



SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA

Effetti della superficie terrestre

Introduzione

Allo scopo di stimare gli effetti propagativi dovuti alle superfici terrestre e marina, occorre:

- Caratterizzare la *costante dielettrica complessa* $\epsilon_r = \epsilon'_r - j \epsilon''_r$ in funzione delle proprietà fisiche e della frequenza.

	ϵ_r $f < 1GHz$	ϵ_r $f = 40GHz$	ϵ_i $f = 10MHz$	ϵ_i $f = 1GHz$	ϵ_i $f = 40GHz$
Terreno umido	30	5	18	0.3	5
Terreno secco	3	3	0.18	3×10^{-4}	0.25
Acqua marina	70	15	9000	90	27
Acqua pura	80	20	~ 0	0,27	27

- Introdurre parametri globali, come il *coefficiente di riflessione*, e calcolarli in funzione della costante dielettrica e della geometria superficiale.
- Studiare gli effetti in funzione delle caratteristiche del particolare sistema (es. frequenza, tipo di antenna, tipo di servizio, etc.).

Proprietà dielettriche del terreno (1/2)

- Le proprietà dielettriche del terreno dipendono dalle caratteristiche fisiche. Queste ultime sono variabili in funzione della profondità e delle coordinate orizzontali.
- In prima approssimazione si può supporre il *terreno localmente uniforme nelle direzioni orizzontali*, mentre la profondità di penetrazione è in genere sufficientemente piccola da potersi limitare a considerare soltanto gli strati più alti. Le caratteristiche fisiche che influenzano la costante dielettrica sono le seguenti:
 - *Contenuto d'acqua*. E' la variabile più importante, perché gli effetti dipolari dovuti all'acqua sono molto maggiori di quelli dei materiali sabbiosi o argillosi in cui è dispersa.
 - *Composizione e struttura geologica*. Sono poco influenti, e soprattutto indirettamente, in quanto influenzano il modo di penetrare dell'acqua nel terreno.

Proprietà dielettriche del terreno (2/2)

➤ *Frequenza e temperatura.* Poiché la ϵ'_r è legata a fenomeni di tipo dipolare dovuti all'acqua contenuta nel terreno, e tali fenomeni hanno una loro *inerzia*, un aumento della frequenza delle oscillazioni del campo incidente rende più difficili le interazioni dipolari, facendo diminuire gradualmente la ϵ'_r . La zona di frequenza in cui avviene questo decadimento è tra ~ 1 GHz e ~ 50 GHz. A temperature più alte, la diminuzione di ϵ'_r si manifesta per frequenze lievemente più alte.

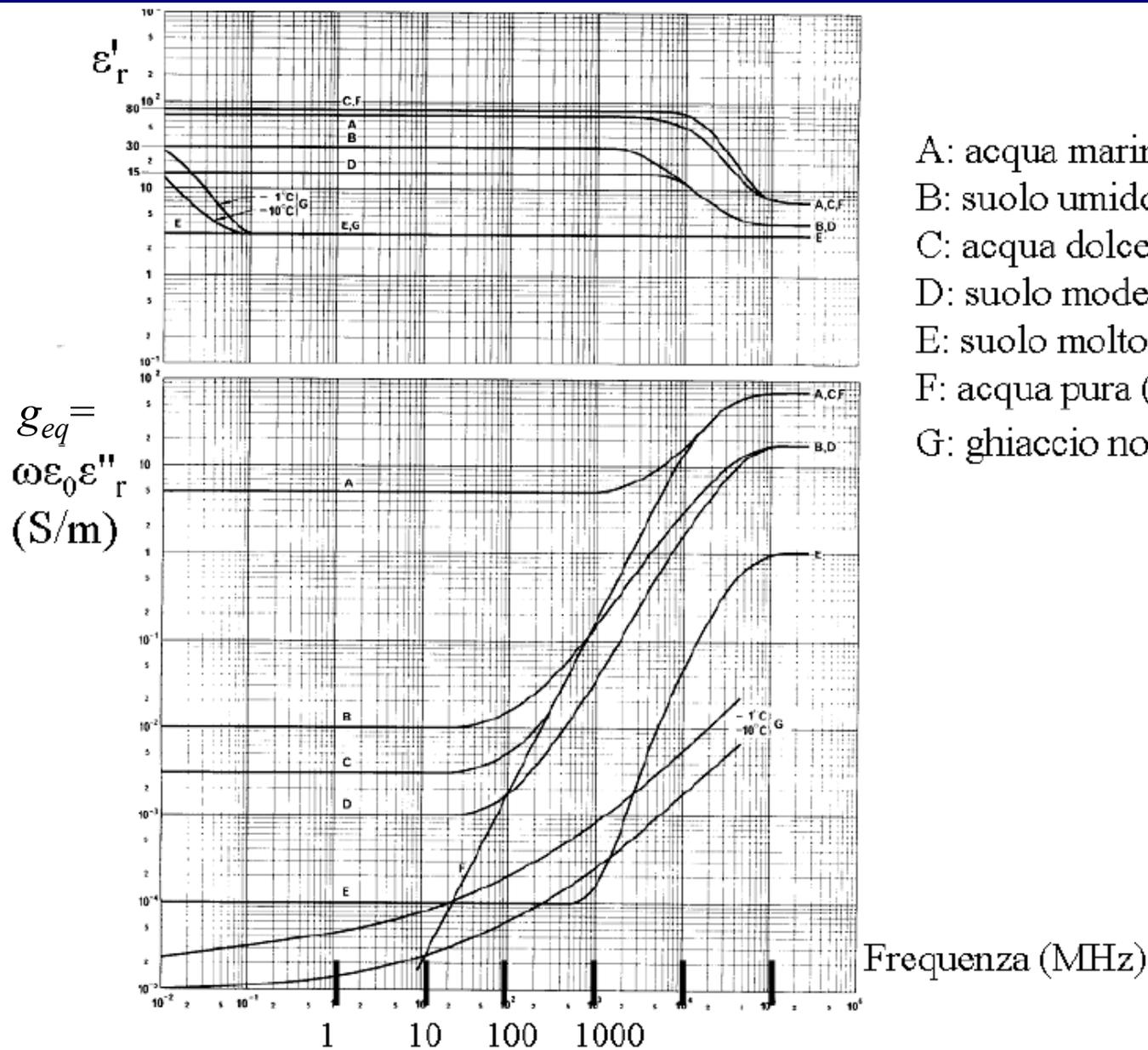
Per quanto riguarda la parte immaginaria, è consuetudine esprimerla attraverso una conducibilità equivalente $g_{eq} = \omega \epsilon_0 \epsilon''_r$. Fino a circa 100 MHz gli effetti conduttivi sono effettivamente dominanti e la g_{eq} è costante con la frequenza. Per frequenze più alte diventano importanti le perdite dielettriche, determinando un aumento della g_{eq} in funzione della frequenza. Anche questo aumento, se aumenta la temperatura, si sposta verso frequenze più alte.

➤ *Copertura.* In presenza di copertura vegetale, le proprietà del terreno sottostante continuano ad essere dominanti fino a 1 GHz, mentre la copertura impedisce all'onda di raggiungere il terreno per frequenze maggiori di 10 GHz. A frequenze intermedie gli effetti del terreno e della copertura coesistono, dando luogo ad un effetto combinato.

Proprietà dielettriche della superficie marina

- Essendo l'acqua il costituente principale, le ϵ'_r e ϵ''_r del mare sono notevolmente maggiori di quelle del terreno. Esistono comunque influenze da parte delle variabili fisiche.
 - *Salinità*. Influenza notevolmente la conducibilità, mentre è meno importante per la ϵ'_r .
 - *Frequenza e temperatura*. Gli andamenti generali sono simili a quelli che si hanno per il terreno. La diminuzione della ϵ'_r avviene tra ~ 10 GHz e ~ 100 GHz, mentre l'effetto della conducibilità è dominante rispetto alle perdite dielettriche fino a 1 GHz.
- La figura seguente mostra andamenti tipici della ϵ'_r e della g_{eq} , in funzione della frequenza, per alcune categorie fondamentali di mezzi naturali. Tali diagrammi, pubblicati dall'Unione Internazionale delle Telecomunicazioni (ITU) sono ottenuti mediando tra i risultati di numerose attività sperimentali effettuate in varie parti del mondo. E' chiaro quindi che singole misure su singoli siti possono dar luogo a valori anche sensibilmente diversi.

