



Introduzione alle reti wireless  
Reti Avanzate, a.a. 2012/2013  
Un. of Rome "La Sapienza"

Chiara Petrioli<sup>†</sup>

<sup>†</sup> *Department of Computer Science – University of Rome "Sapienza" – Italy*



- **Analizziamo adesso brevemente ciascuno di questi aspetti**
- **Quelli più legati alle problematiche di rete saranno poi ripresi in seguito**

■ **canale wireless**

■ **consumo energetico**

■ **mezzo condiviso**



## ***Canale Wireless***

***risponderemo alla seguente domanda:  
-quali sono le ragioni per la presenza di errori nella  
trasmissione ?***



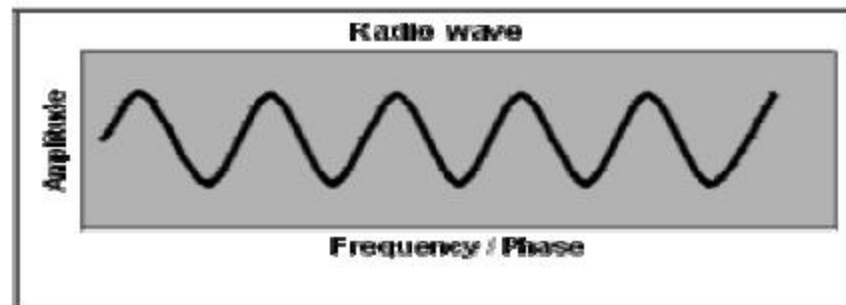
- Rispetto ai mezzi cablati il canale radio è un mezzo di trasmissione molto “più inaffidabile”
- I segnali che si propagano in aria sono soggetti a fenomeni di:
  - Attenuazione funzione della distanza tra trasmettitore e ricevitore
  - Attenuazione dovuta ad ostacoli
  - Propagazione per cammini multipli (multipath)



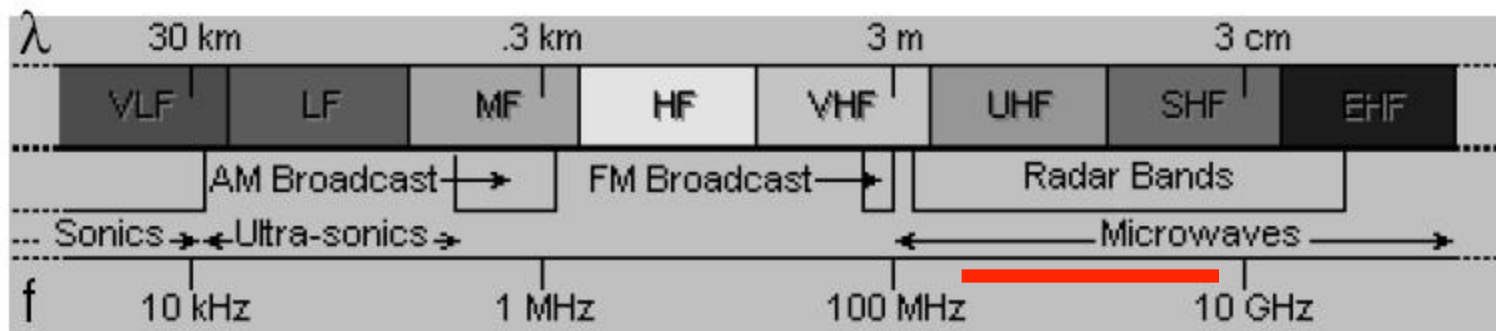
$$s(t) = A \cos(2\pi f t + \varphi)$$

- Radio wave

- Wavelength  $\lambda = c/f$
- Speed of light  $c=3 \times 10^8$  m/s
- Frequency:  $f$



[VIUISE]HF = [Very|Ultra|Super|Extra] High Frequency



$$f = 900 \text{ MHz} \rightarrow \lambda = 33 \text{ cm}$$





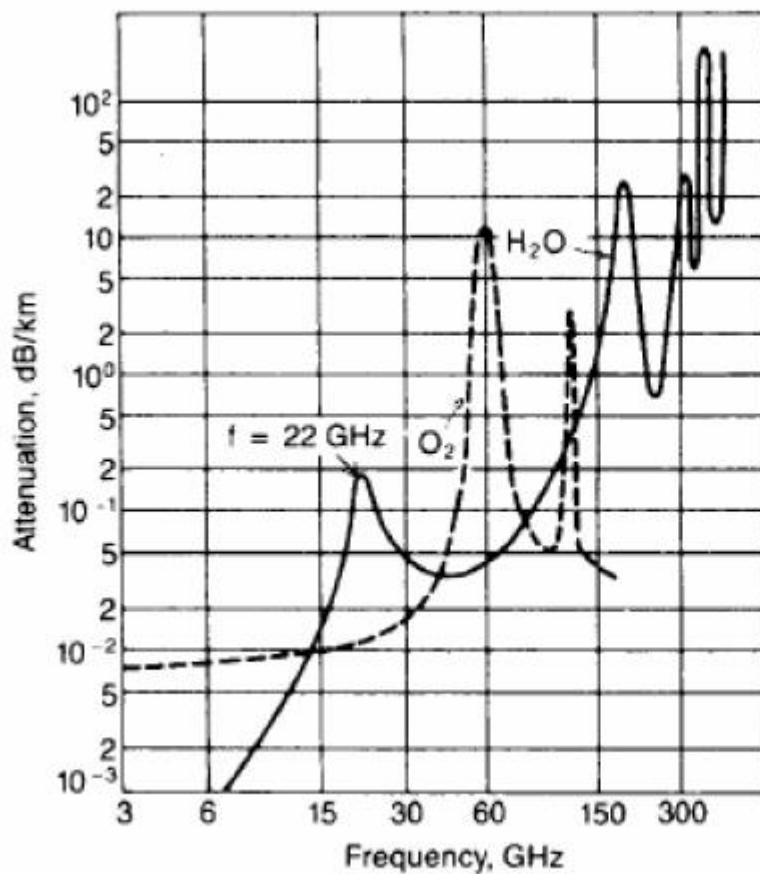
# The radio spectrum

ELF	<3 KHz	Remote control, Voice, analog phone
VLF	3-30 KHz	Submarine, long-range
LF	30-300 KHz	Long-range, marine beacon
MF	300 KHz – 3 MHz	AM radio, marine radio
HF	3-30 MHz	Amateur radio, military, long-distance aircraft/ships
VHF	30-300 MHz	TV VHF, FM radio, AM x aircraft commun.
UHF	300 MHz - 3 GHz	Cellular, TV UHF, radar
SHF	3-30 GHz	Satellite, radar, terrestrial wireless links, WLL
EHF	30-300 GHz	Experimental, WLL
IR	300 GHz – 400 THz	LAN infrared, consumer electronics
Light	400-900 THz	Optical communications





# Attenuation phenomena for millimeter waves (EHF)

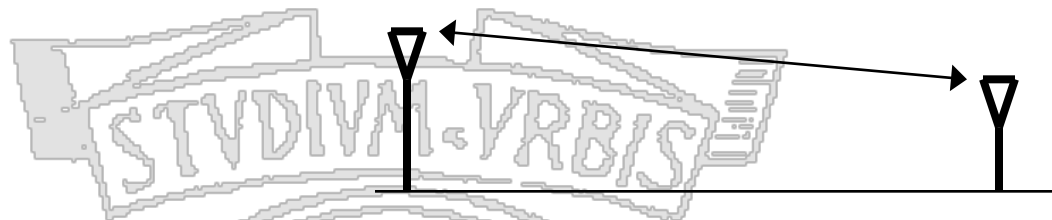


Impairments due to  
-Oxygen  
- water vapour

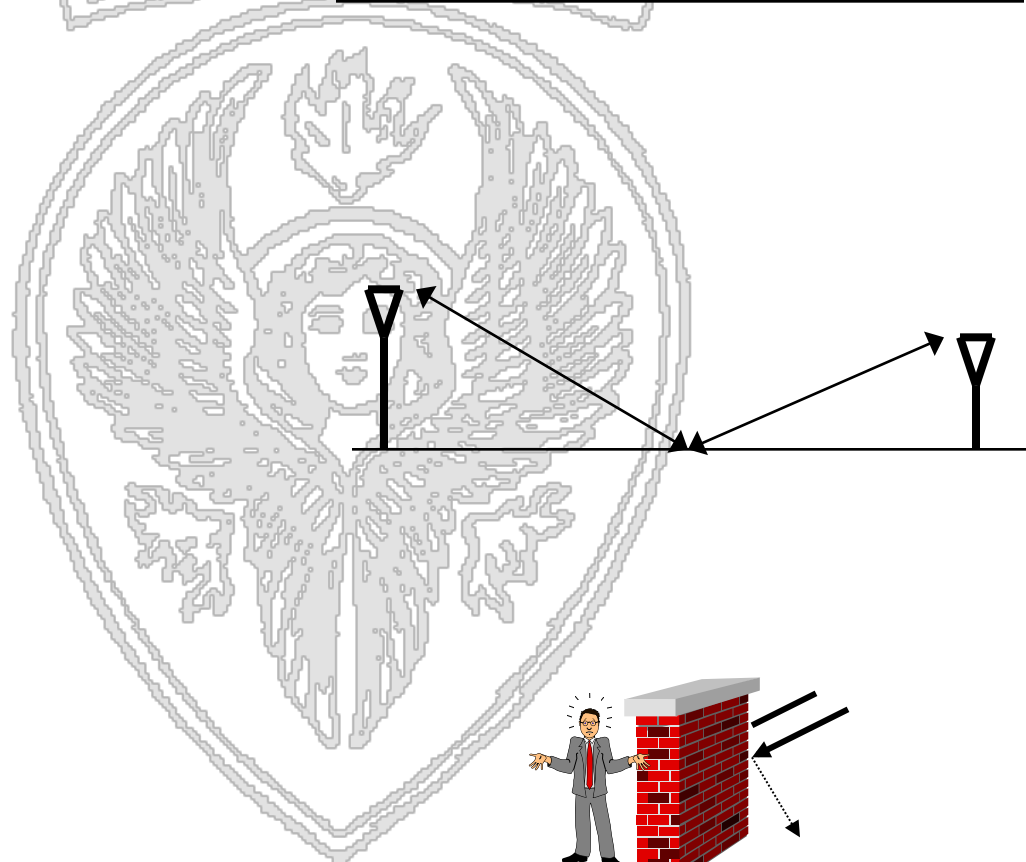




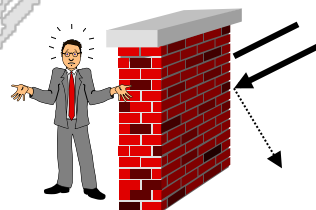
- Line of sight



- Reflection



- Shadowing







## → Diffraction

- When the surface encountered has sharp edges
- bending the wave

BS

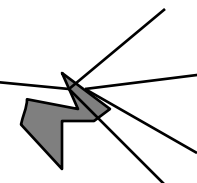
MS



## → Scattering

- When the wave encounters objects smaller than the wavelength (vegetation, clouds, street signs)

