Delta h_{base} R[\text{km}] / 0.5 & \text{per } h_b \leq h_r \text{ e } d < 0.5 \text{ km} \end{cases}$		
$k_d = \begin{cases} 18 & \text{per } h_b > h_r \\ 18 - 15 \Delta h_{base} / h_r & \text{per } h_b \leq h_r \end{cases}$		
$k_f = \begin{cases} 0.7 \left( \frac{f [\text{MHz}]}{925} - 1 \right) & \text{per città medie} \\ 1.5 \left( \frac{f [\text{MHz}]}{925} - 1 \right) & \text{per centri metropolitani} \end{cases}$		

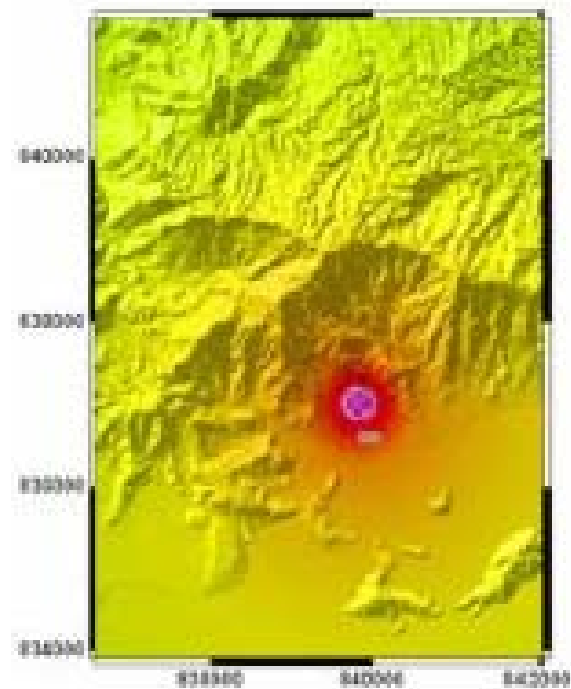
# Esempi di applicazione

---

Walfisch-Ikegami in area urbana



Okomura –Hata in area rurale



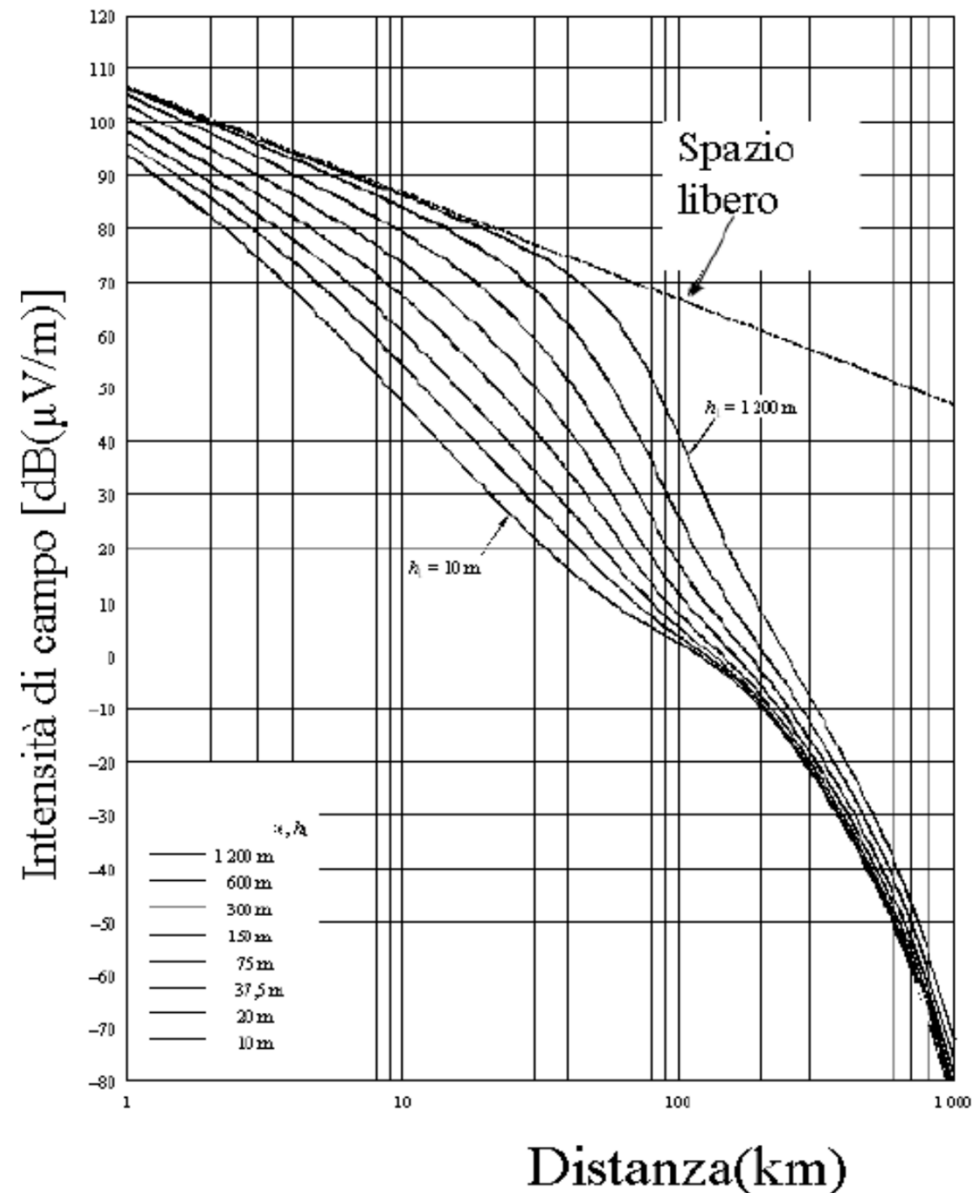