Diagrammi tipici



- A: acqua marina (20°)
- B: suolo umido
- C: acqua dolce (20°)
- D: suolo moderatamente secco
- E: suolo molto secco
- F: acqua pura (20°)
- G: ghiaccio non salino



SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA

Propagazione per onda superficiale di terra

Dipolo elementare in presenza di terreno

- Le frequenze fino a qualche MHz sono usate per sistemi di radiodiffusione, caratterizzati da antenne a traliccio di notevoli dimensioni e, in genere, alimentate a terra in modo unipolare (*antenna marconiana*). Per strutture di questo tipo, essendo la quota dell'antenna piccola rispetto alla lunghezza d'onda (1 MHz corrisponde a 300 m), la presenza del terreno influenza considerevolmente la propagazione.
- Lo trattamento si basa sulla teoria sviluppata per lo studio della radiazione di un *dipolo elementare in presenza di terreno*. In questo caso, se h è la quota dell'antenna, la densità di corrente è espressa da:

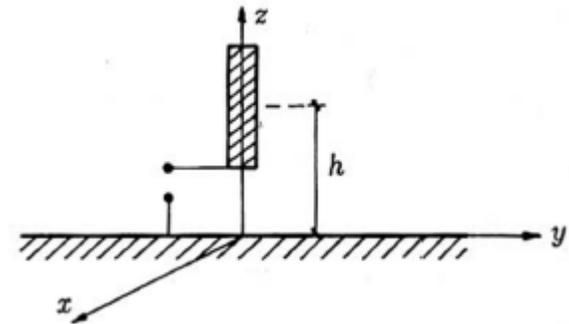
$$\mathbf{J} = \mathbf{z}_0 \delta(x) \delta(y) \delta(z - h)$$

Per il potenziale vettore magnetico \mathbf{A} valgono le seguenti equazioni:

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k_0^2 \mathbf{A} = -\mathbf{J} \quad \text{per } z \geq 0$$

$$\nabla^2 \mathbf{A} + (\epsilon_r' - j\epsilon_r'') k_0^2 \mathbf{A} = 0 \quad \text{per } z < 0$$

dove k_0 è la costante di propagazione nell'aria (vuoto). L'interfaccia aria-terreno è alla quota $z = 0$. Il potenziale vettore \mathbf{A} ha solo la componente lungo z : $\mathbf{A} = A_z \mathbf{z}_0$, per cui possiamo rendere scalari le equazioni precedenti.

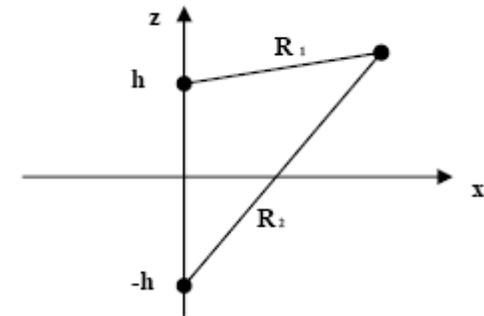


Soluzione di Sommerfeld (1/2)

- La soluzione si imposta imponendo le condizioni di continuità dei campi elettrico e magnetico tangenziali per $z=0$. La trattazione matematica del problema della radiazione di un dipolo verticale in presenza di terreno conduttivo, che risale a prima del 1940 (Sommerfeld, 1909; Sommerfeld 1926; Norton 1936-1937), è stata oggetto di discussioni ed approfondimenti.
- Si dimostra che la soluzione nel semispazio $z \geq 0$ si può esprimere come:

$$A_z = \frac{1}{4\pi} \left(\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} - \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} \right) + I$$

$$I = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\epsilon_r}{k_z^{(2)} + \epsilon_r k_z} e^{-jk_z(z+h) - j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y$$



dove R_1 e R_2 sono le distanze dal punto di osservazione della sorgente e della sua immagine, k_x e k_y sono delle frequenze spaziali ed inoltre:

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2} ; \quad k_z^{(2)} = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - k_x^2 - k_y^2} .$$

Soluzione di Sommerfeld (2/2)

Consideriamo l'integrale I :

$$I = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\epsilon_r}{k_z^{(2)} + \epsilon_r k_z} e^{-jk_z(z+h) - j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y$$

Poniamo :

$$k_x = k_t \cos \varphi'; \quad k_y = k_t \sin \varphi';$$

$$x = \rho \cos \varphi; \quad y = \rho \sin \varphi;$$

si ha :

$$I = \frac{\epsilon_r}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{k_z^{(2)} + \epsilon_r k_z} e^{-jk_z(z+h) - j\rho k_t \cos(\varphi' - \varphi)} k_t dk_t d\varphi'$$

$$\text{Essendo : } \int_0^{2\pi} e^{-j\rho k_t \cos(\varphi' - \varphi)} d\varphi' = 2\pi J_0(k_t \rho)$$

dove $J_0(k_t \rho)$ è la funzione di Bessel di ordine zero, si ricava :

$$I = \frac{\epsilon_r}{(2\pi)} \int_0^{\infty} \frac{J_0(k_t \rho)}{k_z^{(2)} + \epsilon_r k_z} e^{-jk_z(z+h)} k_t dk_t : \text{ Soluzione di Sommerfeld (valida per terra piana)}$$

Onda di Norton

- Si noti che l'integrale I ha una singolarità dove è nullo il termine $k_z^{(2)} + \epsilon_r k_z$. Tale polo si ha per:

$$k_t = \pm k_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r}{1 + \epsilon_r}}$$

- Questo corrisponde alla cosiddetta *onda superficiale di Zenneck*. In generale le soluzioni legate a singolarità sono dette *onde polo*.
- N.B: Ci sono state parecchie controversie nel passato concernenti il fatto che l'onda di Zenneck sia effettivamente eccitata o meno. In linea di principio, un percorso d'integrazione (asse k_t nel nostro caso) può deformarsi in modo da racchiudere i poli. Facendo ciò si ottengono delle soluzioni (residui) che sono le onde polo.
- Ad ogni modo, il termine dovuto ai residui è molto minore rispetto a quello legato al resto del percorso d'integrazione. Quando I è valutato a grande distanza, quest'ultimo termine corrisponde alla cosiddetta *onda superficiale di Norton*.

Onda di terra (1/2)

- Consideriamo la situazione all'interfaccia ($z=0$). In questo caso $R_1 = R_2 = d$ ed $A_z = I$. A grande distanza dunque, A_z coincide con l'onda di Norton. Il corrispondente campo elettrico è detto *onda di terra o onda superficiale*.
- A distanze elevate dalla sorgente, si ha una soluzione del problema che è l'onda di terra, mentre si può dimostrare che c'è forte attenuazione sul piano verticale. L'interpretazione fisica è la seguente. Le correnti che scorrono sulla zona di terreno circostante l'antenna irradiano. Il campo irradiato induce a sua volta correnti nelle zone circostanti, e così via. Al crescere della distanza si ha perdita di potenza dovuta a dispersione nella direzione radiale e assorbimento del terreno. Ciononostante, il livello ricevuto può essere apprezzabile fino a svariate centinaia di chilometri (dipende dalla frequenza).
- Una soluzione approssimata a grande distanza ($z \sim 0$; $\rho \rightarrow \infty$) è:

$$A_z \approx \frac{-1}{4\pi d} e^{-jk_0 d} \left[2A_s \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \right]$$

Poichè tipicamente $\epsilon_r > 10$

$$\Rightarrow A_z \approx \frac{-1}{4\pi d} e^{-jk_0 d} [2A_s]$$

A_s è un fattore dipendente dalla distanza, dalla frequenza e dalla costante dielettrica del terreno detto *fattore di attenuazione dell'onda superficiale*.