BS

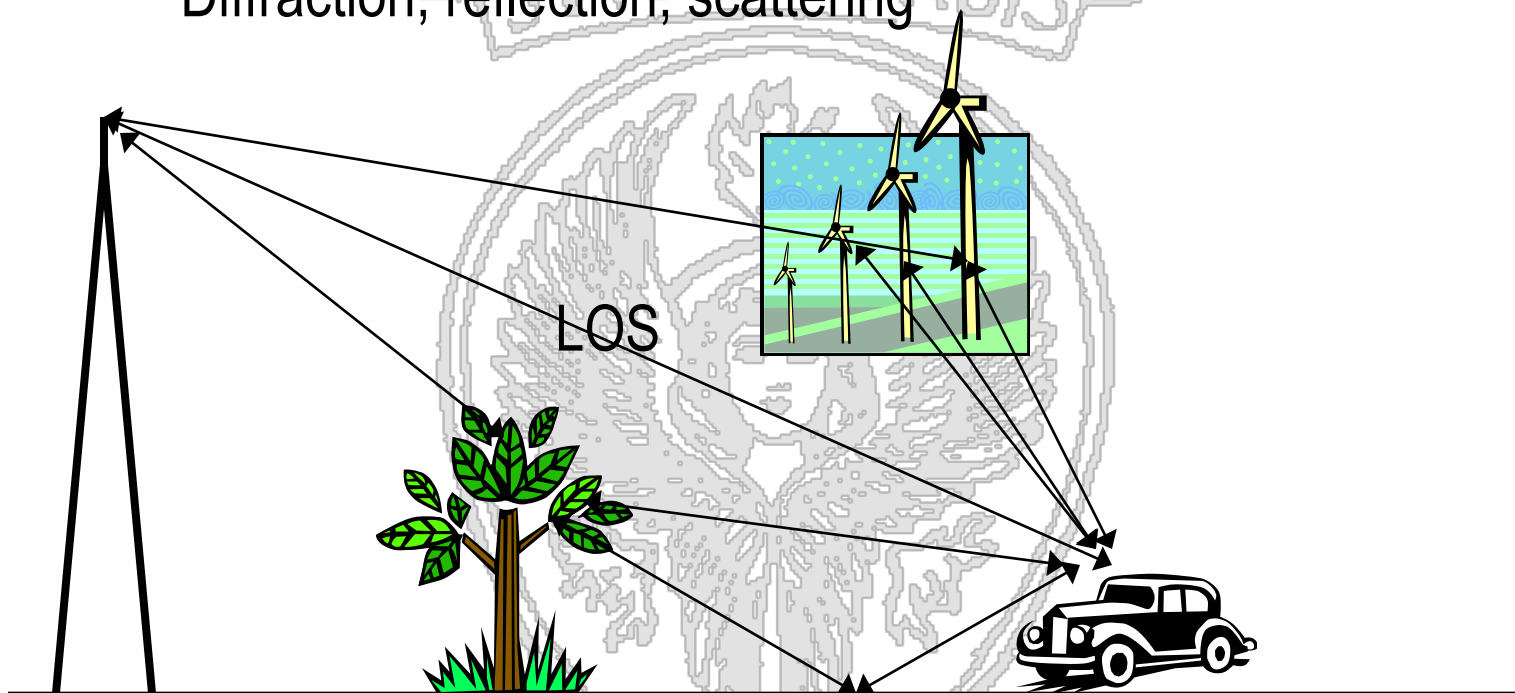


STOP





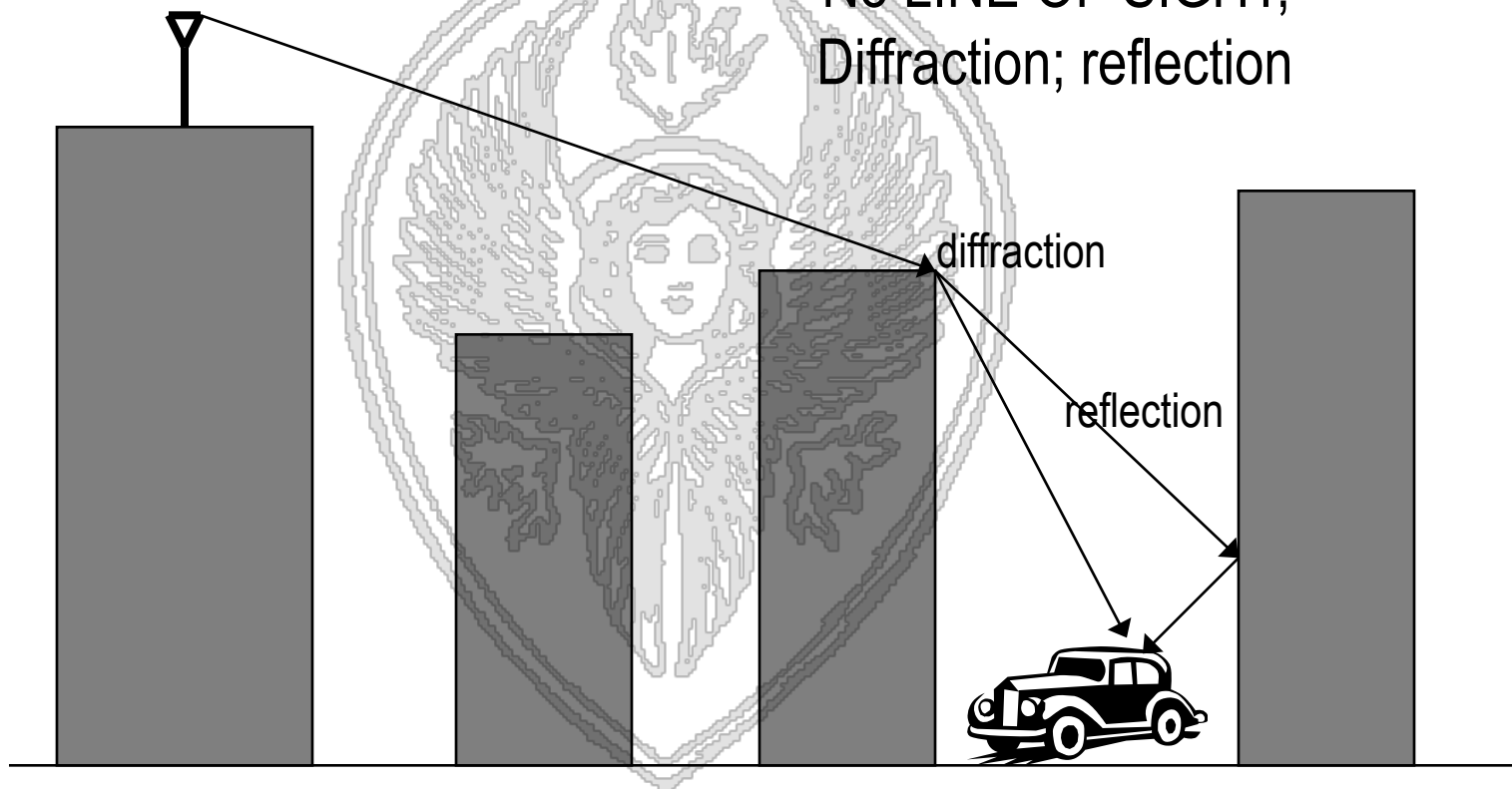
LINE OF SIGHT +  
Diffraction, reflection, scattering





## *LOS path non necessarily existing (and unique)*

Example: city with large buildings;  
No LINE OF SIGHT;  
Diffraction; reflection



