

tabella. Le figure riguardano un ponte radio a 22 GHz con puntamento di 100 gradi in senso orario rispetto al Nord che è stato considerato coincidente con l'asse y. La potenza è di 0.126 W e il tilt totale dell'antenna (elettrico e meccanico) è nullo. Nelle figure è rappresentato sia il piano orizzontale alla stessa altezza del centro elettrico dell'antenna che quello verticale nella direzione di massima radiazione tra 10 e 24 metri di altezza dal suolo, essendo l'antenna per ipotesi a 16.5 metri. In Fig. 17 e in Fig. 18 si mostrano con diversi colori, varie soglie del valore efficace del campo elettrico ricavati su di un piano perpendicolare al terreno nella direzione di massimo guadagno dell'antenna usando la frequenza di 2 GHz e la potenza di 2 W. Si osserva quindi che in Fig. 18 dove compare il diametro maggiore, si ha anche direttività maggiore rispetto a quella della Fig. 17.

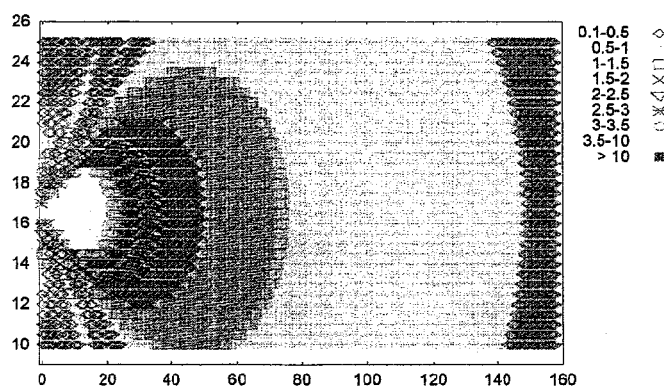


Fig. 17 - Valori di campo sul piano verticale nel caso di un ponte radio a 2 GHz con 2 W di potenza e diametro pari a 0.6 m

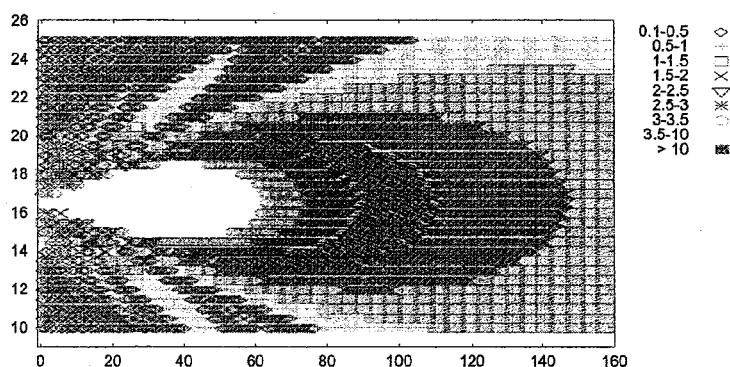


Fig. 18 - Valori di campo sul piano verticale nel caso di un ponte radio a 2 GHz con 2 W di potenza e diametro pari a 1.8 m

La Fig. 19 (a) e la Fig. 19 (b) sono ottenute considerando la frequenza di 22 GHz con diametro d'antenna di 0.6 metri, quindi mostrano la minor direttività fra quelle esaminate. Si può notare che già a 65 metri dal trasmettitore lungo la direzione di massimo irraggiamento il limite di 3 V/m è rispettato, a conferma del valore di d_1 pari a 70.1 metri (lunghezza volume) indicato in Tab. 7 per

questo caso. Valori superiori a 3 V/m si trovano solo per distanze inferiori e comunque sulla direzione di massimo irraggiamento, infatti spostandosi lateralmente da essa anche solo di qualche metro, si hanno cali di quasi 2 V/m.

Invece se il diametro del paraboloide è 1.2 metri, cioè è raddoppiato rispetto a prima e di conseguenza il guadagno è aumentato in modo quadratico, a parità di potenza, la lunghezza del volume di rispetto raddoppia quasi ($d_1 = 139.3$ m).

Generalmente quindi, viste le basse potenze in gioco e le alte direttività, confermate anche dai risultati delle simulazioni, i ponti radio troposferici possono essere inseriti in un sito urbano complesso senza creare problemi particolari di impatto ambientale, soprattutto per quanto riguarda le frequenze più alte (per esempio 22 GHz). Bisogna però avere l'accortezza di non sovrapporre la direzione di puntamento dell'antenna ad un'area già problematica, avente cioè punti con livelli di campo di poco inferiori ai limiti imposti per legge.