Onda di terra (2/2)

- Un'espressione approssimata per l'onda di terra è:

$$\mathbf{E} = E_z \mathbf{z}_0 = -j\omega\mu A_z \mathbf{z}_0 \approx E_0 [2A_s] \mathbf{z}_0$$

Il campo è quindi dato dal campo elettrico che si sarebbe avuto per propagazione in spazio libero E_0 , moltiplicato per $2A_s$. A_s si esprime solitamente in funzione della distanza numerica p e dell'angolo b dati da:

$$p \approx \frac{k_0 d}{2|\epsilon_r|} = \frac{k_0 d}{2\sqrt{\epsilon_r'^2 + (g/\omega\epsilon_0)^2}}, \quad b = \tan^{-1}(\epsilon_r' \omega\epsilon_0 / g)$$

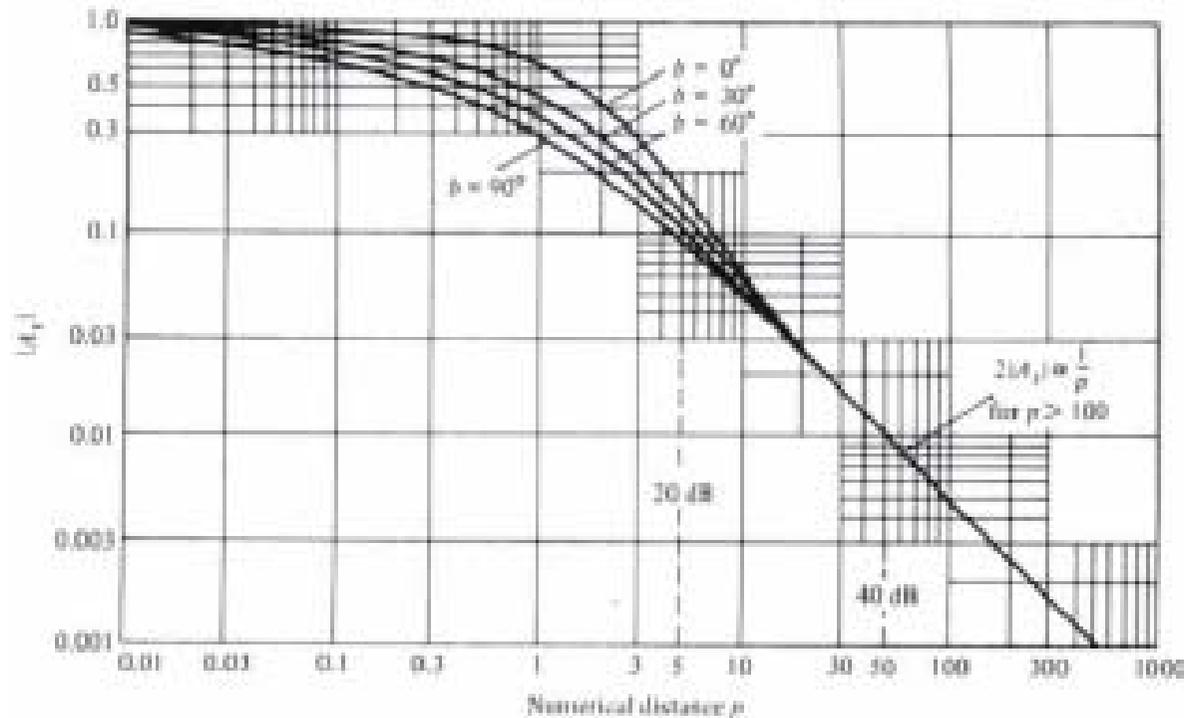
Per un terreno tipico: $g = 10^{-3} \div 10^{-2}$ S/m $\rightarrow g/\omega\epsilon_0 = 18/f_{MHz} \div 180/f_{MHz}$

$$\text{Per } b < 90^\circ \rightarrow A_s = \frac{2 + 0.3p}{2 + p + 0.6p^2} - \sqrt{\frac{p}{2}} e^{-0.6p} \sin b$$

$$\text{Per } p > 100: A_s \cong \frac{1}{2p}$$

- La propagazione dell'onda di terra è uno dei fenomeni che l'OG non è in grado di descrivere.

Attenuazione in funzione della distanza numerica



Per piccole distanze c'è dipendenza da b , ossia dal tipo di terreno. Da una certa distanza in poi tale dipendenza scompare.

- Per una frequenza di 1 kHz, tipica della radiodiffusione AM, considerando ϵ'_r dell'ordine di 10-15, si ha:

$$g/\omega\epsilon_0 \gg \epsilon'_r \rightarrow p \approx k_0 d \omega \epsilon_0 / 2g \rightarrow A_s \approx 1/2p \approx g / k_0 d \omega \epsilon_0$$

- Si noti che p aumenta rapidamente all'aumentare della frequenza e quindi per una data distanza d , la distanza numerica, e quindi l'attenuazione A_s , è molto maggiore alle alte frequenze (per $p=5$, $A_s \approx -20$ dB, per $p=50$, $A_s \approx -40$ dB).

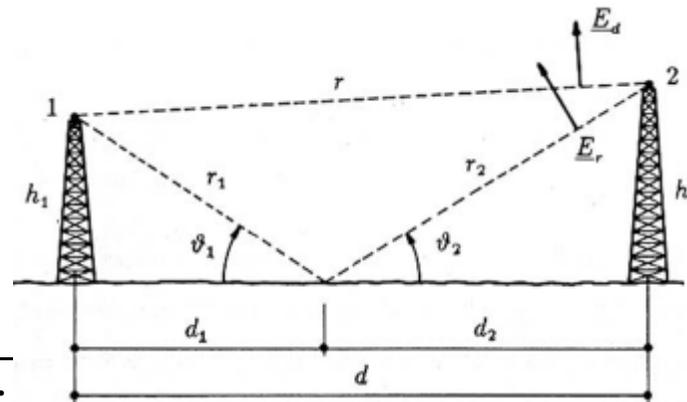


Propagazione per onda riflessa e proprietà delle superfici

Riflessione dal terreno (1/2)

Consideriamo ora il caso di antenne elevate sul terreno, cioè il caso in cui l'altezza delle antenne è $\gg \lambda$. Una tale situazione si ha p.es. in un collegamento in ponte radio in banda UHF (o superiori). A queste frequenze l'onda di terra è completamente attenuata. La distanza d è \gg delle altezze delle antenne Tx (h_1) e Rx (h_2). Facciamo alcune ipotesi semplificative.

1. L'effetto del terreno è riconducibile ad una riflessione. Di conseguenza si hanno due percorsi: uno diretto, di lunghezza r ed uno riflesso di lunghezza r_1+r_2 , indipendenti tra loro.
2. Data l'elevata distanza, i campi associati ai due cammini, \mathbf{E}_d (diretto) ed \mathbf{E}_r (riflesso), in prossimità dell'antenna ricevente sono onde sferiche approssimabili come onde localmente piane e si può assumere \mathbf{E}_r circa parallelo a \mathbf{E}_d .
3. Il mezzo è omogeneo (vuoto) e le onde si propagheranno secondo traiettorie rettilinee.



Riflessione dal terreno (2/2)

4. Il terreno è liscio e quindi la riflessione è speculare. Essa ha luogo nella zona in cui:

$$\theta_2 = \theta_1.$$

$$\text{Essendo } \tan \theta_i \approx \theta_i = h_i / d_i, (i = 1,2) \Rightarrow h_2 / d_2 = h_1 / d_1$$

5. Si suppone di avere riflessione totale. Il coefficiente di riflessione sarà allora: $\Gamma \approx -1$ (come se il terreno fosse un CEP).
6. Si trascura la rotondità terrestre.

Le prime due ipotesi sono ragionevolmente valide, e saranno mantenute in tutta la trattazione. Per le altre quattro, invece, possono aversi situazioni reali in cui non sono verificate, anche sensibilmente.

Pertanto, si partirà dal *caso ideale* in cui tutte e sei le ipotesi sono verificate, poi si considereranno le modifiche da introdurre per il mancato soddisfacimento, in diversa misura, delle ultime quattro.

Caso ideale

- Il campo totale in prossimità dell'antenna Rx (\mathbf{E}_2), è dato dalla somma del contributo dell'onda diretta (\mathbf{E}_d) e di quello dell'onda riflessa (\mathbf{E}_r):

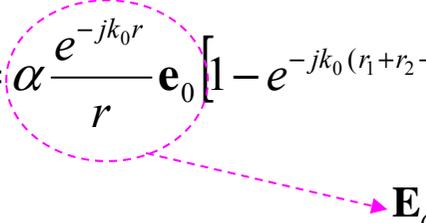
$$\mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_d + \mathbf{E}_r$$

$$\mathbf{E}_d = \alpha \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \mathbf{e}_0; \quad \mathbf{E}_r = \alpha \Gamma \frac{e^{-jk_0(r_1+r_2)}}{r_1+r_2} \mathbf{e}_0 \approx -\alpha \frac{e^{-jk_0(r_1+r_2)}}{r_1+r_2} \mathbf{e}_0$$

dove α è un coefficiente da cui dipende l'ampiezza del campo.