# Modello misto (1/2)

La ITU ha proposto un modello misto. Utilizza diagrammi tracciati elaborando statisticamente risultati sperimentali ottenuti in varie superfici del mondo, terrestri e marine.

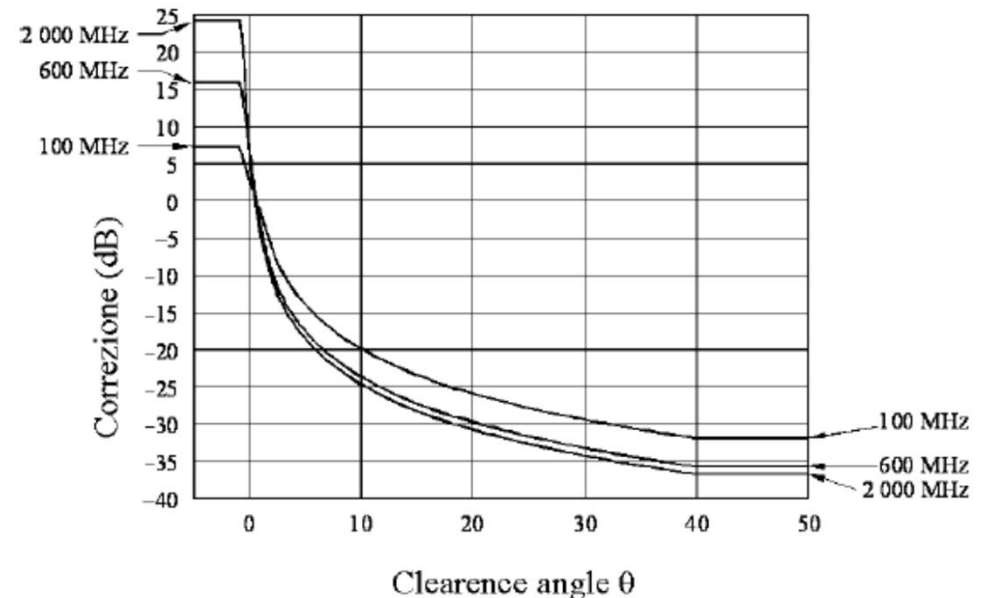
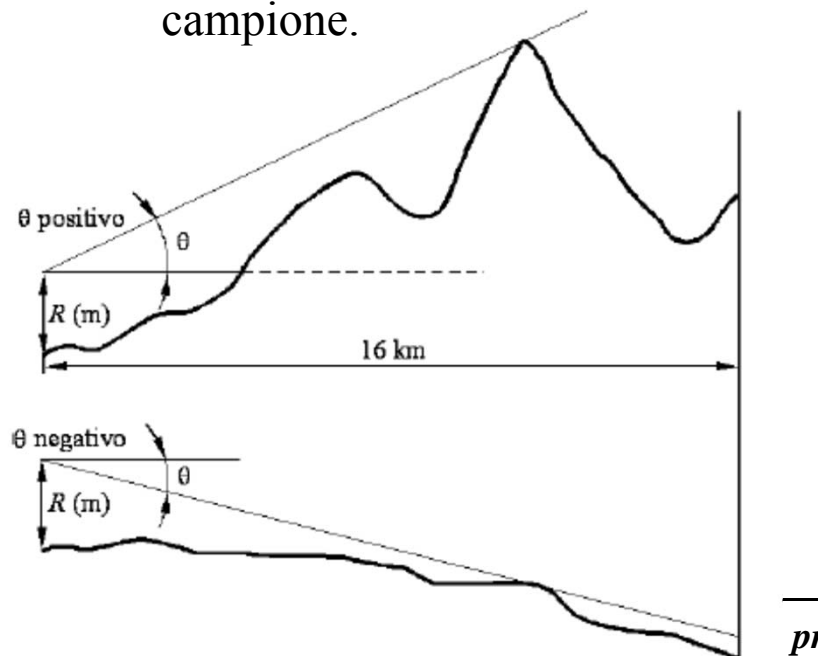
I diagrammi danno il livello di campo ricevuto ecceduto con una probabilità del 50%, espresso in  $\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$ , in funzione della distanza, per una potenza trasmessa pari a 1 kW e un'altezza del ricevitore ( $h_r$ ) comparabile con le irregolarità superficiali.