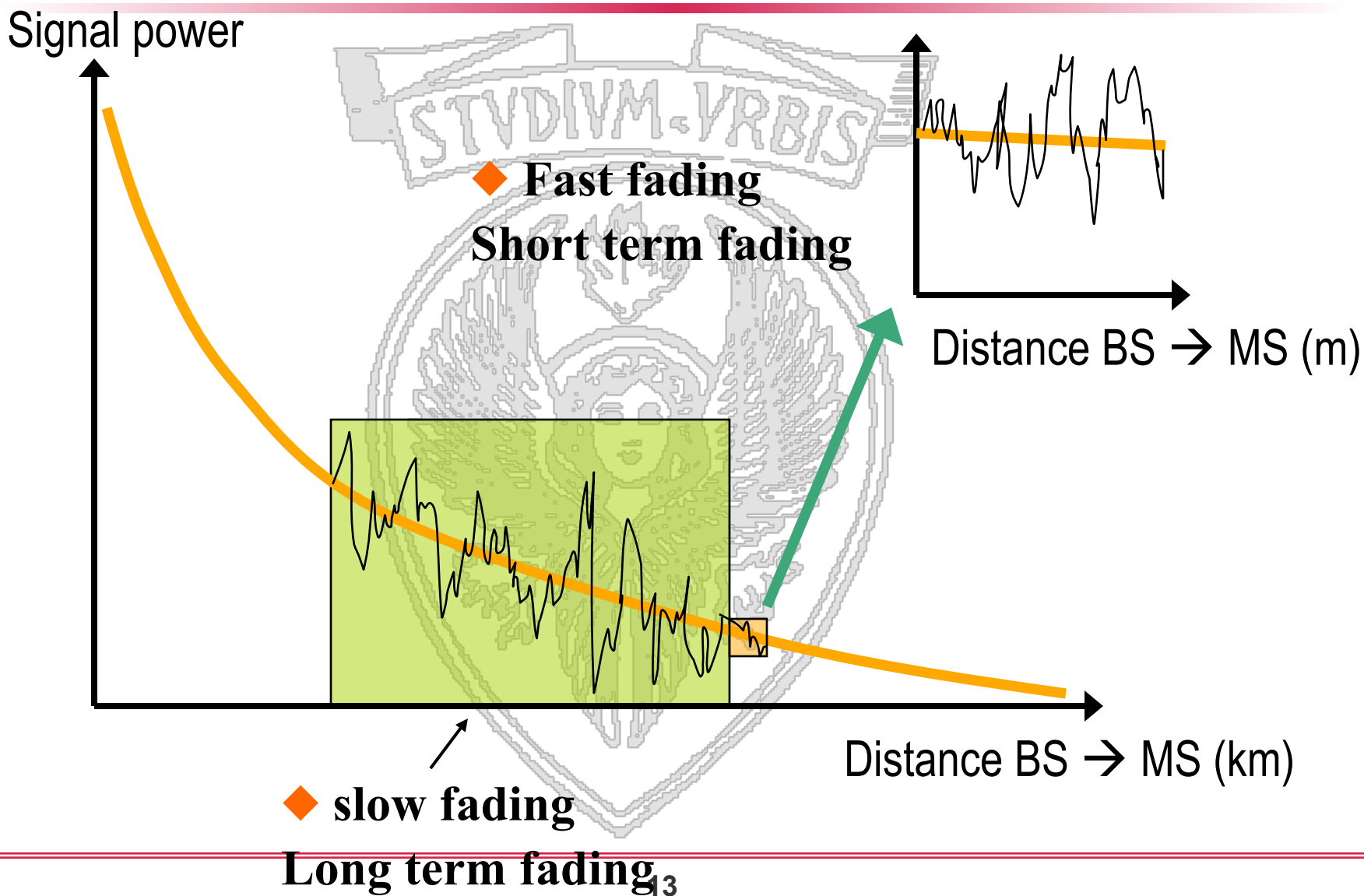


# Attenuazione del segnale

Signal power

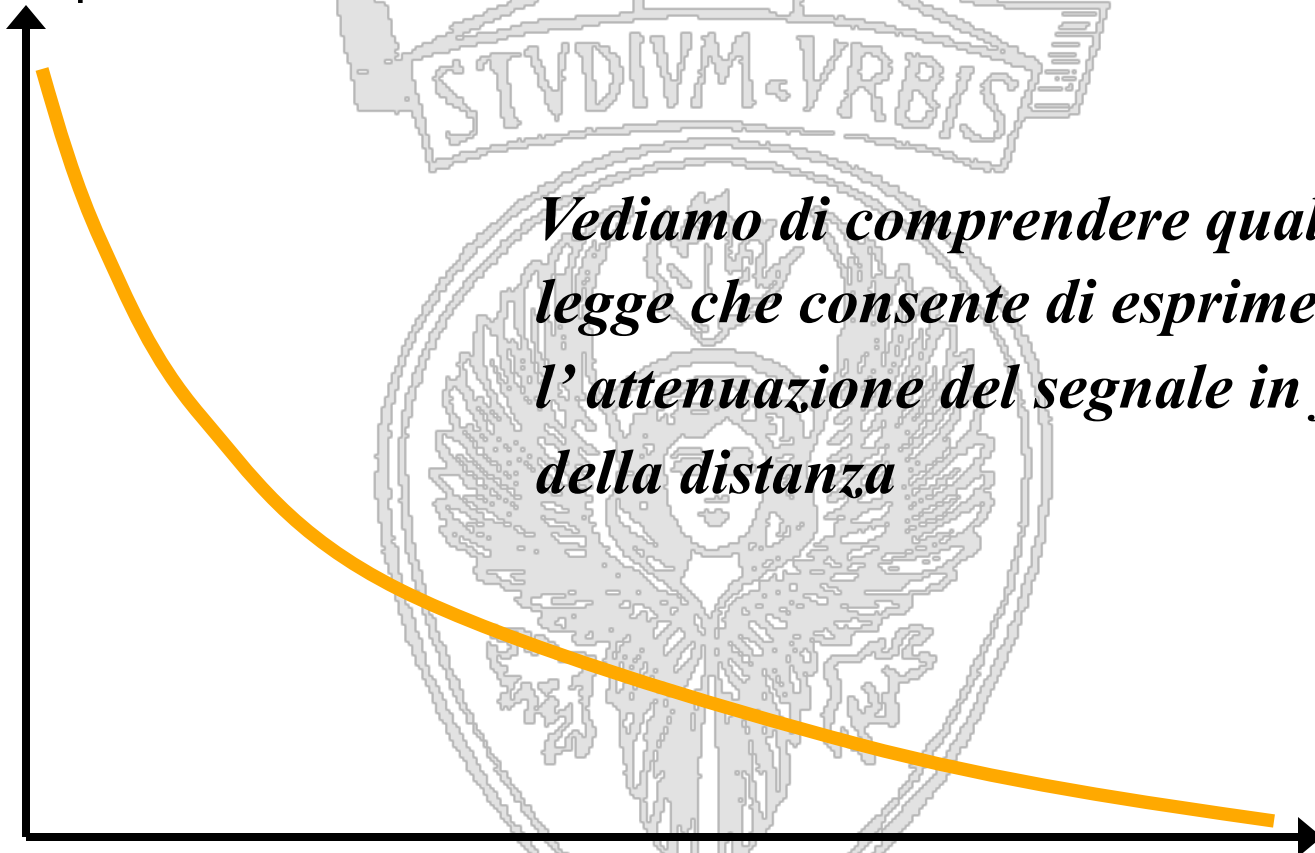


Distance BS → MS





Signal power

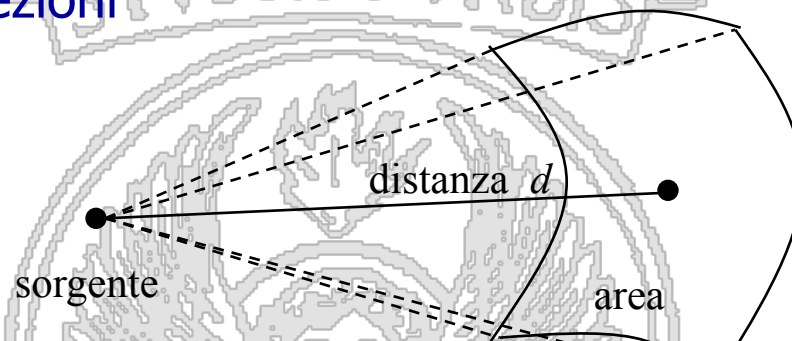


*Vediamo di comprendere quale la legge che consente di esprimere l'attenuazione del segnale in funzione della distanza*

Distance BS → MS



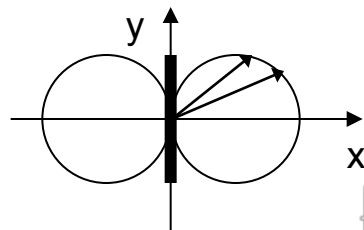
- Una sorgente puntiforme isotropica (isotropic radiator) che trasmetta un segnale di potenza  $P_T$  lo irradia in modo uniforme in tutte le direzioni



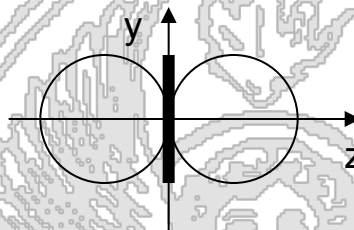
- La densità di potenza sulla superficie di una sfera centrata nella sorgente puntiforme e con raggio  $d$  è data da:

$$F = \frac{P_T}{4\pi d^2} \quad [\text{W/m}^2]$$

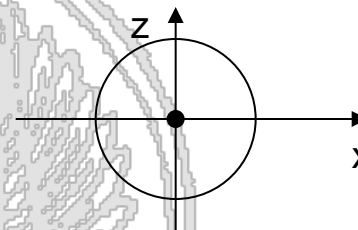
- Graphical representation of radiation properties of an antenna
- Depicted as two-dimensional cross section



side view (xy-plane)

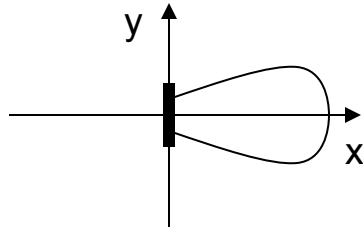


side view (yz-plane)

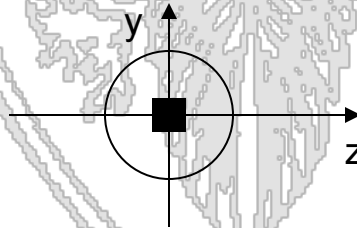


top view (xz-plane)

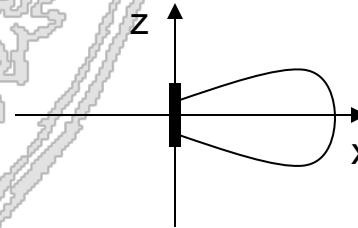
simple  
dipole



side view (xy-plane)



side view (yz-plane)

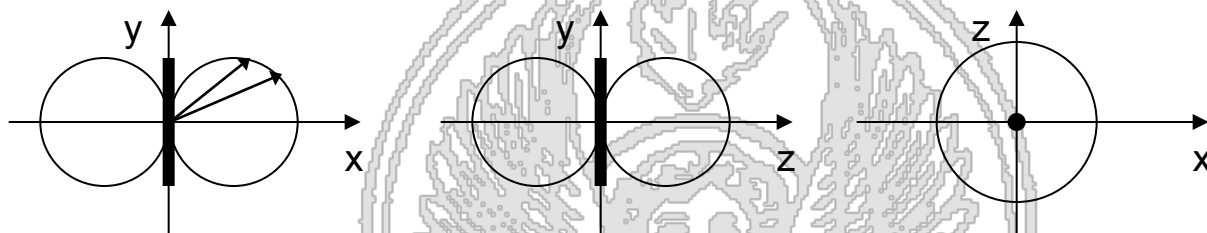


top view (xz-plane)

directed  
antenna



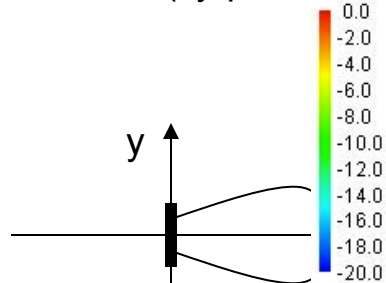
- Graphical representation of radiation properties of an antenna
- Depicted as two-dimensional cross section



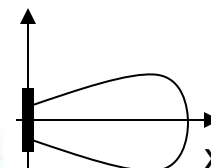
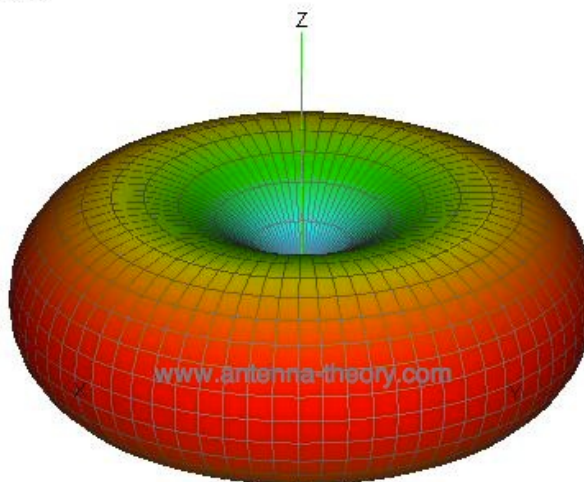
simple  
dipole

side view (xy-plane)

xz-plane)



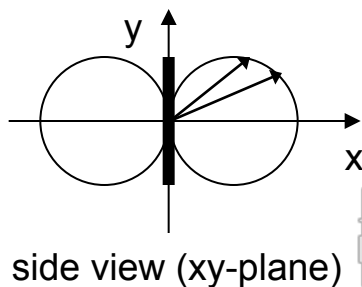
side view (xy-plan



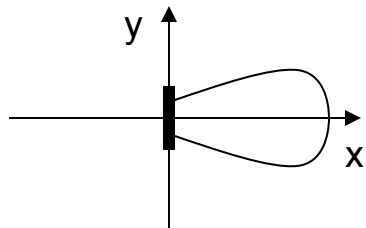
(xz-plane)

directed  
antenna

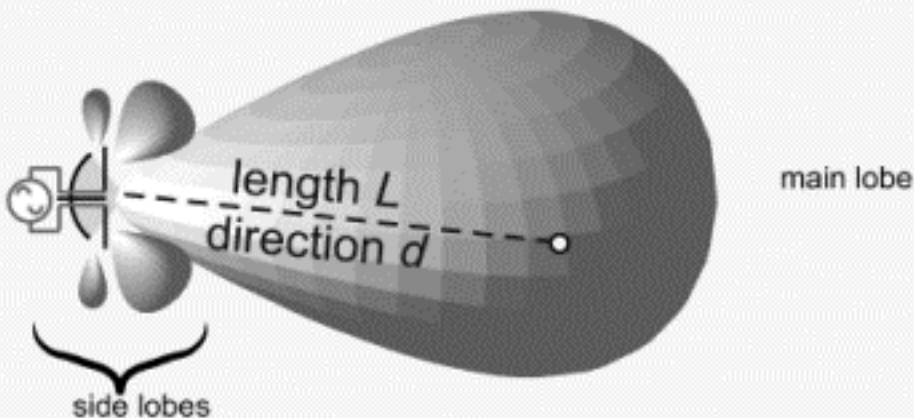
- Graphical representation of radiation properties of an antenna
- Depicted as two-dime



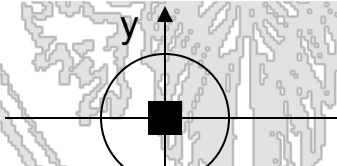
side view (xy-plane)



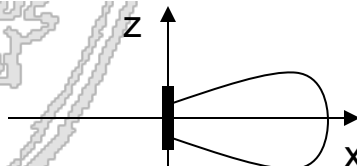
side view (xy-plane)



side



side view (yz-plane)



top view (xz-plane)

directed antenna



# Antenna Gain

- Isotropic antenna (idealized)
  - Radiates power equally in all directions (3D)
  - Real antennas always have directive effects (vertically and/or horizontally)
- Antenna gain
  - Power output, in a particular direction, compared to that produced in any direction by a perfect omni-directional antenna (isotropic antenna)

$$\text{Directivity } D = \frac{\text{power density at a distance } d \text{ in the direction of maximum radiation}}{\text{mean power density at a distance } d}$$

$$\text{Gain } G = \frac{\text{power density at a distance } d \text{ in the direction of maximum radiation}}{P_T / 4\pi d^2}$$

- Directional antennas “point” energy in a particular direction
  - Better received signal strength
  - Less interference to other receivers
  - More complex antennas
  - Receiver must be in the direction of radiation



- Indicando con  $g_T$  il guadagno massimo abbiamo che la densità di potenza in tale direzione risulta:

$$F = \frac{P_T g_T}{4\pi d^2} \quad [\text{W/m}^2]$$

- Il prodotto  $P_T g_T$  è chiamato EIRP (Effective Isotropically Radiated Power) e rappresenta la potenza necessaria con una sorgente isotropica per raggiungere la stessa densità di potenza di una antenna direttiva



- La potenza ricevuta ad un ricevitore a distanza  $d$  dalla sorgente, in assenza di ostacoli e presenza di LOS, può essere espressa come:

$$P_R = P_T g_T g_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \frac{1}{L}$$

- dove  $P_T$  rappresenta la potenza irradiata dal trasmettitore,  $g_T$  e  $g_R$  i guadagni delle antenne del trasmettitore e ricevitore,  $\lambda$  la lunghezza d'onda ( $c/f$ ) e  $d$  la distanza tra trasmettitore e ricevitore.  $L > 1$  tiene conto degli HW losses.