Ai fini dell'ampiezza si può porre $1/r = 1/(r_1+r_2)$,
mentre ai fini della fase anche piccoli valori della
differenza tra r e r_1+r_2 vanno tenuti in conto essendo
le distanze in gioco $\gg \lambda$.

Si ha quindi:

$$\mathbf{E}_2 = \alpha \frac{1}{r} \left[e^{-jk_0 r} - e^{-jk_0(r_1+r_2)} \right] \mathbf{e}_0 = \alpha \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \mathbf{e}_0 \left[1 - e^{-jk_0(r_1+r_2-r)} \right]$$


Consideriamo l'ampiezza:

$$|E_2| = |E_d| \left| 1 - e^{-jk_0(r_1+r_2-r)} \right|$$

Campo totale ricevuto

- La differenza di percorso r_1+r_2-r può essere approssimata, sfruttando le simmetrie della geometria di collegamento e la grande distanza tra esse, nel modo seguente:

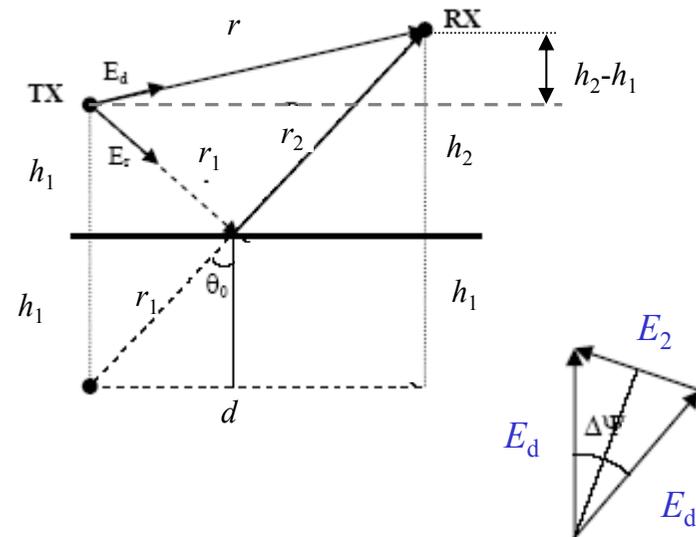
$$r_1 + r_2 = \sqrt{d^2 + (h_1 + h_2)^2} = d \sqrt{1 + \frac{(h_1 + h_2)^2}{d^2}} \approx d \left(1 + \frac{(h_1 + h_2)^2}{2d^2} \right)$$

$$r = \sqrt{d^2 + (h_2 - h_1)^2} \approx d \left(1 + \frac{(h_2 - h_1)^2}{2d^2} \right)$$

Ne consegue che:

$$r_1 + r_2 - r = \frac{2h_1h_2}{d} \Rightarrow$$

$$|E_2| = |E_d| \left| 1 - \exp\left(-jk_0 \frac{2h_1h_2}{d}\right) \right|$$



- Il 2° termine al 2° membro è una sottrazione tra due vettori di pari ampiezza sfasati di un angolo $\Delta\Psi$. In pratica si considera un triangolo isoscele e quindi

$$E_2 / 2 = E_d \sin(\Delta\psi / 2)$$

Path-gain factor

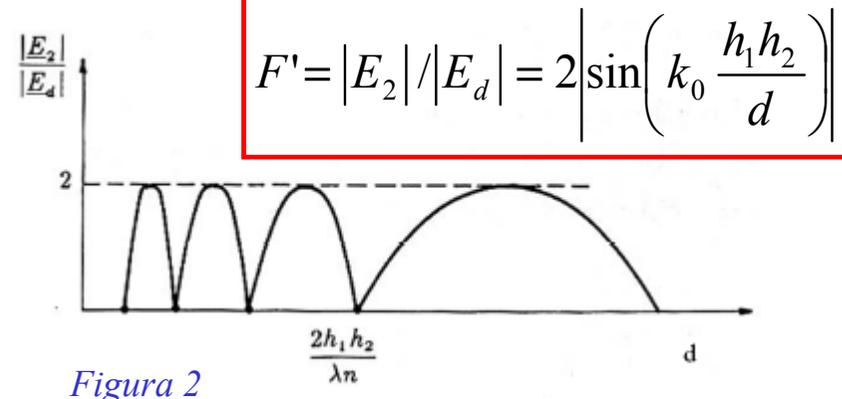
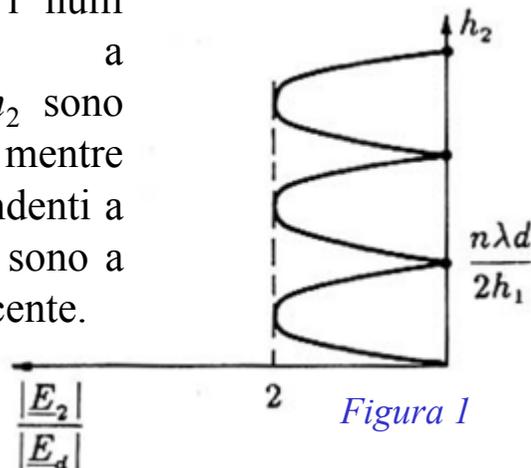
Si ricava quindi:

$$|E_2| = 2|E_d| \left| \sin\left(k_0 \frac{h_1 h_2}{d}\right) \right| = 2|E_d| \left| \sin\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d}\right) \right| = |E_d| F'$$

F' è detto fattore di guadagno di percorso (*path-gain factor*)

- Se si fa variare h_2 mantenendo costanti gli altri parametri si ottiene per F' l'andamento di Figura 1, mentre se si fa variare d mantenendo costanti gli altri parametri si ottiene l'andamento di Figura 2. Il campo ricevuto oscilla tra massimi pari a $2|E_d|$ e nulli. Tali oscillazioni sono conseguenti alle ipotesi di partenza, per le quali $|E_d| = |E_r|$, e corrispondono alle situazioni di interferenza costruttiva (massimi) e distruttiva (nulli) tra i due campi.
- E' sufficiente che una delle due antenne sia a terra affinché $E_2 = 0$. Ecco perché le antenne TV terrestri (VHF, UHF) devono essere elevate dal suolo

Si noti come i nulli corrispondenti a variazioni di h_2 sono equispaziati, mentre quelli corrispondenti a variazioni di d sono a spaziatura crescente.



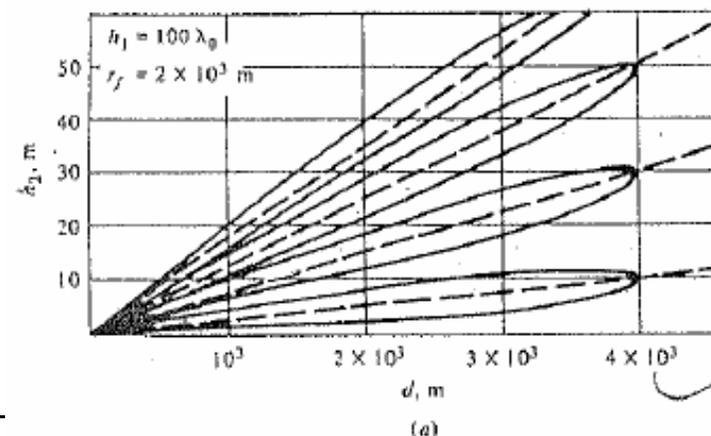
$$F' = |E_2| / |E_d| = 2 \left| \sin\left(k_0 \frac{h_1 h_2}{d}\right) \right|$$

Diagrammi di copertura (1/2)