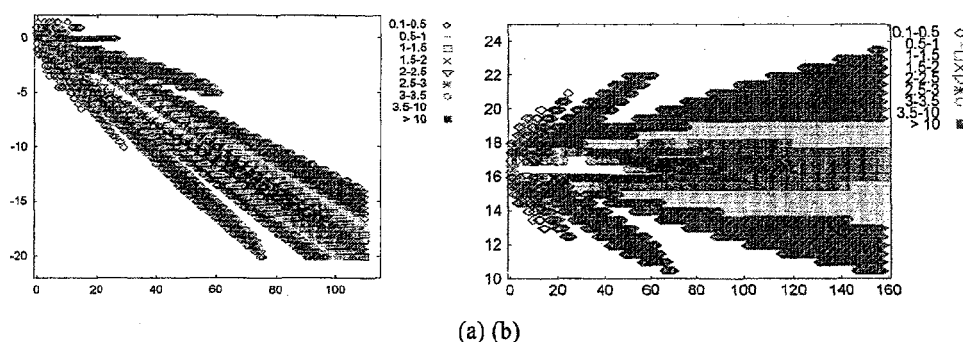


Fig. 19 (a) - Piano orizzontale all'altezza del trasmettitore, 0.126 W potenza emessa, puntamento dell'antenna di 100 gradi rispetto all'asse y, diametro di 0.6 m.

Fig. 19 (b) - Rappresentazione del piano verticale dell'antenna di figura 4.3 con tilt 0, 0.126 W potenza emessa, puntamento dell'antenna di 100 gradi rispetto all'asse y, diametro di 0.6

Modello di propagazione e tool di previsione utilizzati

L'algoritmo di previsione ottimale per valutazioni di impatto ambientale risulta dalla combinazione di diversi modelli di propagazione.

Nell'ambito del presente Progetto è stato impiegato il tool di previsione di campo ARMONICA, sviluppato nei laboratori di Villa Griffone [5][6].

L'algoritmo di previsione implementato nel tool ARMONICA, consente di ottenere accurate valutazioni sia in condizioni di campo vicino sia di campo lontano e richiede quattro diversi modelli di propagazione (Fig. 20). Ogni modello può essere utilizzato solo ad una certa distanza dal trasmettitore e la sua complessità decresce all'aumentare della distanza dal centro elettrico dell'antenna radiante. È importante specificare che il modello valido ad una certa distanza dal

trasmettitore comprende intrinsecamente l'uso dei modelli precedenti.

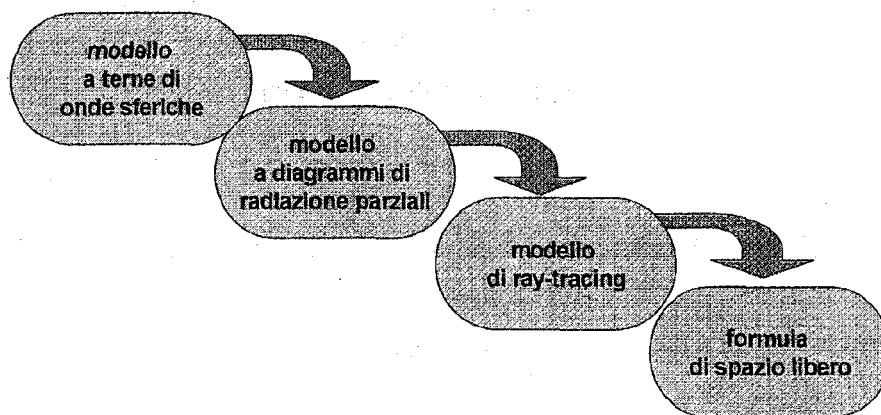


Fig. 20 - I quattro modelli che compongono l'algoritmo di previsione implementato nel tool ARMONICA

Per stabilire quale dei modelli implementati debba essere utilizzato è necessario rifarsi a considerazioni di carattere elettromagnetico, per definire quali siano le condizioni di propagazione negli scenari che si devono analizzare. Infatti a seconda che la propagazione avvenga in regione di campo lontano o in regione di campo vicino, si dovrà ricorrere a diversi modelli di antenna e a diversi modelli di propagazione.