I diagrammi sono stati tracciati per diversi valori di frequenza, di altezza del trasmettitore ( $h_t$ ) e di tipologie di superficie. Un esempio è mostrato in figura  $f=2\text{ GHz}$ .



## Modello misto (2/2)

- Il metodo è misto, in quanto i valori previsti dai diagrammi sono corretti da un fattore che tiene conto delle irregolarità locali del terreno in prossimità del ricevitore. Si considera l'ostacolo più significativo in un raggio di 16 km lungo la congiungente col trasmettitore.
  - Si determina il *clearance angle*  $\theta$ , formato tra l'orizzontale e la congiungente il ricevitore con la sommità dell'ostacolo precedentemente individuato.
  - Si determina quindi il fattore correttivo, in funzione di  $\theta$ , mediante diagrammi ottenuti con metodo semiempirico sulla base di collegamenti campione.



# Fading

Abbiamo visto che l'andamento della potenza in funzione della distanza in ambiente urbano è descritto da 3 componenti:

- Termine dominante funzione della distanza (*attenuazione*)
- Fluttuazioni lente (*fading a lungo termine o shadowing*)
- Fluttuazioni rapide (*fading a breve termine o fast fading*)



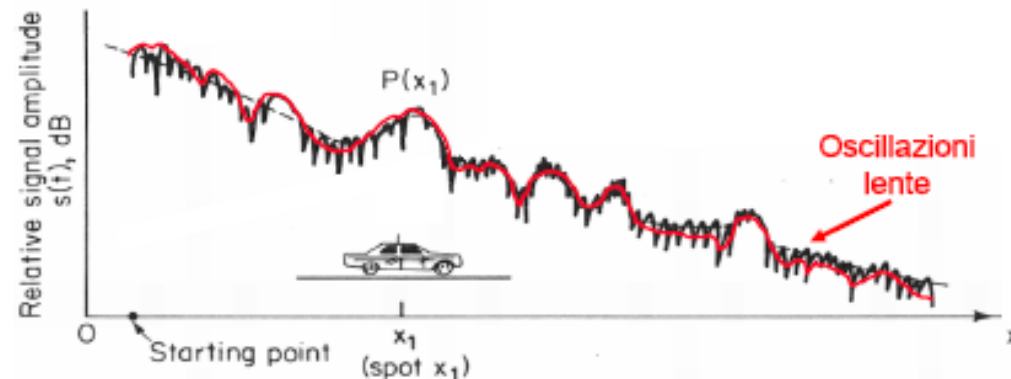
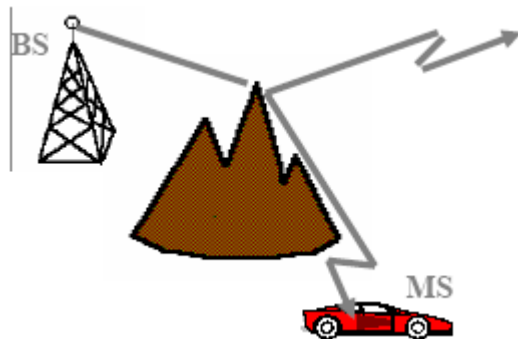
# Fading a lungo termine