- Un diagramma di copertura è un grafico della funzione $F'/r = \text{costante}$. Di solito si considerano fissate le quantità h_1 e λ , mentre si considerano variabili d e h_2 . Ne consegue che la funzione $F'/r = \text{costante}$ viene rappresentata graficamente nel piano (h_2, d) .
- I diagrammi di copertura hanno una struttura a lobi e *si prende come riferimento la distanza tra le antenne in spazio libero* r_{fs} per una data potenza di segnale ricevuto. Se l'ampiezza del campo ricevuto può variare da 0 a $2E_d$ (doppio di quella che si avrebbe in spazio libero, ossia in assenza di raggio riflesso), per un livello di segnale pari a E_d , la distanza reale può arrivare a $2r_{fs}$.
- Generalmente si graficano curve rappresentanti lo stesso livello di segnale che si sarebbe ottenuto ad una distanza pari ad un multiplo o ad una frazione di multiplo di r_{fs} :

$$F'/r = m / r_{fs}, \quad m = 1, \sqrt{2}, 2, \dots$$

In figura: $m=1, h_1=100\lambda, r_{fs}=2 \text{ km}$



Al massimo
si arriva
a 4 Km

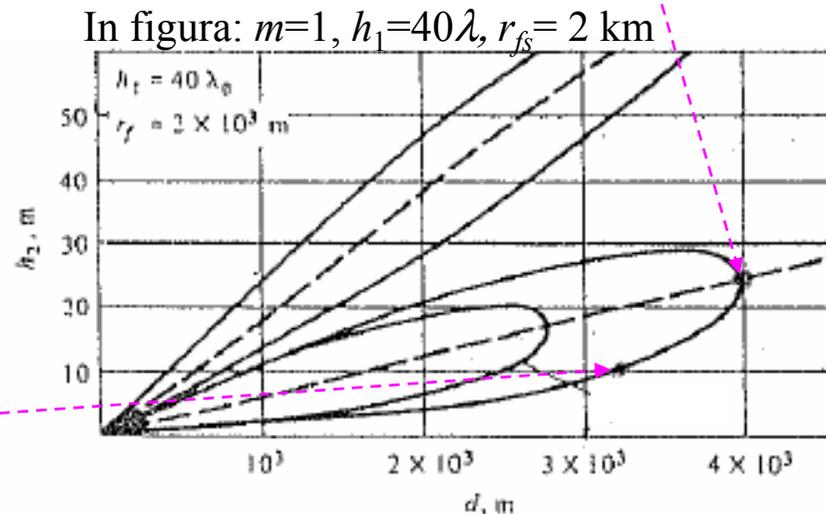
Diagrammi di copertura (2/2)

- Nel diagramma di figura, ogni coppia di valori che giace sui lobi corrisponde ad un punto nello spazio dove la potenza di segnale ricevuto è pari a quella che sarebbe stata ricevuta ad una distanza $r=r_{fs}=2$ km in condizioni di spazio libero. Infatti **sui lobi** $F'/r=1/r_{fs} \rightarrow F'=r/r_{fs}$. Di conseguenza se $r=r_{fs}$, $F'=1 \rightarrow E_2=E_d$ ed il campo sarebbe pari a quello in spazio libero.
- All'interno dei lobi $F'/r > 1/r_{fs} \rightarrow F' > r/r_{fs}$, p.es. in figura è tracciato anche un lobo corrispondente a $F'=\sqrt{2}r/r_{fs}$.
- Sulle linee tratteggiate $F'=2=\max(F')$. Dalla figura si osserva che se $h_2=25$ km e $d=4$ km, si riceve il massimo livello possibile di segnale ($F'=2$).

Infatti:

$$\begin{cases} F' = 2 \\ F' = r / r_{fs} \end{cases} \Rightarrow r = 2r_{fs}$$

Si vede anche che se $h_2=10$ km e $d=3.2$ km si riceve lo stesso livello di segnale che si avrebbe a 2 km in spazio libero

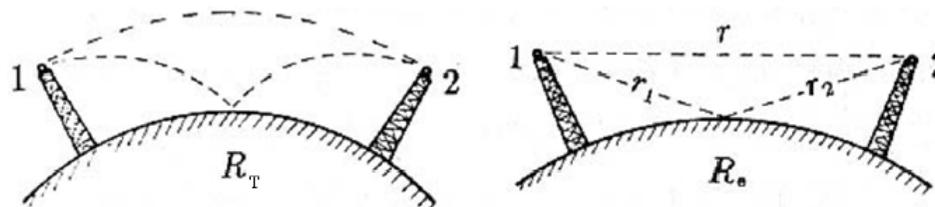


Considerazione della variabilità di n

Si introduce il raggio equivalente R_{eq} (8500 km se si può assumere atmosfera standard) così da rendere rettilinei i percorsi dei raggi elettromagnetici. La figura mostra la geometria del problema prima e dopo la trasformazione. Essendo:

$$|E_2| = |E_d| \left| 1 - e^{-jk_0(r_1+r_2-r)} \right|$$

e poiché la differenza di percorso r_1+r_2-r è funzione di R_{eq} , che a sua volta è funzione di dn/dz , al variare delle condizioni atmosferiche si avranno variazioni del campo ricevuto, dovute alle diverse relazioni di fase tra le componenti diretta e riflessa.



Considerazione del coefficiente di riflessione

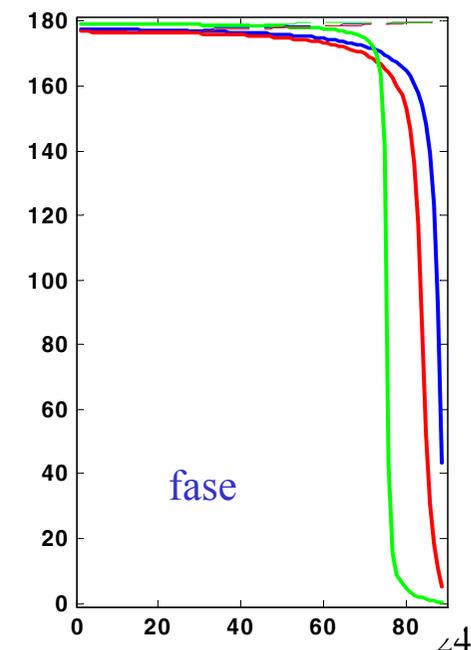
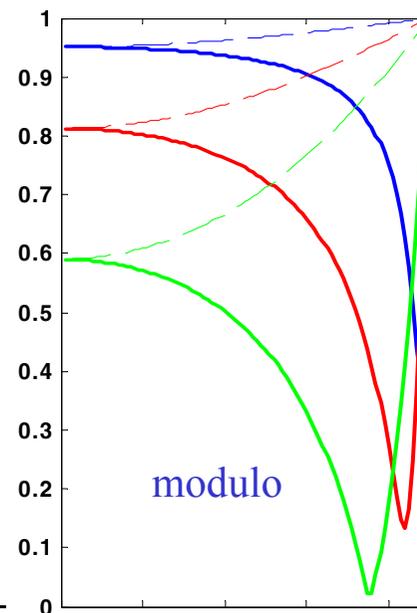
- Fino ad ora abbiamo assunto $\Gamma \approx -1$. In realtà si ha:

$$\Gamma_v = \frac{\varepsilon_r \cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{\varepsilon_r \cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i}} \quad \text{polarizzazione verticale}$$

$$\Gamma_h = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i}} \quad \text{polarizzazione orizzontale}$$

- La figura mostra gli andamenti del modulo e della fase di Γ per:

- Mare, $f = 100$ MHz (blu)
- Mare, $f = 3$ GHz (rosso)
- Terreno mediamente umido, 100 MHz $< f < 3$ GHz (verde)



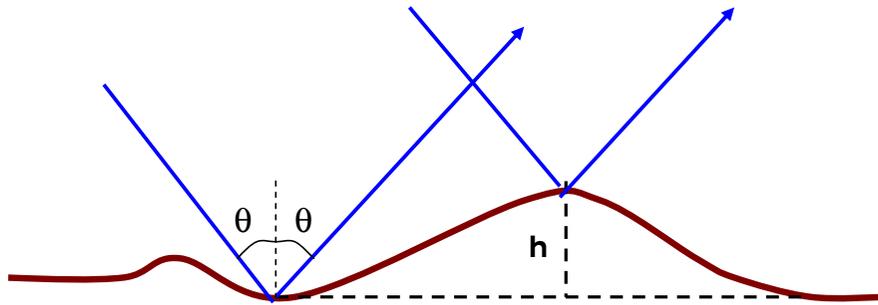
Corso di Propagazione: Effetti del terreno

Effetti delle proprietà dielettriche della superficie

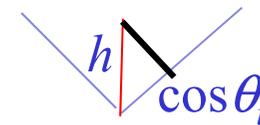
- In polarizzazione orizzontale il coefficiente di riflessione si discosta poco dal valore -1 , anche per bassi angoli d'incidenza.
- In polarizzazione verticale il coefficiente di riflessione presenta un forte abbassamento in modulo, tipicamente per grandi angoli, a cui corrisponde una discontinuità di 180° nella fase. Il valore di θ_i per cui si ottiene il minimo è l'**angolo di Brewster**. Nel caso del terreno, poiché la parte reale della costante dielettrica è dominante, si hanno valori quasi nulli. Nel caso del mare, invece, si ha una apprezzabile parte immaginaria, specialmente alle frequenze più basse. Pertanto, si avrà un minimo, ma con valori sensibilmente maggiori di zero.
- Poiché nei radiocollegamenti i valori di angolo d'incidenza sono in genere prossimi all'angolo di Brewster, *in polarizzazione verticale il modulo del coefficiente di riflessione potrà essere sensibilmente minore di 1*.
- Si noti infine che i diagrammi del coefficiente di riflessione mostrati nei richiami (pag. 25) sono relativi al caso di bassa frequenza in cui si può assumere ϵ_r pari a quella del caso elettrostatico.