Nello studio dei modelli di antenna è necessario innanzitutto definire con precisione cosa si intenda per “campo lontano” di una sorgente: un punto si trova in regione di campo lontano dalla sorgente se la sua distanza r dal centro elettrico della sorgente stessa è tale per cui valgono contemporaneamente le relazioni:

(a) $r \gg \lambda$

(b) $r > \frac{2D^2}{\lambda}$

con λ lunghezza d'onda alla frequenza di interesse e D massima dimensione lineare dell'antenna.

Ad esempio, nel caso dei sistemi radiomobili la condizione (b) è molto più restrittiva della condizione (a), in quanto i pannelli d'antenna possono avere D che misura fino a 4 o 5 λ (con λ pari a circa 30 centimetri per frequenza pari a 900 MHz).

Il modello a onde sferiche [7] viene utilizzato quando sia la condizione (a) che quella (b) non sono soddisfatte e quindi è l'unico valido per distanze dal trasmettitore inferiori a 1 metro. Invece il modello a diagrammi di radiazione parziali [8] è usato tra 1 e 10 metri circa e contiene al suo interno il modello a onde sferiche. Il terzo modello, il ray-tracing[9], è invece utilizzato quando la distanza è compresa tra 10 metri e $\frac{2D^2}{\lambda}$ e comprende internamente i due modelli precedenti. Il

quarto modello della Fig. 20 si riferisce alla formula di spazio libero, valida solo in condizioni di campo lontano.

Nel seguito si fornisce una sintetica descrizione dei diversi modelli

Modello a terne di onde sferiche

Il modello a terne di onde sferiche, detto anche modello di Schelkunoff, permette di calcolare il valore del campo elettromagnetico in condizioni di campo vicino, cioè anche quando la condizione (a) e la condizione (b) viste sopra non sono soddisfatte, purché in assenza di ostacoli circostanti l'antenna.

Esso si basa sul fatto che il campo irradiato da un dipolo di lunghezza d , avente una distribuzione di corrente sinusoidale, è dato dalla somma dei campi irradiati da tre sorgenti sferiche non uniformi, poste nel centro e negli estremi del dipolo, come mostrato in Fig. 21.

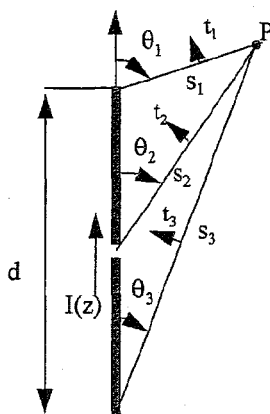


Fig. 21 - Geometria di riferimento per descrivere le onde sferiche

Il campo irradiato in un generico punto P da ciascun dipolo si può ottenere come sovrapposizione dei contributi associati ad ognuna delle tre sorgenti sferiche equivalenti secondo la seguente espressione:

$$E = E_1 t_1 + E_2 t_2 + E_3 t_3$$

$$E_1 = -\frac{C_0}{\sin \vartheta_1} \frac{e^{-jks_1}}{s_1} \quad E_2 = \frac{2C_0 \cos(k \frac{d}{2})}{\sin \vartheta_2} \frac{e^{-jks_2}}{s_2} \quad E_3 = -\frac{C_0}{\sin \vartheta_3} \frac{e^{-jks_3}}{s_3}$$

$$C_0 = \frac{j\eta I_0}{4\pi d} \quad k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$$

dove d è la dimensione del dipolo, I_0 è il valore della distribuzione di corrente sinusoidale in corrispondenza del centro del dipolo e gli altri parametri sono mostrati in Fig. 21.

Utilizzando la sovrapposizione degli effetti, il campo irradiato in un generico punto P da ciascun dipolo in presenza dello schermo viene calcolato come somma dei contributi associati ad ognuna delle tre sorgenti sferiche. Siccome il generico elemento è dotato anche di schermo riflettore posteriore vengono calcolati anche i contributi dovuti alla riflessione o alla diffrazione dello schermo, questi ultimi tramite la Uniform Theory of Diffraction (UTD) [10].

Nonostante l'utilizzo di tecniche a rigore valide in campo lontano (UTD e coefficienti di riflessione) il modello fornisce ottimi risultati anche in campo vicino fino a qualche decina di centimetri, con una tendenza a sovrastimare leggermente il campo, che in via cautelativa è comunque accettabile.