- Decibel (dB): modo di rappresentare in maniera logaritmica i rapporti tra le potenza

$$10\log(P_1 / P_2)$$

Logaritmo in base 10

$P_A = 1$  Watt

$P_B = 1$  milliWatt

30 dB  $\rightarrow P_A =$  *tre ordini di grandezza* piu' grande di  $P_B$

- ◆ **ad esempio il guadagno dell'antenna e' espresso in dB**

3dB (una potenza e' il doppio dell'altra), 10dB  $\rightarrow$  un ordine di grandezza di differenza, 20dB due ordini di grandezza, 30db tre ordini di grandezza



- dBm = rapportato ad una potenza di 1mW
  - Potenza in dBm =  $10 \log(\text{potenza}/1\text{mW})$
  - Potenza in dBW =  $10 \log(\text{potenza}/1\text{W})$

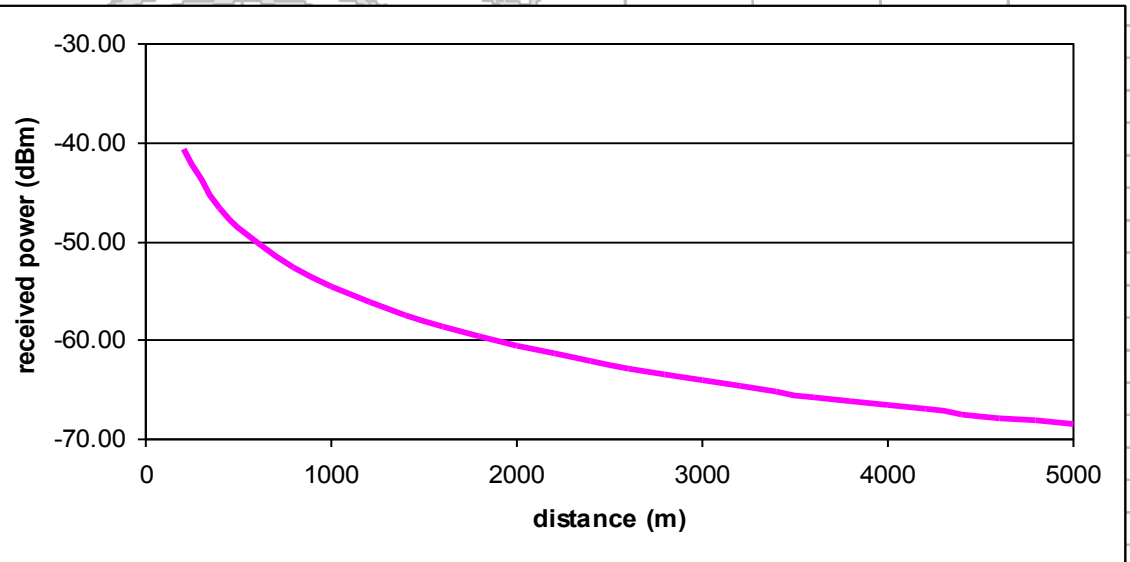
### Esempio

- $10 \text{ mW} = 10 \log_{10}(0.01/0.001) = 10 \text{ dBm}$
- $10 \mu\text{W} = 10 \log_{10}(0.00001/0.001) = -20 \text{ dBm}$
- S/N ratio = -3dB  $\rightarrow$  S = circa 1/2 N
- Properties & conversions
  - $P(\text{dBm}) = 10 \log_{10}(P(\text{W}) / 1 \text{ mW}) = P(\text{dBW}) + 30 \text{ dBm}$
  - $(P1 * P2) (\text{dBm}) = P1 (\text{dBm}) + P2 (\text{dBW})$   
 $P1 * P2 (\text{dBm}) = 10 \log_{10}(P1(\text{W}) * P2 (\text{W}) / 0.001) = 10 \log_{10}(P1(\text{W}) / 0.001) + 10 \log_{10} P2(\text{W}) = P1 (\text{dBm}) + P2 (\text{dBW})$



## Example

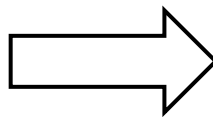
		normalized
frequency [MHz]	900	900000000
speed of light [K]	300000	300000000
lambda (m)		0.333333333
gain Tx	1	
Gain Rx	1	
Loss	1	
Ptx [W]	5	
distance (Km)	Prx W	Prx dBm
200	8.80E-08	-40.56
400	2.20E-08	-46.58
600	9.77E-09	-50.10
800	5.50E-09	-52.60
1000	3.52E-09	-54.54
1200	2.44E-09	-56.12
1400	1.79E-09	-57.46
1600	1.37E-09	-58.62
1800	1.09E-09	-59.64
2000	8.80E-10	-60.56
2200	7.27E-10	-61.39
2400	6.11E-10	-62.14
2600	5.20E-10	-62.84
2800	4.49E-10	-63.48
3000	3.91E-10	-64.08
3200	3.44E-10	-64.64
3400	3.04E-10	-65.17
3600	2.71E-10	-65.66
3800	2.44E-10	-66.13
4000	2.20E-10	-66.58
4200	1.99E-10	-67.00
4400	1.82E-10	-67.41
4600	1.66E-10	-67.79
4800	1.53E-10	-68.16
5000	1.41E-10	-68.52







- **Transmit power**
  - Measured in dBm
    - Es. 33 dBm
- **Receive Power**
  - Measured in dBm
    - Es. -10 dBm
- **Path Loss**
  - Transmit power / Receive power
  - Measured in dB
  - $\text{Loss (dB)} = \text{transmit (dBm)} - \text{receive (dBm)}$ 
    - Es. 43 dB = attenuation by factor 20.000



*Se la potenza ricevuta è inferiore ad una certa soglia il segnale non può essere correttamente ricevuto*



- La

$$PL = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^{-2}$$

- rappresenta l'attenuazione da spazio libero.
- Tale attenuazione non è l'unica che subisce il segnale ma anche altre attenuazioni possono essere presenti a causa dell'atmosfera (dipendente dalla frequenza e da nebbia, pioggia, ecc.) e di ostacoli (assorbimento, riflessione, diffrazione, ecc.)



# Canale wireless: attenuazione da distanza

- La

$$PL = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^{-2}$$

- rappresent
- Tale attenu
- anche altre
- dell' atmos
- pioggia, ec
- diffrazione

$$\frac{P_T}{P_R} = \frac{P_T}{P_T g_T g_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \frac{1}{L}}$$

se

$$g_T, g_R, L = 1$$

$$\frac{P_T}{P_R} = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^{-2}$$

• il segnale ma  
senti a causa  
e da nebbia,  
flessione,



- La

$$PL = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^{-2}$$

- rappresenta l'attenuazione da spazio libero.
- Tale attenuazione non è l'unica che subisce il segnale ma anche altre attenuazioni possono essere presenti a causa dell'atmosfera (dipendente dalla frequenza e da nebbia, pioggia, ecc.) e di ostacoli (assorbimento, riflessione, diffrazione, ecc.)



Indicata anche con  $L_{free}$  nel seguito

$$PL(d)_{[dB]} = 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r} = 10 \log_{10} \left\{ \frac{L}{G_t G_r} \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \right\} =$$

= 20

$$= 20 \log_{10} \frac{P_T}{P_R} = \frac{P_T}{P_T G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2} \frac{1}{L} \log_{10} \frac{c}{4\pi} =$$

= 20

$$= 20 \log_{10} \frac{P_T}{P_T G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2} \frac{1}{L} = 20 \log_{10} \frac{1}{G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2} \frac{1}{L}$$

= 7.56



*Indicata anche con  $L_{free}$  nel seguito*

$$\begin{aligned} PL(d)_{[dB]} &= 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r} = 10 \log_{10} \left\{ \frac{L}{G_t G_r} \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \right\} = \\ &= 20 \log_{10} d - 10 \log_{10} \frac{G_t G_r}{L} - 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi} = \\ &= 20 \log_{10} d + 20 \log_{10} f - 10 \log_{10} \frac{G_t G_r}{L} - 20 \log_{10} \frac{c}{4\pi} = \\ &= 20 \log_{10} d + 20 \log_{10} f - 10 \log_{10} \frac{G_t G_r}{L} - 147.56 \end{aligned}$$

*Dipende dalla distanza ma anche dalla frequenza*



$$L_{free}(d) = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^{-2}$$

*Se  $L=1$ , guadagni antenne=1*

$$\begin{aligned} L_{free}(d)_{[dB]} &= -20 \log \left[ \frac{\lambda}{4\pi d} \right] = -20 \log \left[ \frac{c/f}{4\pi d} \right] \\ &= 20 \log_{10} d + 20 \log_{10} f - 147.56 \end{aligned}$$



- ***Alcune elaborazioni sulla formula dell'attenuazione***

$$P_R = P_T g_T g_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad L=1$$

*Se si conosce il valore ad una distanza di riferimento*

$$P_R(d) = P_R(d_{\text{ref}}) (d_{\text{ref}}/d)^2$$

$$P_R(d) \text{ dBm} = P_R(d_{\text{ref}}) \text{ dBm} + 20 \log_{10} (d_{\text{ref}}/d)$$





- $$P_R = P_T g_T g_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 L=1$$

*Se si conosce il valore ad una distanza di riferimento*

$$P_R(d) = P_R(d_{\text{ref}}) (d_{\text{ref}}/d)^2$$

$$P_R(d) \text{ dBm} = P_R(d_{\text{ref}}) \text{ dBm} + 20 \log_{10} (d_{\text{ref}}/d)$$

$$\frac{P_R(d)}{P_R(d_{\text{Ref}})} = \frac{P_T g_T g_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \frac{1}{L}}{P_T g_T g_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d_{\text{Ref}}} \right)^2 \frac{1}{L}} = \left( \frac{d_{\text{Ref}}}{d} \right)^2$$

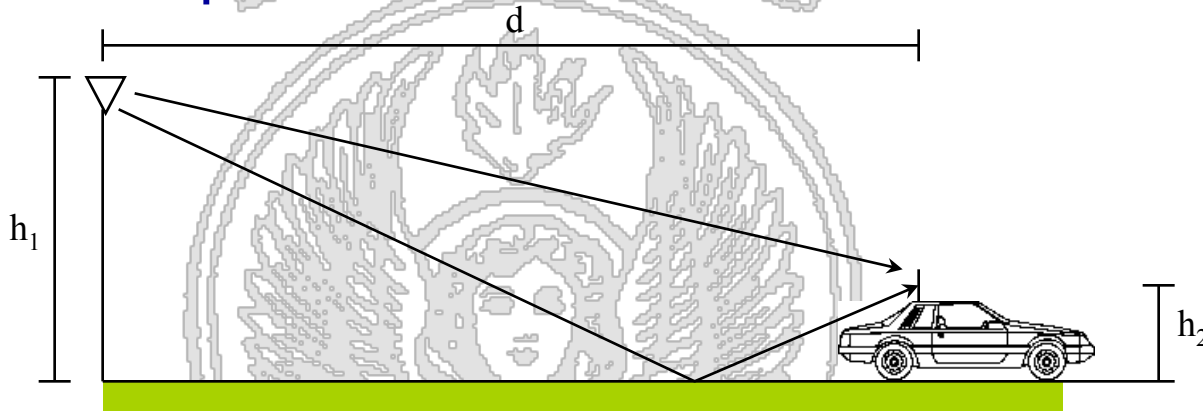


- La potenza al ricevitore nel caso di propagazione in spazio libero può essere espressa come:

$$P_R = P_T g_T g_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \frac{1}{L}$$

- dove  $P_T$  rappresenta la potenza irradiata dal trasmettitore,  $g_T$  e  $g_R$  i guadagni delle antenne del trasmettitore e ricevitore,  $\lambda$  la lunghezza d'onda (c/f) e  $d$  la distanza tra trasmettitore e ricevitore.  $L > 1$  tiene conto degli HW losses.

- Si può far vedere che nel semplice caso di propagazione con due raggi, uno diretto ed uno riflesso completamente...