Diffusione da superficie rugosa

Nella realtà il terreno non è mai perfettamente liscio, ma presenta rugosità più o meno accentuate. Esistono poi situazioni particolari (es. rilievi, vegetazione, zone edificate) nelle quali le irregolarità sono tali da eliminare completamente il fenomeno della riflessione speculare. Analogamente, la superficie marina presenta irregolarità più o meno elevate a seconda del moto ondoso.



L'effetto della rugosità dipende da λ e θ_i .
La differenza di fase $\Delta\Phi$ tra i due raggi è:
 $\Delta\Phi = 2kh \cos\theta_i$ ($k=2\pi/\lambda \rightarrow \Delta\Phi \downarrow \lambda \uparrow$)



Se λ è superiore ad un certo limite (che dipende da h), $\Delta\Phi$ è trascurabile \Rightarrow la superficie ruvida può essere considerata liscia (piana)

criterio di Rayleigh: stabilisce il valore di h al di sotto del quale una superficie può essere considerata liscia ($\Delta\Phi < \pi/2$):

$$h < \frac{\lambda}{8 \cos \theta_i}$$

Poiché $h(x,y)$ di una superficie ruvida, misurata rispetto al suo valor medio $\langle h(x,y) \rangle$, è una variabile aleatoria, la sua deviazione standard σ_h va usata al posto di h nella formula del criterio di Rayleigh.

Effetti della rugosità della superficie (1/2)

- Quando è presente rugosità di piccola scala, ossia se:

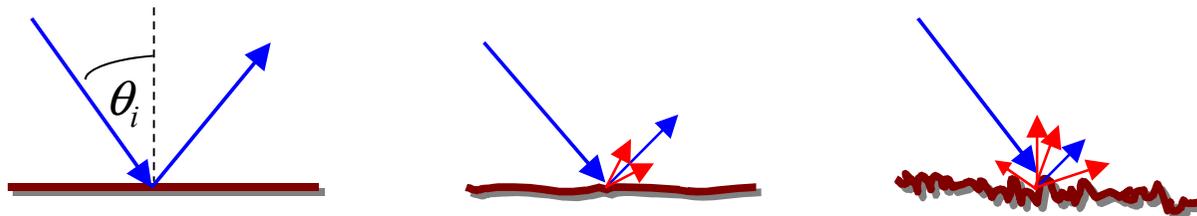
$$\sigma_h > \frac{\lambda}{8 \cos \theta_i},$$

la potenza riflessa dalla superficie è data dalla sovrapposizione di due componenti:

- una componente è ancora riflessa specularmente, ma le rugosità ne riducono l'entità (*componente coerente*). Per tale componente è applicabile la seguente *espressione empirica* (detto Γ_{spec} il coeff. di riflessione che si sarebbe avuto per riflessione speculare da sup. liscia):

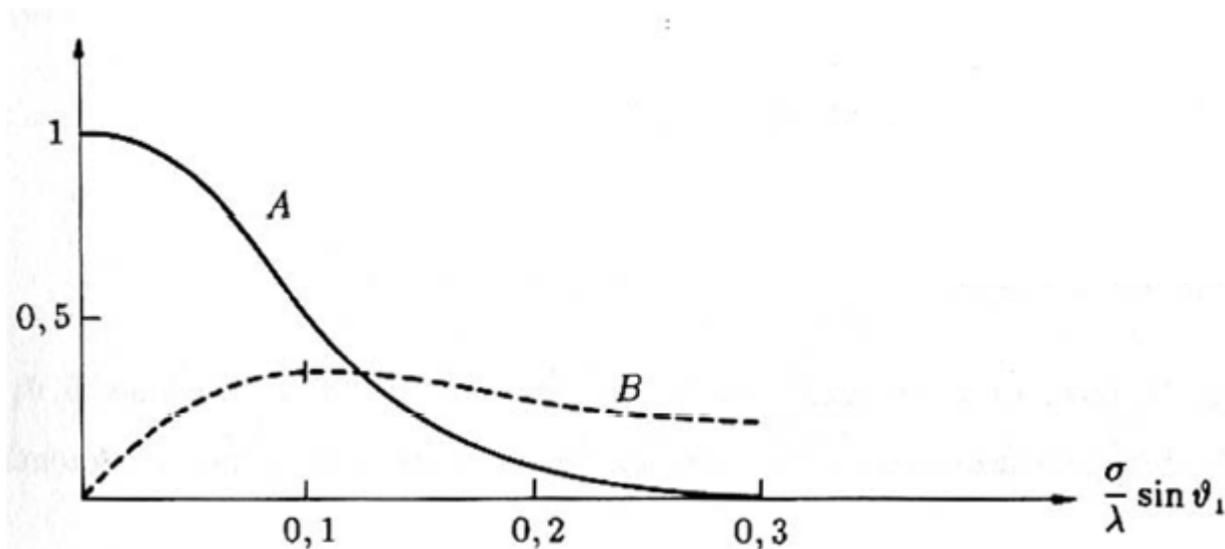
$$|\Gamma| = |\Gamma_{spec}| e^{-0.5(2k\sigma_h \sin \theta_i)^2}$$

- un'altra componente è diffusa dalle rugosità in modo irregolare in tutte le direzioni (*componente incoerente*). Per determinare tale componente si può usare il *metodo di Born (SPM)*, oppure l'*Ottica Fisica*.



Effetti della rugosità della superficie (2/2)

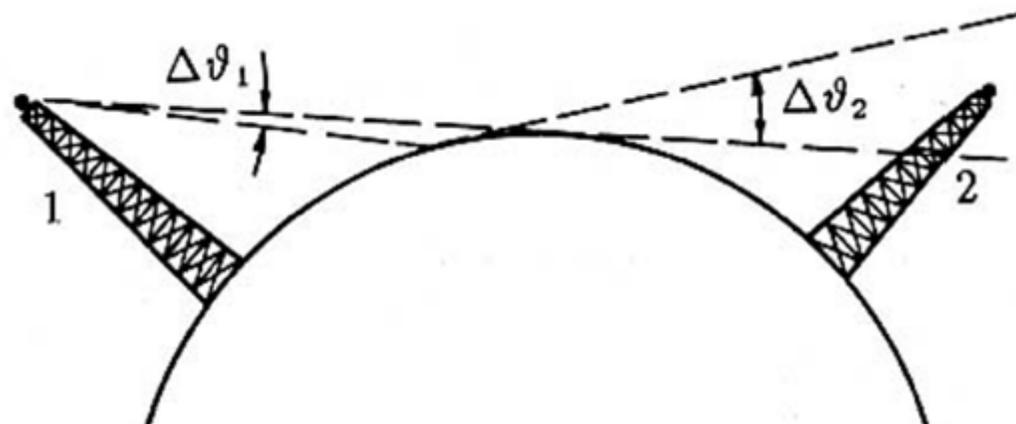
- L'andamento del rapporto $|\Gamma_{spec}|/|\Gamma|$ è riportato in figura (curva A), insieme all'andamento corrispondente della frazione di potenza che è riflessa in modo incoerente (curva B). Dal punto di vista applicativo, la presenza di rugosità determina, pertanto, due conseguenze.
 - La riflessione speculare diminuisce (all'aumentare del rapporto σ_h/λ).
 - Si manifesta una componente non speculare, che può generarsi lungo tutto il collegamento. Può dare effetti rilevanti quando si genera in prossimità dell'antenna ricevente.