Modello a diagrammi di radiazione parziali

Questo secondo modello, denominato “a diagrammi di irradiazione parziali”, può essere considerato come un'estensione del modello “a terne di onde sferiche” nel processo di modellizzazione dell'antenna globale. Il principio è sempre quello dei sotto-elementi in questo caso intesi come i pannelli che costituiscono la struttura radiante (Fig. 22).

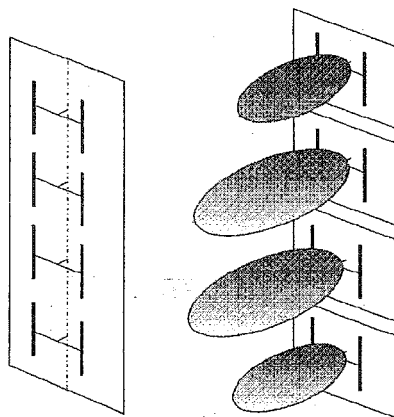


Fig. 22 - Suddivisione dell'antenna in sottoelementi

Dalla distanza di campo lontano del singolo elemento fino alla distanza di campo lontano dell'antenna complessiva si può utilizzare questo modello a diagrammi di radiazione parziali [8], che consiste nella suddivisione dell'antenna in sottoelementi (es. coppie di dipoli) a diagramma di radiazione noto. Il numero e la dimensione dei singoli elementi dipendono ovviamente dal tipo di antenna considerata e rappresentano un parametro di progetto noto. Ogni singolo elemento viene rappresentato da una sorgente di onda sferica non uniforme, di ampiezza pesata, nelle varie direzioni di osservazione, dal diagramma di radiazione e dall'intensità di alimentazione ad esso

relativi, e il campo complessivamente irradiato risulta dalla combinazione dei singoli contributi.

Modello e algoritmo di ray-tracing

Per distanze corrispondenti alla regione di campo lontano dell'antenna complessiva è possibile utilizzare l'algoritmo di ray-tracing assumendo l'antenna come un'unica sorgente e considerando il diagramma di radiazione dell'intera antenna anziché dei singoli elementi.

Per la valutazione del campo elettromagnetico bisogna in generale considerare l'ambiente circostante l'antenna e quindi tenere in conto della presenza di eventuali ostacoli.

Utilizzando la sovrapposizione degli effetti, il campo complessivamente irradiato dall'antenna in un generico punto P viene quindi calcolato attraverso l'algoritmo di ray-tracing sviluppato presso i laboratori di Villa Griffone [9].

Tale modello è di tipo rigoroso e ha la struttura portante in un albero di ricerca, per il tracciamento dei raggi (*ray-tracing*); una volta effettuato il tracciamento dei raggi si procede per ognuno di essi al calcolo elettromagnetico del campo.

L'algoritmo di ray-tracing è basato su un "algoritmo di visione", alla base del quale sta la considerazione che se un insieme di oggetti possono "vedersi" tra loro, tramite diffrazioni e/o riflessioni, allora il primo oggetto di questa catena riesce a vedere l'ultimo. L'algoritmo parte con l'individuare dell'insieme degli oggetti "visti" dal trasmettitore: spigoli, pareti ed eventualmente il ricevitore.

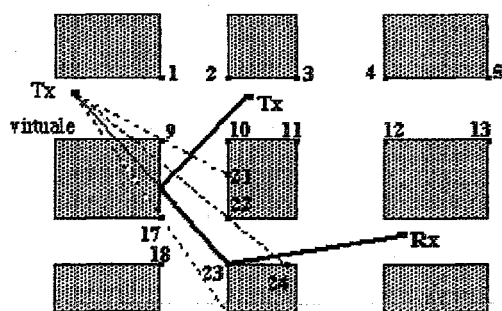


Fig. 23 - Meccanismi di propagazione in ambiente urbano

Dalla Fig.23 si può osservare che il trasmettitore "vede" un certo numero di oggetti (ad esempio lo spigolo 1, la parete 9-17 ecc.), mentre il ricevitore non viene "visto" per cui non esiste nessun raggio diretto che possa garantire il collegamento radio. Tutto ciò conduce alla costruzione dell'albero degli oggetti "visti", di cui il trasmettitore costituisce la radice (Fig. 24).