...il rapporto tra potenza ricevuta e potenza trasmessa assume la forma:

$$\frac{P_R}{P_T} = g_R g_T \left( \frac{h_1 h_2}{d^2} \right)^2$$

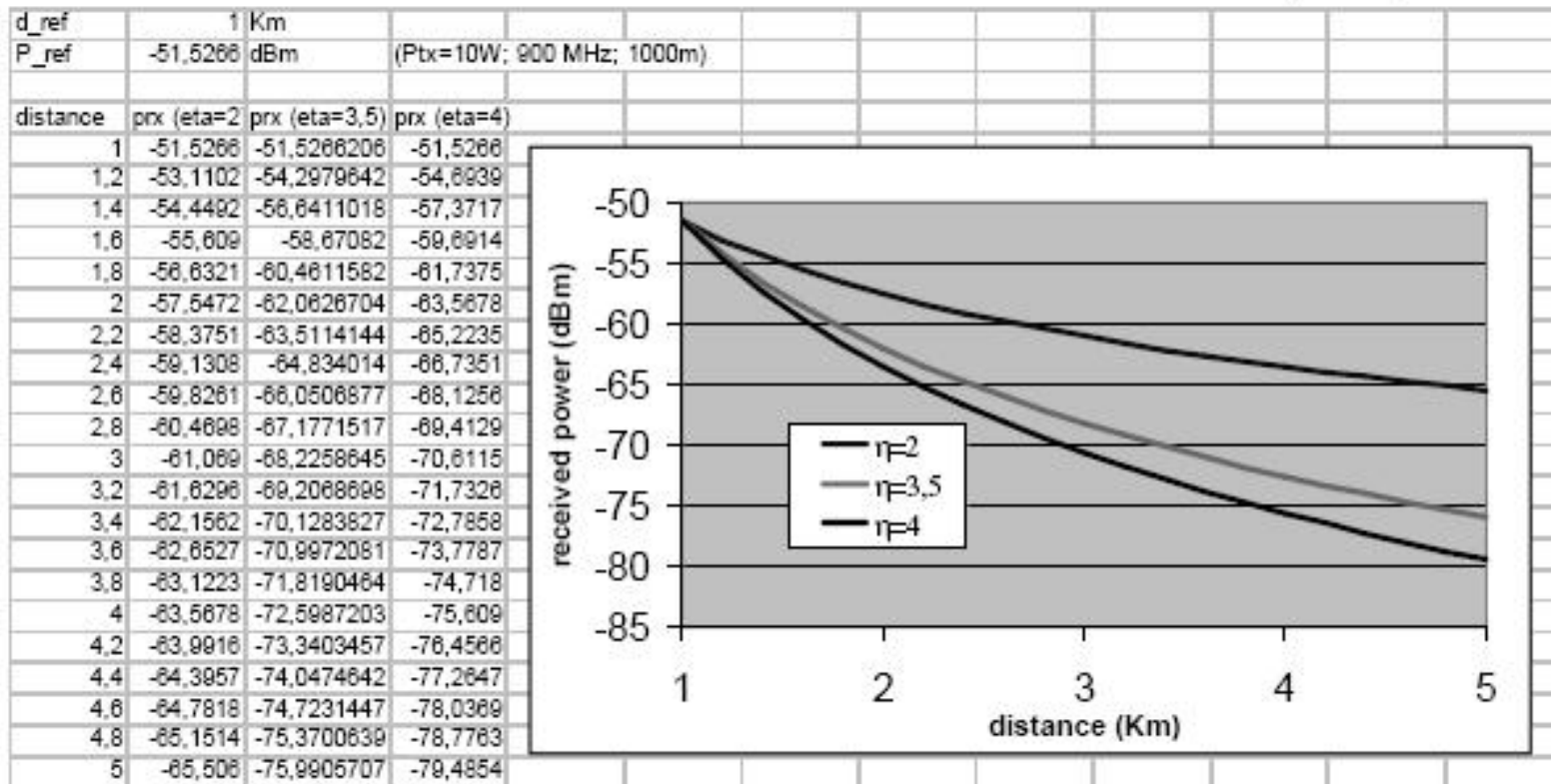


- Nell'ipotesi della propagazione per due raggi la potenza ricevuta decresce, a causa dell'attenuazione dovuta alla distanza, molto più velocemente ( $\sim 1/d^4$ ) che nel caso di propagazione in spazio libero ( $\sim 1/d^2$ )
- In realtà la propagazione tipica dei sistemi wireless è spesso diversa e più complessa di questi due casi
- Nonostante ciò di solito si utilizza una formula simile anche nel caso generale dove però l'esponente di della distanza (coefficiente di propagazione  $\eta$ ) può assumere valori compresi tra 2 (spazio libero) e 5 (forte attenuazione ambiente urbano):

$$P_R = P_T g_T g_R \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{1}{d^\eta}$$



$$P_r(d)(dB) = 10 \log_{10} P_r(d_o) + 10\eta \log_{10} \left( \frac{d_o}{d} \right)$$





- Consider specific scenarios
  - Urban area (large-medium-small city), rural area
  - Models generated by combining ray traces (LOS, reflected, diffracted, scattered)
  - Based on large amount of empirical measurements
- Account for parameters
  - Frequency; antenna heights; distance
- Account for correction factors
  - (diffraction due to mountains, lakes, road shapes, hills, etc)

First model: Okumura, 1968; VERY complex due to many specific correction factors! (type of environment, presence of mountains, lakes, road shapes,...)

- Hata (1980): very simple model to fit Okumura results
- Provide formulas to evaluate path loss versus distance for various scenarios
  - Large cities; Small and medium cities; Rural areas
  - Limit:  $d \geq 1\text{km}$

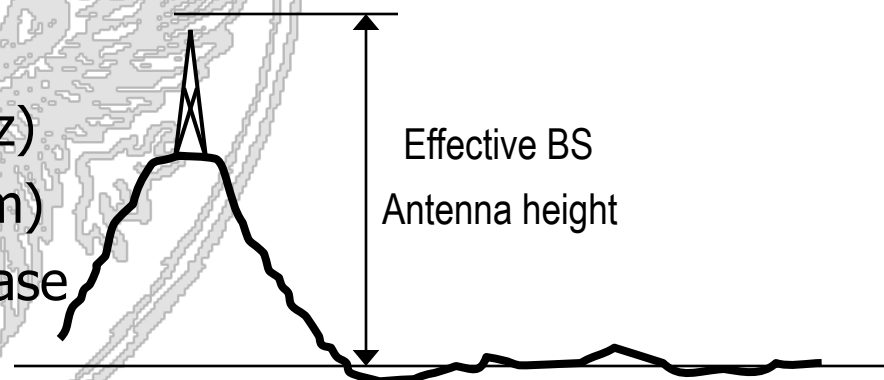
Parameters:

→  $f$  = carrier frequency (MHz)

→  $d$  = distance BS → MS (Km)

→  $h_{bs}$  = (effective) height of base station antenna (m)

→  $h_{ms}$  = height of mobile antenna (m)





$$L_{path} (dB) = 69.55 + 26.16 \log_{10} f + \\ + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_{bs}) \log_{10} d + \\ - 13.82 \log_{10} h_{bs} - a(h_{ms})$$

→  $a(h_{ms})$  = correction factor to differentiate large from medium-small cities;

→ depends on MS antenna height

large cities :  $a(h_{ms}) = 3.2 \left[ \log_{10} (11.75 h_{ms}) \right]^2 - 4.97 \quad f \geq 400 \text{MHz}$

small-med cities :  $a(h_{ms}) = \left[ 1.1 \log_{10} f - 0.7 \right] h_{ms} - \left[ 1.56 \log_{10} f - 0.8 \right]$

Very small correction difference between large and small cities (about 1 dB)





$$L_{path} (dB) = 69.55 + 26.16 \log_{10} f + \\ + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_{bs}) \log_{10} d + \\ - 13.82 \log_{10} h_{bs} - a(h_{ms})$$

→  $a(h_{ms}) =$  correction factor for urban area

$$L_{free} = 32.44 + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(d)$$

large cities :  $a(h_{ms}) = 3.2 [\log_{10}(11.75 h_{ms})]^2 - 4.97 \quad f \geq 400 \text{MHz}$

small - med cities :  $a(h_{ms}) = [1.1 \log_{10} f - 0.7] h_{ms} - [1.56 \log_{10} f - 0.8]$

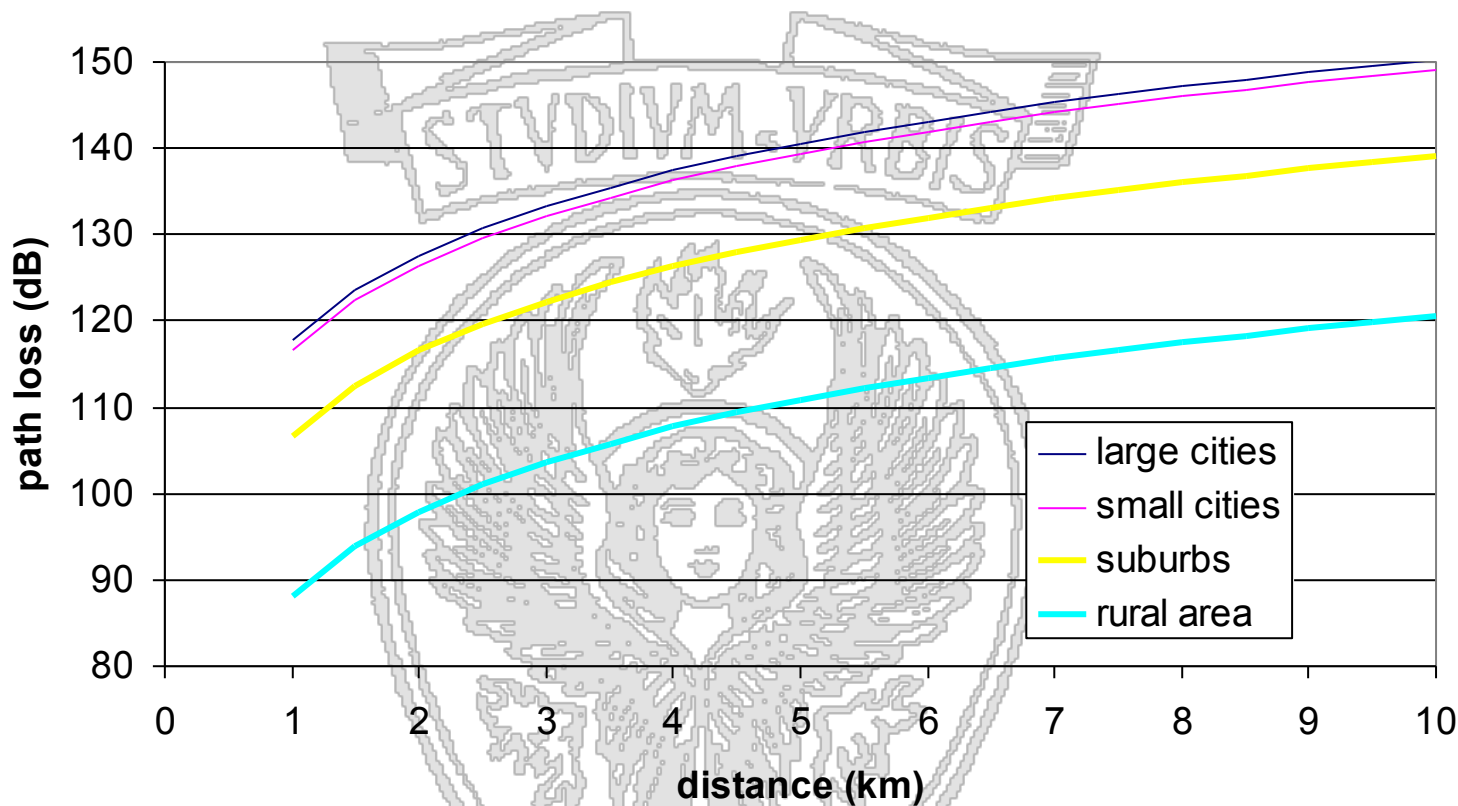
Very small correction difference between large and small cities (about 1 dB)