- Un collegamento radiomobile è soggetto a forti ostruzioni variabili da posizione a posizione. Gli ostacoli presenti sul cammino di propagazione causano perdite per diffrazione che sono all'origine del fading a lungo termine o *shadowing*: variazioni lente nel valor medio del segnale.
- Le oscillazioni lente possono essere modellate per mezzo di una distribuzione log-normale, la cui funzione densità di probabilità (pdf) del livello del segnale ricevuto è:

$$f_L(\ell) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\ell} \cdot e^{-\frac{(\ell-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

$\ell$ : livello del segnale ricevuto (dB)

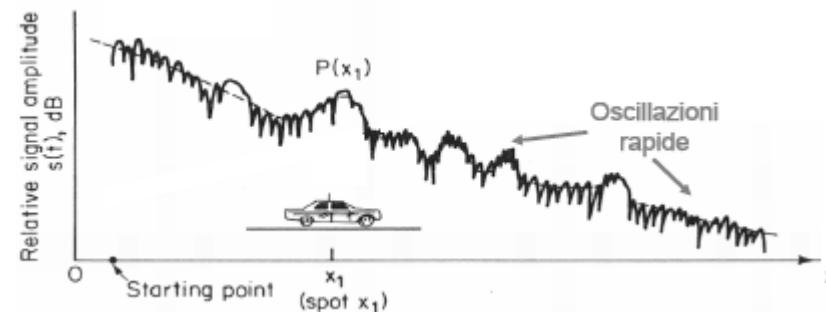
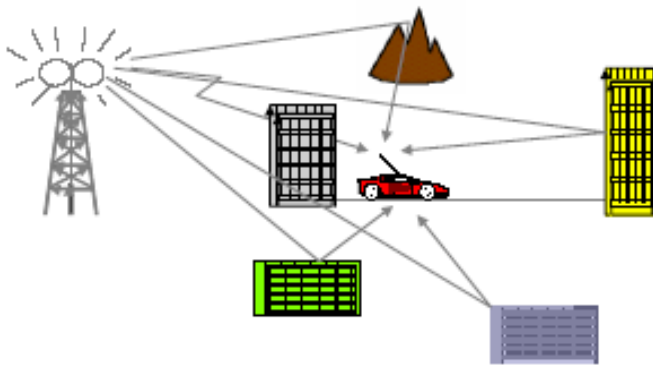
$\mu$ : valor medio;  $\sigma$ : dev. standard



# Fading a breve termine

- La presenza di molti ostacoli nello scenario di propagazione fa sì che al mobile giungano numerosi contributi originati dall'interazione delle onde elettromagnetiche con l'ambiente circostante (*multipath*). Il segnale ricevuto è dato pertanto dall'*interferenza* dei segnali giungono al ricevitore dopo aver percorso cammini differenti.
- Gli oggetti dello scenario causano *riflessione*, *trasmissione* e *diffrazione* delle onde elettromagnetiche dando origine al *fast fading*: rapide fluttuazioni dell'involuppo del segnale.
- Le oscillazioni rapide dell'involuppo  $r$  del segnale ricevuto possono essere descritte da una distribuzione di Rayleigh:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, \quad r > 0 \quad \sigma: \text{dev. standard}$$