Effetti della curvatura terrestre

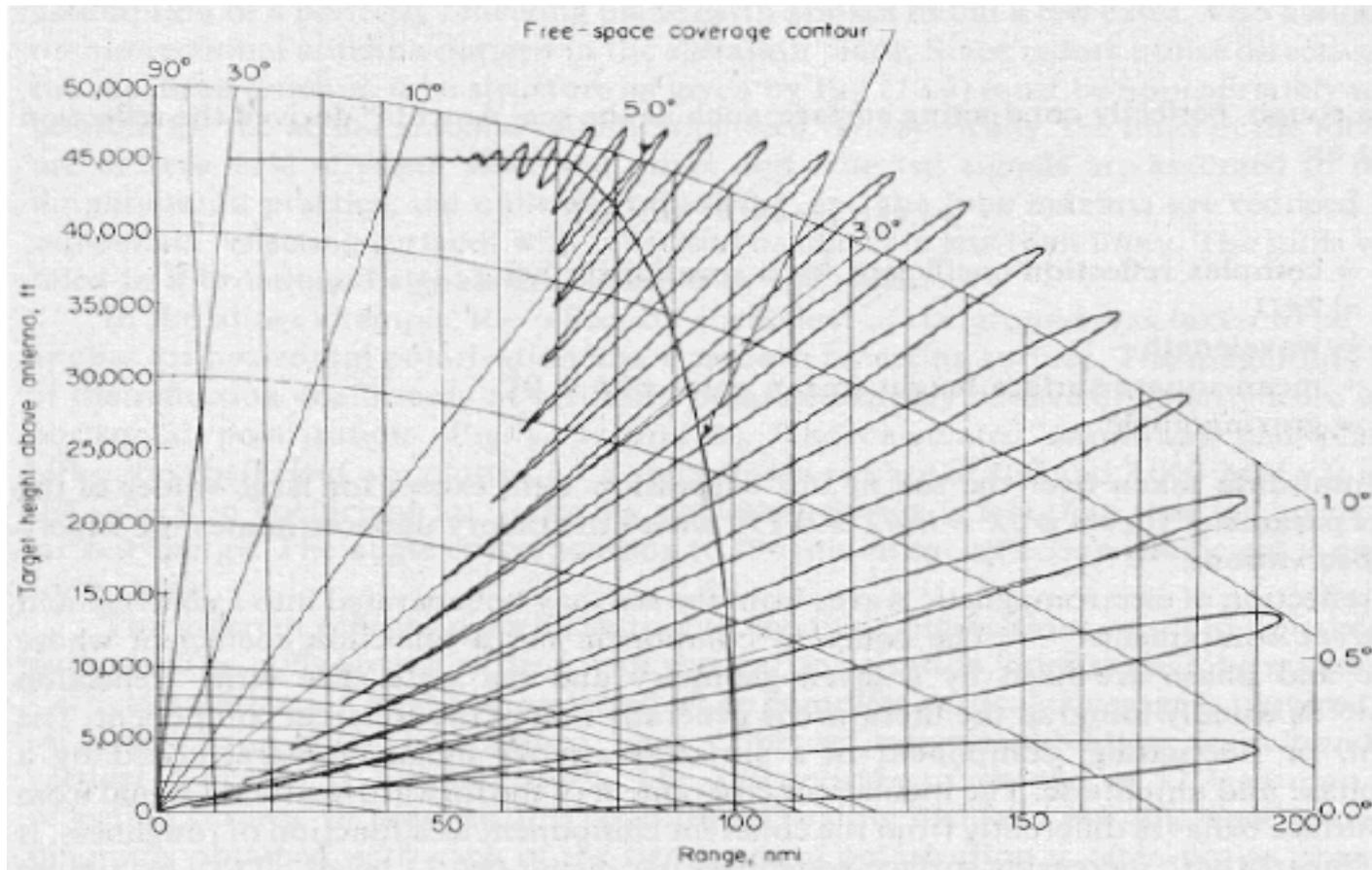
- La figura mostra il processo di riflessione, tenendo in conto la curvatura terrestre. Supponendo che la potenza irradiata dall'antenna trasmittente sia contenuta in un cono di apertura $\Delta\theta_1$, dopo riflessione da una superficie sferica la potenza sarà distribuita in un cono di apertura $\Delta\theta_2 > \Delta\theta_1$, per cui sarà meno concentrata e più dispersa. Essendo la densità di potenza minore, sarà minore la potenza captata dall'antenna 2. Di questo effetto si può tener conto modificando l'espressione del path-gain factor in modo da introdurre un fattore di divergenza $D < 1$:

$$|E_2| = |E_d| \left| 1 - D \exp\left(-jk_0 \frac{2h_1 h_2}{d}\right) \right|$$



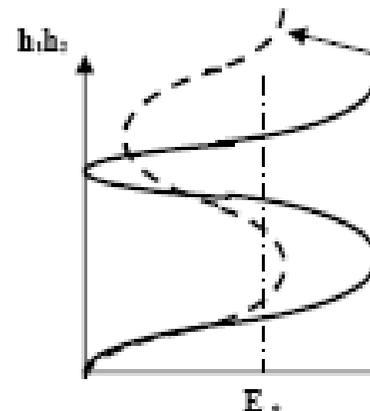
Diagrammi di copertura per terra sferica

- I diagrammi di copertura per terra sferica sono graficati su una carta in cui linee ad altezza costante sopra la superficie terrestre sono rappresentate come curve paraboliche



Considerazioni finali sulla riflessione da terreno

- Si possono trarre le seguenti considerazioni conclusive.
 - Se sono valide tutte le ipotesi semplificative (caso ideale), il modulo del campo ricevuto può avere un'ampiezza variabile tra 0 e il doppio di quella che si avrebbe in assenza di riflessioni. La corrispondente potenza varia tra 0 e il quadruplo.
 - Gli effetti delle proprietà dielettriche, della rugosità e della rotondità terrestre riducono l'ampiezza del campo riflesso. Nella realtà, quindi, si avranno comunque possibili variazioni dell'ampiezza del campo ricevuto rispetto a $|E_d|$, ma di entità limitata.
 - Gli effetti atmosferici rendono l'ampiezza del campo ricevuto variabile nel tempo, in modo irregolare, data la dipendenza dalle condizioni atmosferiche.



Caso del radar

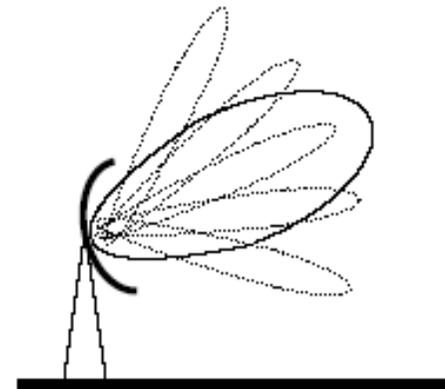
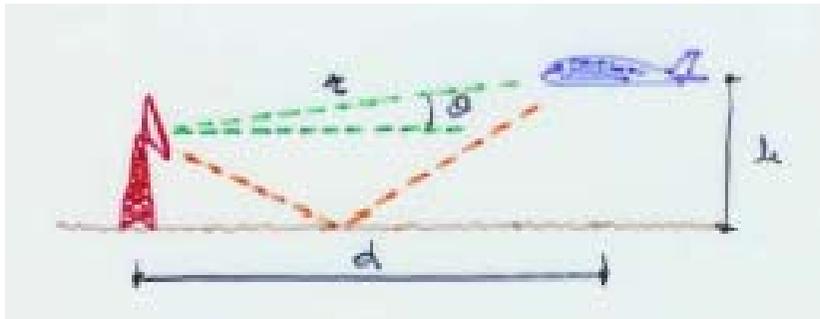
- Il campo incidente sull'oggetto (target) si può scrivere come:

$$E = U_e(\theta) \frac{e^{-jkr}}{r} F'(d, h) = U_e(\theta) \frac{e^{-jkr}}{r} F'(d, \theta) = \frac{e^{-jkr}}{r} U_e'(d, \theta)$$

$U_e(\theta)$: diagramma di radiazione in campo dell'antenna

F' path - gain factor; $h = h_{antenna} + d \sin \theta$

- Fissato il valore di d , il diagramma di radiazione dell'antenna U_e' risulta modificato: avrà dei massimi e dei minimi (dovuti a massimi e minimi del campo ricevuto) e, in corrispondenza ai minimi, ci saranno delle direzioni di cecità. In tali direzioni il radar non rileva il target.