- Start from path loss  $L_p$  computed for small and medium cities

suburban: 
$$L_{path} (dB) = L_p - 2 \left[ \log_{10} \frac{f}{28} \right]^2 - 5.4$$

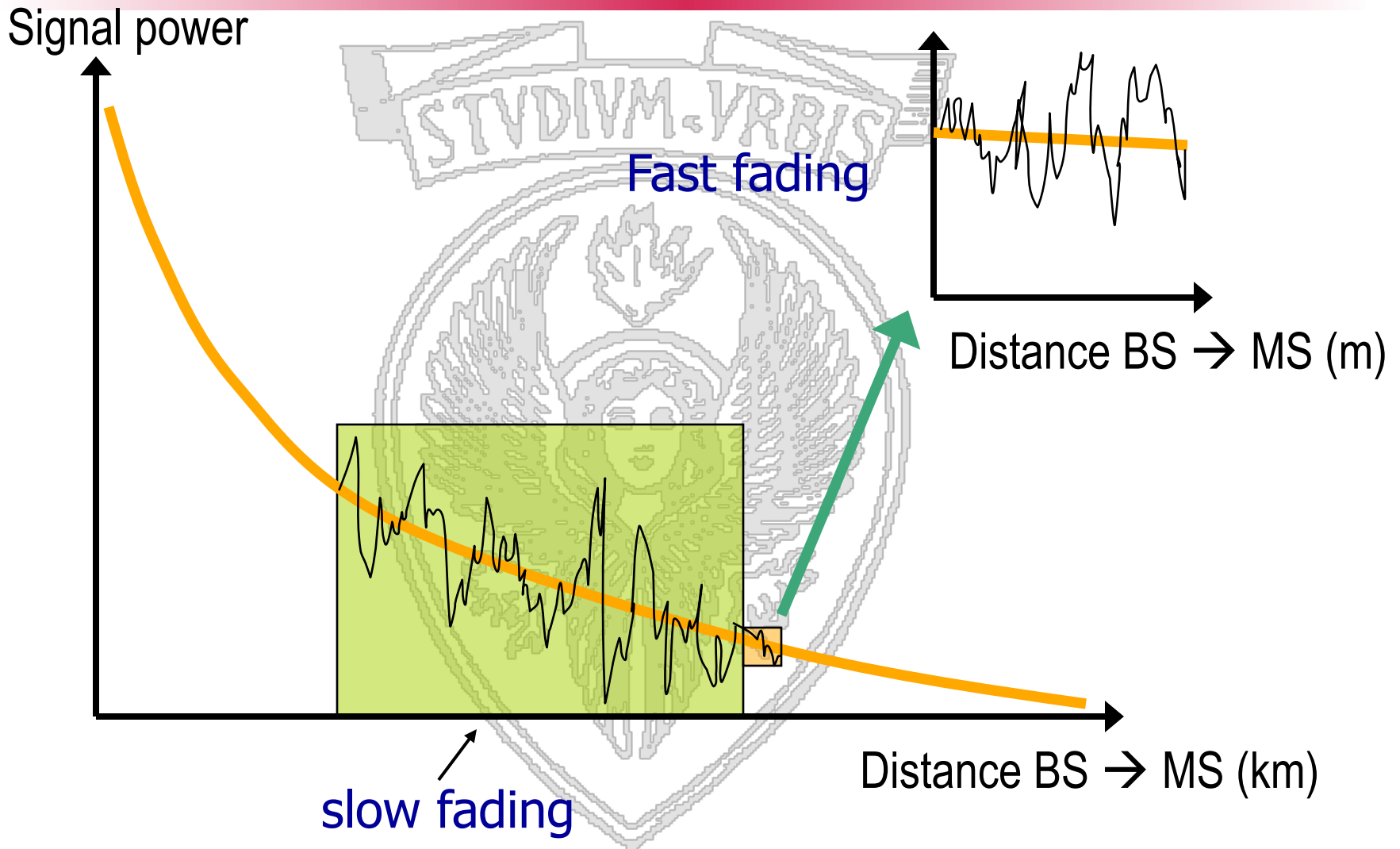
rural: 
$$L_{path} (dB) = L_p - 4.78 \left[ \log_{10} f \right]^2 + 18.33 \log_{10} f - 40.94$$

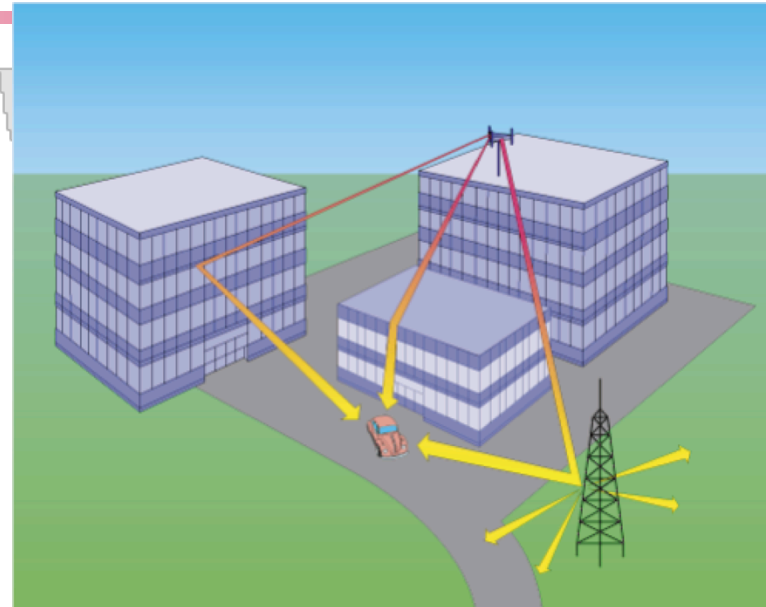


$F=900\text{MHz}$ ,  $h_{bs}=80\text{m}$ ,  $h_{ms}=3\text{m}$

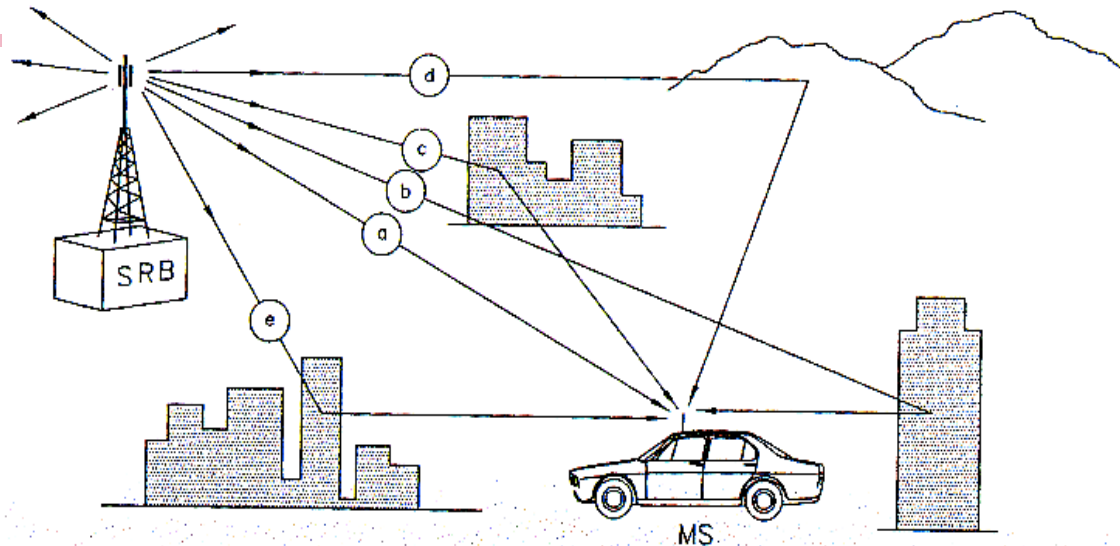


# Slow fading – fast fading





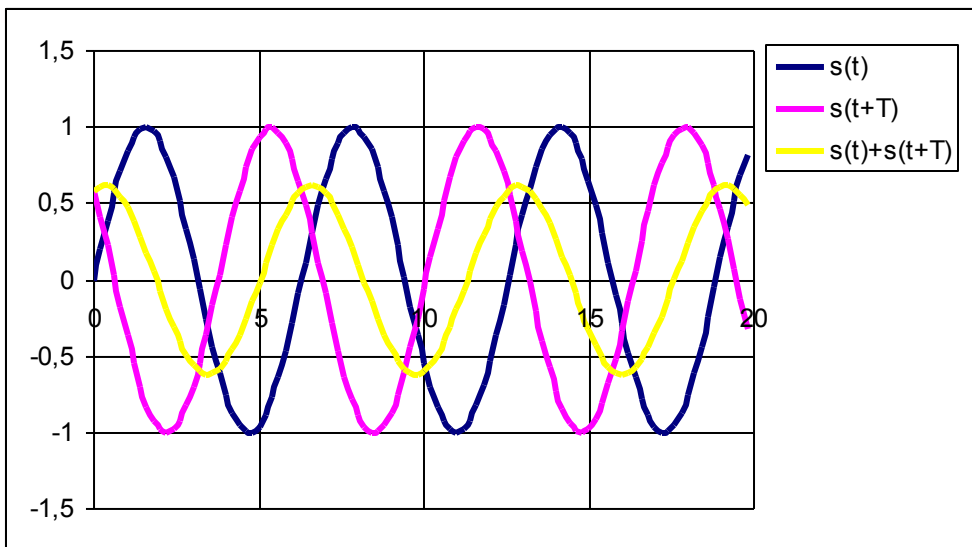
- Nella propagazione tra sorgente e destinazione il segnale può seguire più percorsi a causa della riflessione totale o parziale da parte di ostacoli
- Il comportamento delle onde sugli oggetti dipende dalla frequenza del segnale e dalle caratteristiche e dimensioni degli oggetti
- In generale, onde a bassa frequenza possono attraversare senza attenuazione molti oggetti, mentre all'aumentare della frequenza i segnali tendono ad essere assorbiti o riflessi dagli ostacoli (ad altissima frequenza – oltre 5 GHz – è possibile quasi solo la propagazione diretta).



- Le repliche del segnale che giungono dai diversi cammini si ricombinano al ricevitore
  - Il risultato della ricombinazione dipende:
    - numero delle repliche
    - fasi relative
    - ampiezze
    - frequenza
- **la potenza del segnale differisce**
- **from place to place, from time to time!**

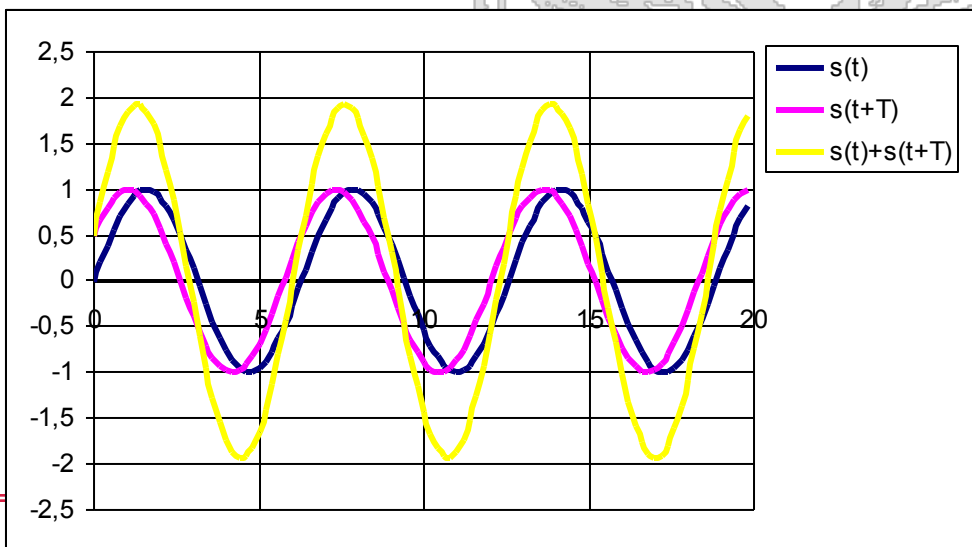


# Canale wireless: fading multipath



- Il segnale risultante può essere attenuato

$$T = 4/5\pi$$



- **O addirittura amplificato**

$$T = \pi / 6$$



# Rayleigh fading

$$e_r(t) = \sum_{k=1}^N a_k \cos(2\pi f_0 t + \phi_k) =$$

recall that :  $\cos(2\pi f_0 t + \phi_k) =$   
 $= \cos(2\pi f_0 t) \cos(\phi_k) - \sin(2\pi f_0 t) \sin(\phi_k)$

$$= \cos(2\pi f_0 t) \sum_{k=1}^N a_k \cos \phi_k - \sin(2\pi f_0 t) \sum_{k=1}^N a_k \sin \phi_k =$$

$$= X \cos(2\pi f_0 t) - Y \sin(2\pi f_0 t)$$

In the assumptions:

- N large (many paths)
- $\phi_k$  uniformly distributed in  $(0, 2\pi)$
- $a_k$  comparable (no privileged path such as LOS)

X, Y are gaussian, identically distributed random variables

*Sigma<sup>2</sup> is the  
Variance of  
The X, Y variables*

*Rayleigh fading power  
distribution*

$$f_p(x) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-x/2\sigma^2}$$





# Rayleigh fading

$$e_r(t) = \sum_{k=1}^N a_k \cos(2\pi f_0 t + \phi_k) =$$

$$\text{recall that : } \cos(2\pi f_0 t + \phi_k) = \cos(2\pi f_0 t)\cos(\phi_k) - \sin(2\pi f_0 t)\sin(\phi_k)$$

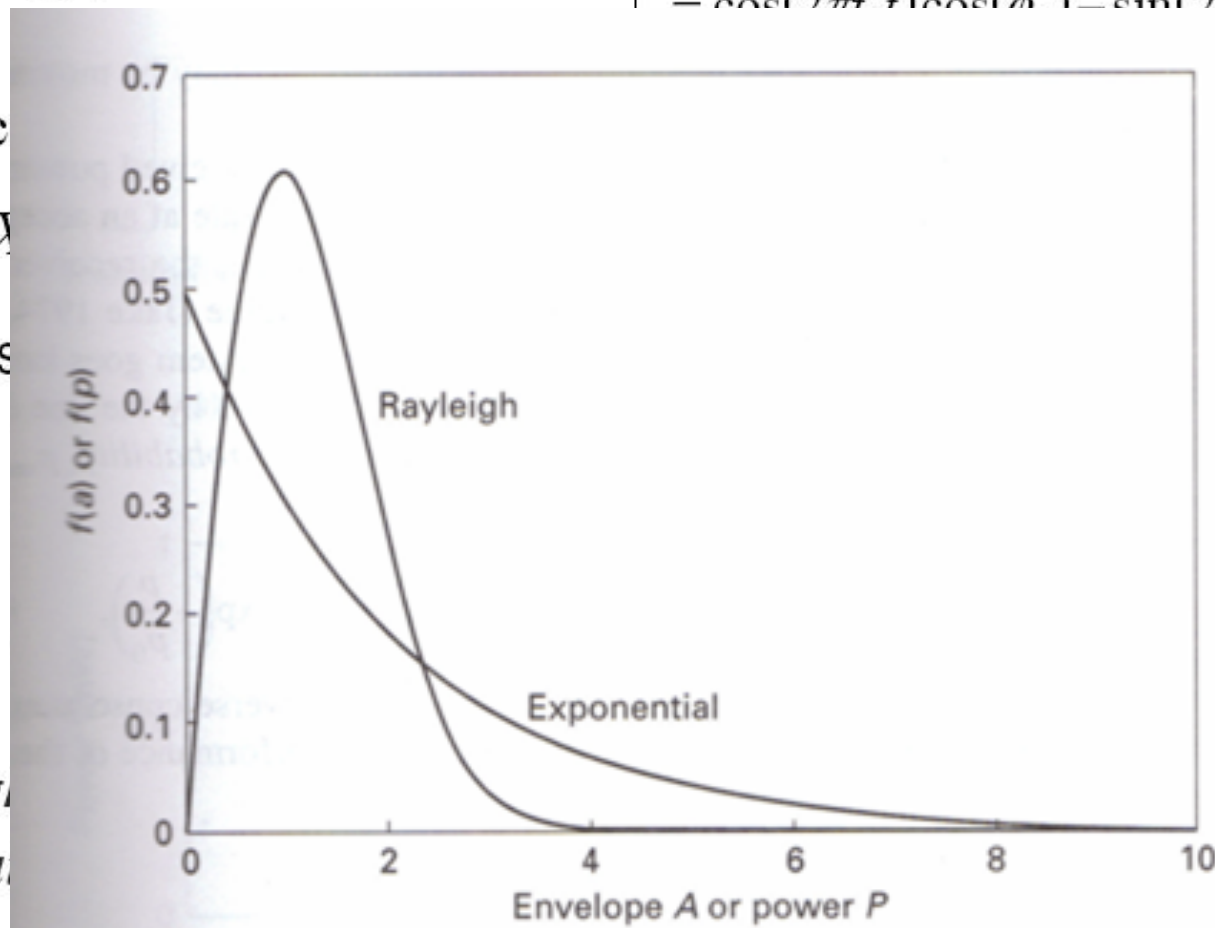
= c

= X

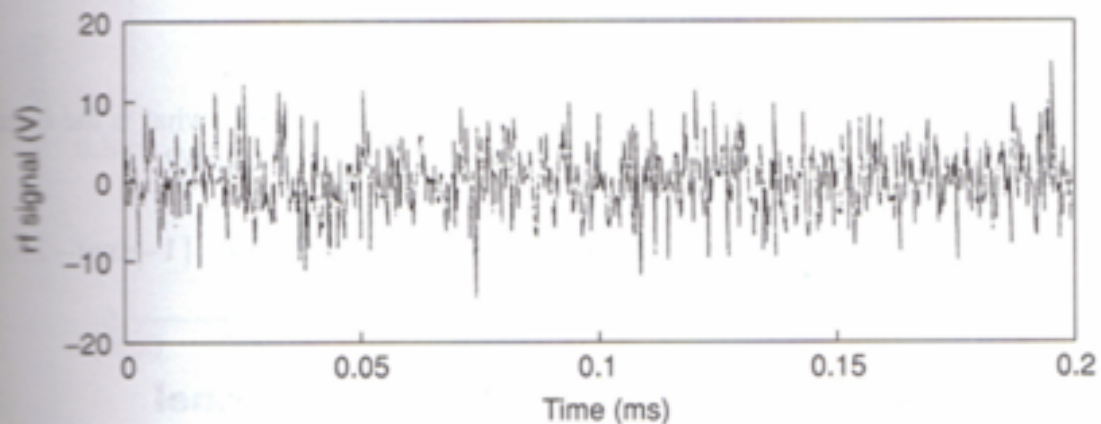
In the as

X, Y are

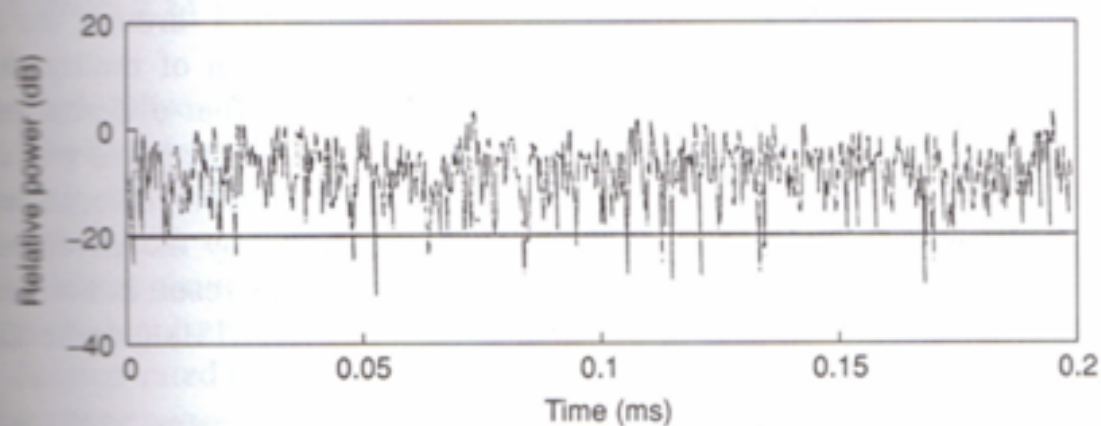
Rayleigh  
distribu



s the  
e of  
variables



(a)



(b)

**FIGURE 2.19** Rayleigh-faded rf signal (a) and its power (b). The plots were generated from 11 multiple paths. The envelope was obtained by demodulating the rf signal.



**Perche' e' importante tener conto del fading?**

**Answer1:**

**Outage Probability → Probability that received power is lower than a given threshold**

⇒ Below which signal cannot be correctly received

$$P_{\text{out}} = \int_0^{p_{\text{thr}}} f(p) dp$$





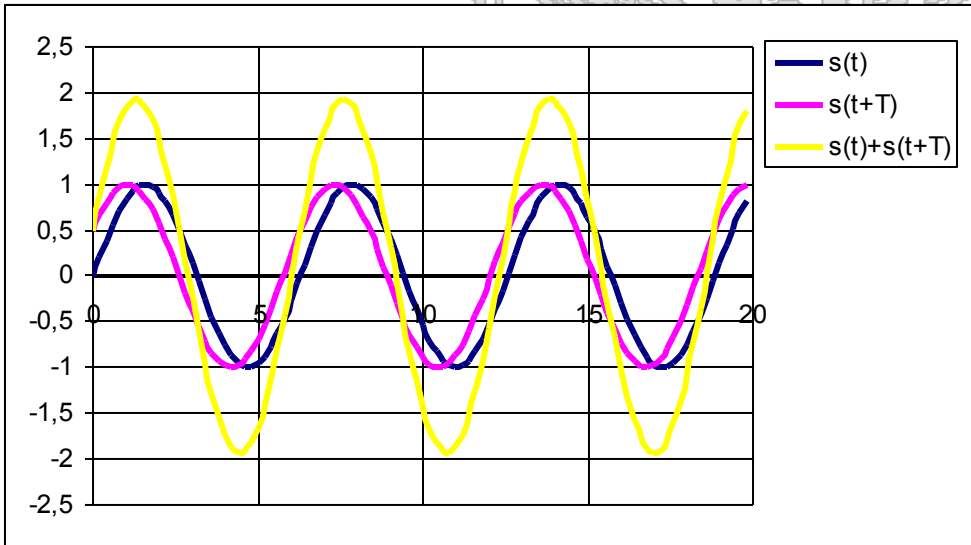
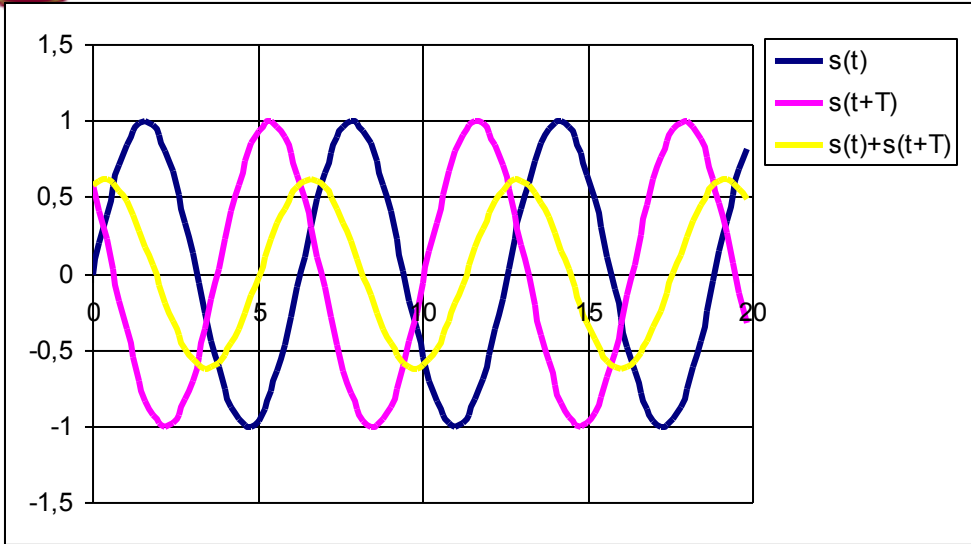
# Canale wireless : fading multipath