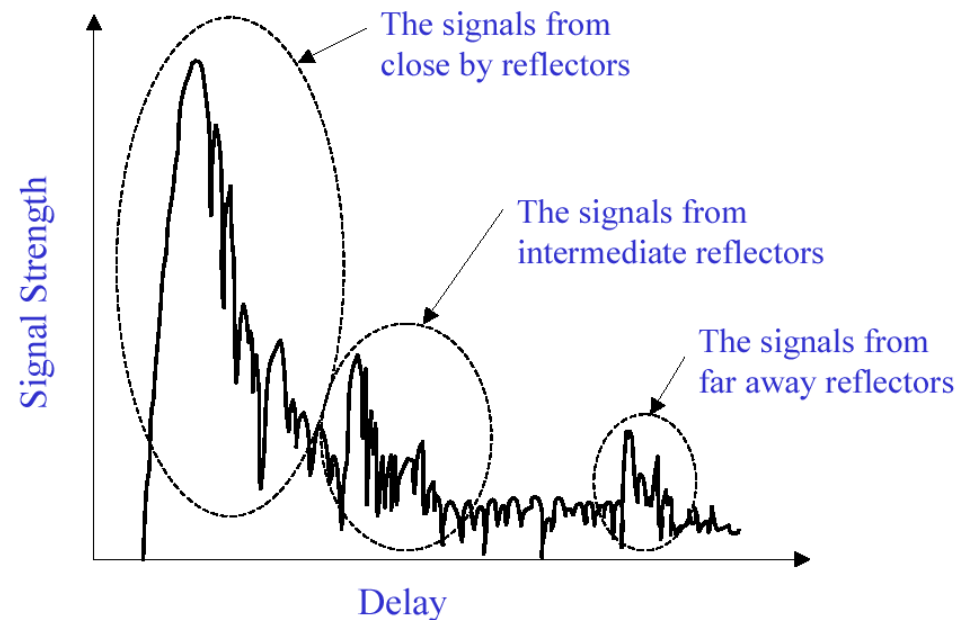


# Delay Spread

- A causa delle riflessioni subite dal segnale nel propagarsi dal trasmettitore al ricevitore, il segnale segue differenti percorsi. Di conseguenza il tempo di arrivo relativo a ogni percorso è diverso. A causa dei diversi ritardi di propagazione dei raggi, in ricezione si può avere un allargamento temporale del segnale ricevuto (dispersione temporale).
- Detto  $\tau_i$  il ritardo di propagazione relativo dell' $i$ -esimo raggio e  $P_i$  la sua potenza, si definisce *Delay Spread* la seguente grandezza:

$$DS = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_r} (\tau_i - \tau_m)^2 \cdot P_i}{\sum_{i=1}^{N_r} P_i}} \quad \tau_m = \frac{\sum_{i=1}^{N_r} \tau_i \cdot P_i}{\sum_{i=1}^{N_r} P_i}$$

Il Delay Spread dipende dalle caratteristiche del canale di propagazione e rappresenta una *valutazione (non rigorosa) dell'allargamento temporale subito dal segnale ricevuto*.



# Azimuth spread

---

- I cammini multipli determinano anche “dispersione angolare”: il segnale ricevuto non proviene da una unica direzione (come nel caso di spazio libero), ma è la combinazione di contributi provenienti da direzioni differenti.
- Si ha quindi un “allargamento angolare” del segnale ricevuto, per descrivere il quale si fa riferimento all’*Azimuth Spread*. Tale parametro, detto  $\phi_i$ , l’azimuth dell’ $i$ -esimo raggio è definito come:

$$AS = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_r} (\phi_i - \phi_m)^2 \cdot P_i}{\sum_{i=1}^{N_r} P_i}} \quad \phi_m = \frac{\sum_{i=1}^{N_r} \phi_i \cdot P_i}{\sum_{i=1}^{N_r} P_i} \quad N_r : \text{numero dei raggi}$$

- L’*Azimuth Spread* dipende dalle caratteristiche del canale di propagazione e rappresenta l’ampiezza dell’intervallo angolare entro il quale vengono ricevuti i contributi più significativi.