- Il radar può invece rilevare ritorni da parte del terreno se rugoso o irregolare (*ground clutter*).

Diffrazione dovuta alla curvatura terrestre

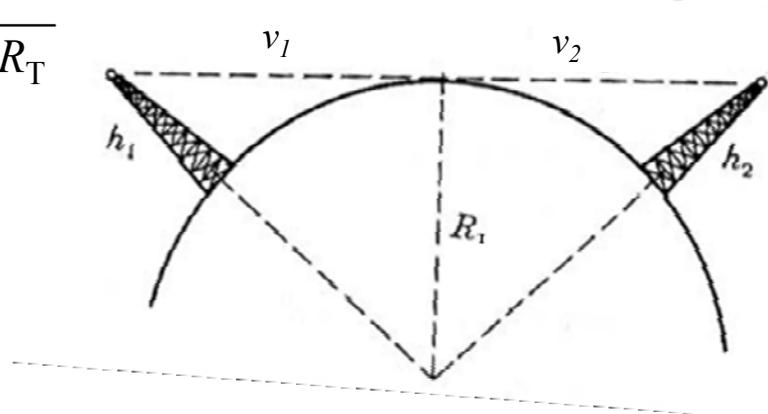
- Si è già definito il concetto di visibilità. Date due antenne disposte ad altezze h_1 e h_2 , del tipo di quelle già considerate, la curvatura terrestre pone un limite massimo alla distanza di visibilità ottica. Con riferimento alla figura, detto R_T il raggio terrestre, tale limite può essere calcolato dalle:

$$v_1 = \sqrt{(h_1 + R_T)^2 - R_T^2} \approx [h_1 \ll R_T] \approx \sqrt{2h_1 R_T}$$

$$v_2 \approx \sqrt{2h_2 R_T}$$

Si ha quindi :

$$v \approx \sqrt{2h_1 R_T} + \sqrt{2h_2 R_T} = \sqrt{2R_T} (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$$



- Se le antenne non sono in visibilità il passaggio ad una situazione di totale isolamento tra le due antenne è graduale, al contrario di quanto prevede l'OG. A causa della *diffrazione dovuta alle correnti indotte sulla superficie terrestre*, infatti, sarà ancora possibile ricevere apprezzabile potenza anche aldilà della visibilità. La teoria è complessa, tuttavia, è possibile approssimare i risultati con forme algebriche semplici per calcolare il path-gain factor F' . Esso, nella zona aldilà della visibilità (zona d'ombra), è dato da :

$$F' = V_1(X)U_1(Z_1)U_1(Z_2)$$

Parametri della diffrazione da curvatura terrestre

$V_1(X)$ è la funzione principale di attenuazione che può scriversi come:

$$V_1(X) = 2\sqrt{\pi X} e^{-2.02X}$$

X è la distanza misurata in *unità naturali* di lunghezza L , mentre Z_1 e Z_2 sono le altezze delle antenne misurate in unità naturali di altezza H . Tali unità naturali sono date da:

$$L = 2 \left(\frac{R_T^2}{4k} \right)^{1/3} = 28.41 \lambda^{1/3} \quad [\text{km}]$$

$$H = \left(\frac{R_T}{2k^2} \right)^{1/3} = 47.55 \lambda^{2/3} \quad [\text{m}]$$

In unità naturali si ha allora:

$$\begin{aligned} X &= \frac{d}{L} \\ Z_1 &= \frac{h_1}{H} \\ Z_2 &= \frac{h_2}{H} \end{aligned}$$

Andamento delle funzioni V e U_1

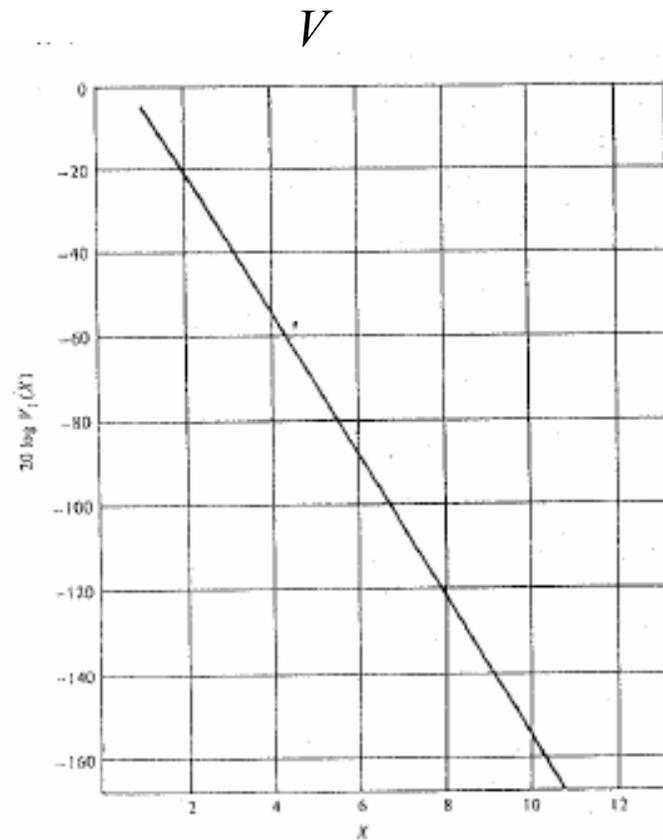
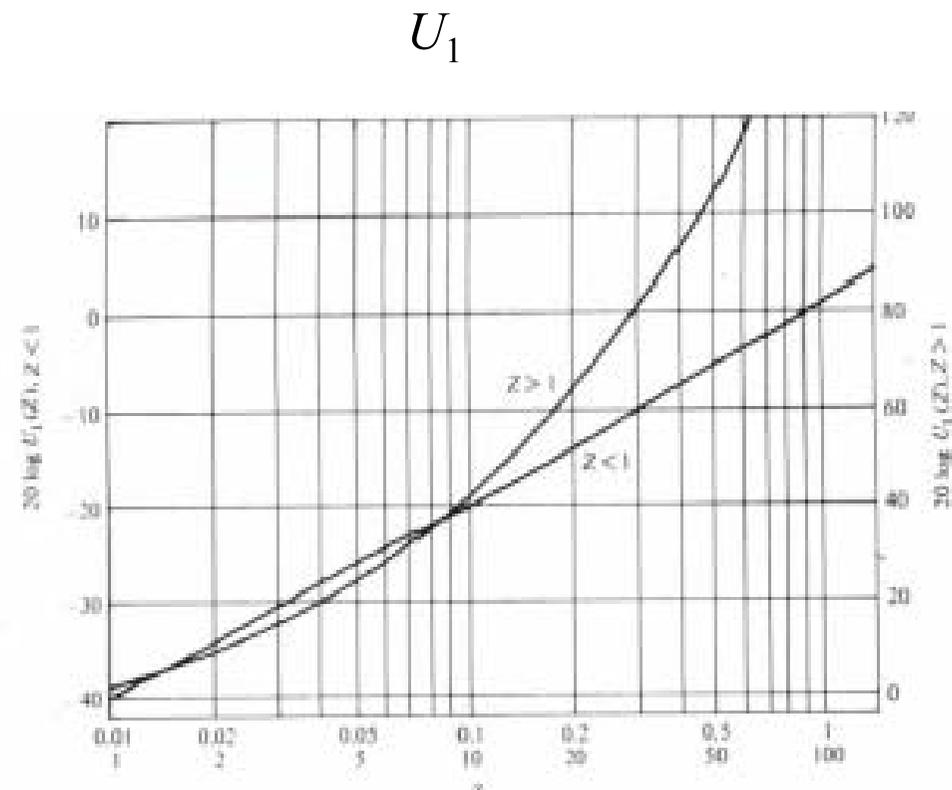


Figure 6.38 The attenuation function $V_r(X)$.



Diffrazione da ostacoli

- Non sempre è possibile progettare un collegamento radio in modo tale che non ci siano ostacoli, quali rilievi o edifici, tra antenna Tx ed antenne Rx.
- Il problema dell'ostacolo si pone quindi se gli ostacoli sono tali da alterare, in maniera più o meno considerevole, le proprietà dell'onda rispetto a quelle che si avrebbero in spazio libero.
- Quando l'ostacolo può assimilarsi ad una struttura laminare il problema è riconducibile alla teoria della diffrazione da aperture.