- Il segnale risultante può essere attenuato

$$T = 4/5\pi$$

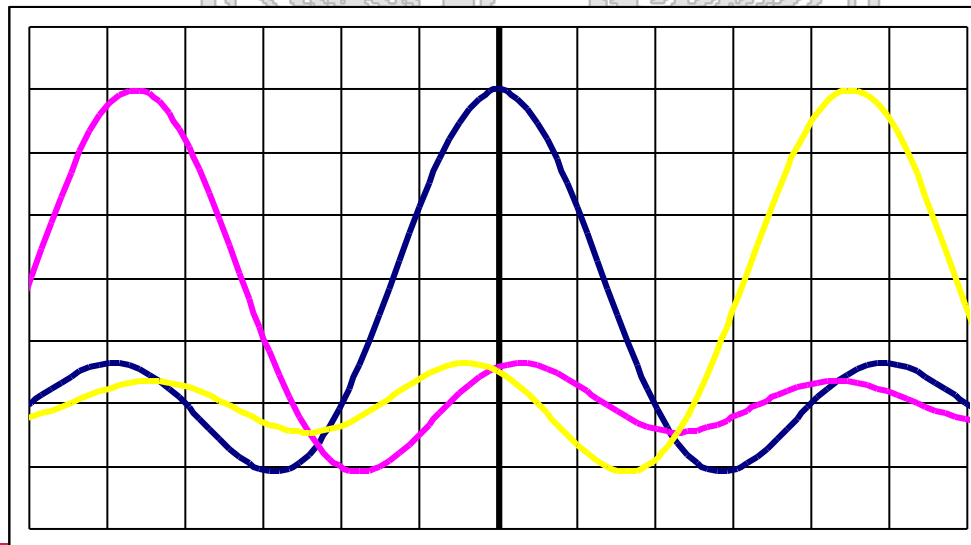
- O addirittura amplificato

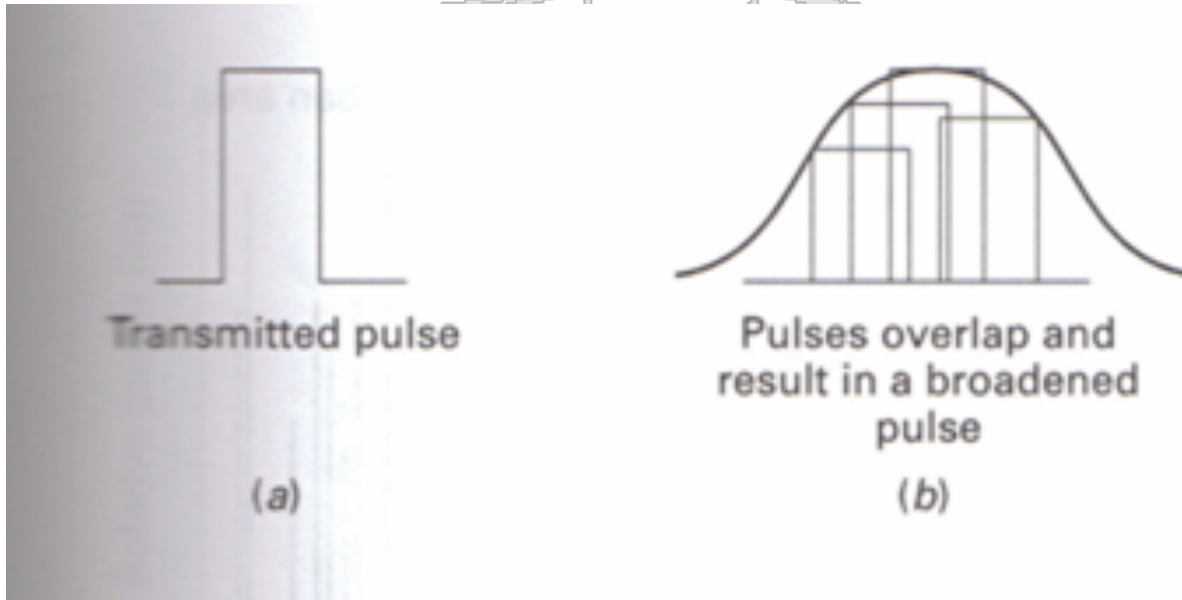
$$T = \pi / 6$$





- Il realtà la propagazione per cammini multipli può provocare altri più complessi problemi nel caso di trasmissione digitale
- In questo caso, infatti, i diversi ritardi delle repliche del segnale trasmesso (*delay spread*) provocano un allargamento della risposta all'impulso del canale che può portare a interferenza intersimbolica (ISI – Inter-Symbol Interference)



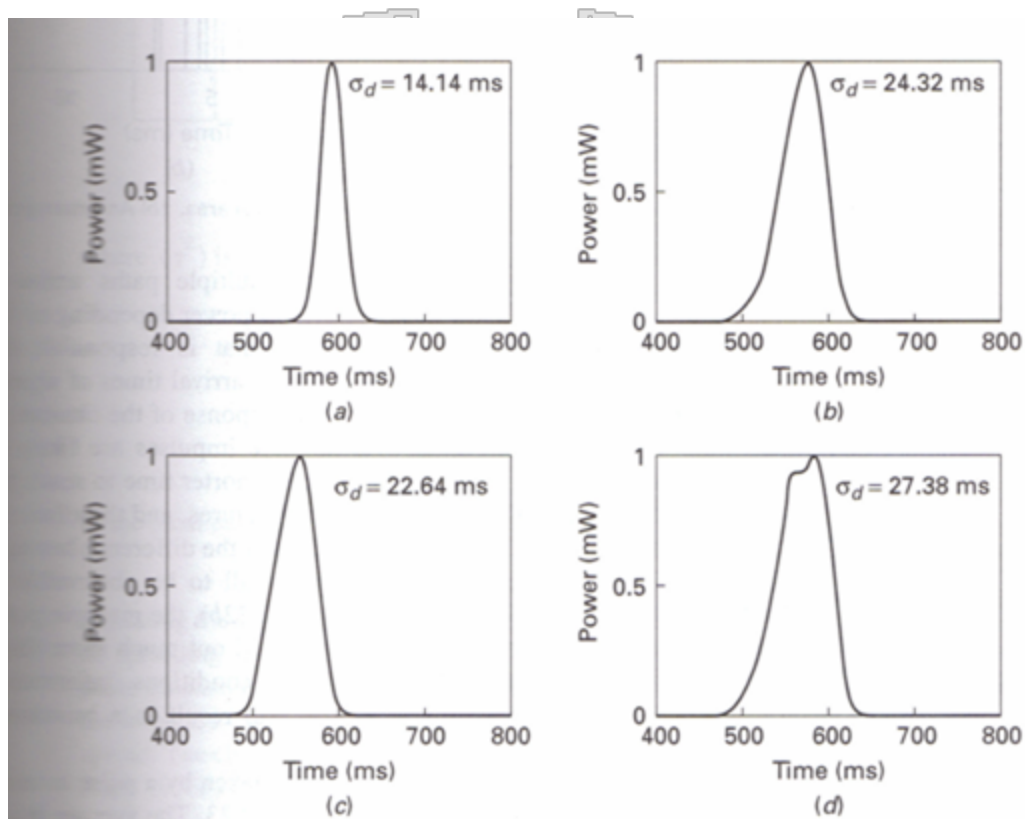


*Impulso Gaussiano trasmesso sul canale radio ed esempi di segnale ricevuto (10 componenti multipath)*

*(prossima slide...)*



# Esempio



*Possibilità di interferenza intersimbolica !!*

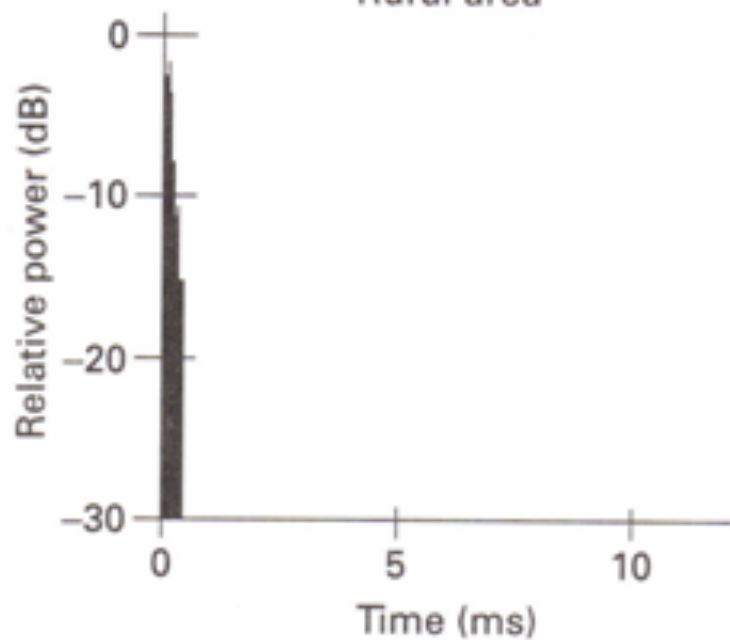


# Impulse response

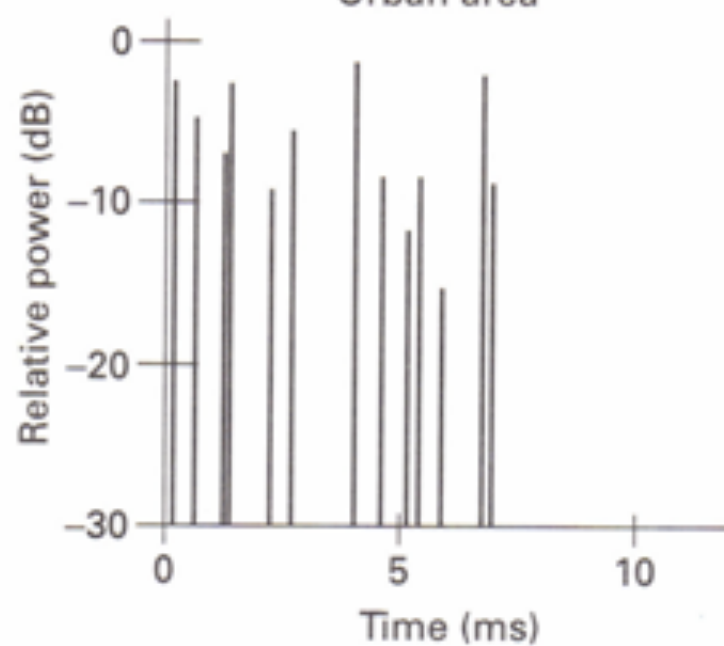


Rural area

Urban area



(a)



(b)







- La rilevanza del delay spread può essere quantificata calcolando il suo valore quadratico medio (RMS Delay Spread):

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\sum_{i=1}^n P_i} \sum_{i=1}^n (\tau_i^2 P_i) - \tau_d^2}$$

■ con

$$\tau_d = \frac{\sum_{i=1}^n (\tau_i P_i)}{\sum_{i=1}^n P_i}$$

■  $\tau_{RMS}$   
■  $\tau_i$   
■  $P_i$   
■  $n$

RMS delay spread  
ritardo del path i  
potenza ricevuta path i  
numero di path



- L'inverso del delay spread fornisce la banda di coerenza
- Se la banda di coerenza è molto maggiore della banda del segnale il delay spread non pone problemi
- Se al contrario la banda di coerenza è comparabile con quella del segnale il delay spread provoca interferenze intersimbolica non trascurabile e errori in ricezione
- In questo caso per ovviare alla distorsione in frequenza del canale occorre equalizzare con un opportuno filtro adattativo in ricezione