Una volta costruito il primo livello dell'albero, il procedimento viene iterato finché non si raggiunge

il ricevitore o si supera il livello massimo prestabilito, fissato dal numero di riflessioni e diffrazioni che è opportuno considerare per una previsione accurata, (ogni riflessione o diffrazione comporta un livello in più). Nel processo di iterazione ogni nodo di un livello viene preso in esame per individuare un trasmettitore virtuale al fine di costruire i nodi relativi agli oggetti "visti" al livello immediatamente seguente. A seconda della natura dell'oggetto cui il nodo fa riferimento (parete o spigolo), il procedimento di visione avviene in maniera diversa; nel caso della riflessione, ad esempio, il trasmettitore virtuale è rappresentato dall'immagine virtuale del trasmettitore rispetto la parete di riflessione (si osservi ad esempio la Fig. 23 in cui il trasmettitore virtuale è individuato come immagine del trasmettitore Tx rispetto la parete 9-17); nel caso della diffrazione il trasmettitore virtuale è posizionato invece in corrispondenza dello spigolo di diffrazione stesso. È possibile stabilire a priori il numero massimo di riflessioni e diffrazioni che determina la profondità (numero di livelli) dell'albero. Infatti, poiché ciascuna interazione (riflessione, diffrazione) provoca una perdita di potenza è possibile trascurare il calcolo dei raggi che subiscono più di un numero massimo $N_{\max}$ di interazioni. Nella maggior parte dei casi esaminati in ambienti di dimensioni limitate, si è trovato che assumendo $N_{\max}=3$ è possibile ottenere una buona accuratezza di previsione in tempi di calcolo abbastanza contenuti.

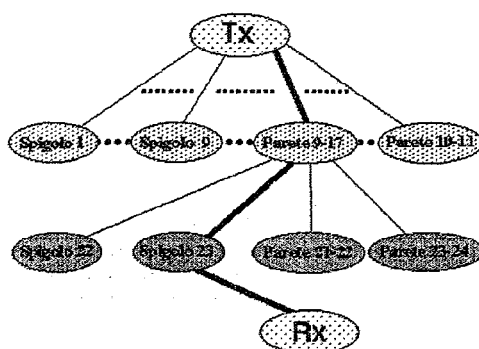


Fig. 24 - Esempio di albero di visione

Una volta completata la costruzione dell'albero, mediante un processo di back-tracking viene tracciato il percorso compiuto da ogni raggio che, partendo dal trasmettitore, raggiunge il ricevitore dopo aver interagito con i diversi oggetti dello scenario di propagazione.

Noto il percorso di ciascun raggio e le interazioni da esso subite, si possono ricavare tutte le informazioni utili per ottenere le stime del campo elettromagnetico. Il livello di campo ricevuto nel punto di osservazione si ottiene poi combinando tutti i contributi dei raggi che partendo dal trasmettitore raggiungono il punto in esame.

Il contributo di ciascun raggio al campo totale fa riferimento per la riflessione alle formule di Snell,

mentre per la diffrazione si utilizza i coefficienti di Maliuthinets [11], che consentono di tener conto del materiale dielettrico degli spigoli, calcolati mediante metodi di approssimazioni polinomiale realizzati da Herman, Volakis e Senior [12], i quali permettono di ridurre notevolmente la complessità di calcolo con un errore molto contenuto rispetto ai valori misurati.

Si noti che, poiché per l'applicazione dell'Ottica Geometrica deve valere l'ipotesi di campo lontano, è sufficiente la conoscenza del campo elettrico per poter effettuare anche stime di densità di potenza, sussistendo la relazione:

$$\vec{S} = \frac{\vec{E} \times \vec{H}}{2\eta} = \frac{E^2}{2\eta} \hat{f}$$

dove $\vec{S}$ è il vettore di Poynting, η l'impedenza caratteristica del vuoto, pari a 120π e $\hat{f}$ individua la direzione di propagazione del raggio.

Il campo elettrico nel generico punto di ricezione si può ottenere combinando opportunamente in modulo e fase tutti i contributi associati ai raggi che giungono nel punto di osservazione:

$$E = \sum_i E_i = \sum_i a_i \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} r_i\right)$$

dove r_i è la lunghezza del cammino percorso dall'*i-esimo* raggio a_i è l'ampiezza associata all'*i-esimo* raggio particolare l'ampiezza a_i dipende dagli eventi subiti dal raggio e si può calcolare come:

$$a_i = \frac{E_0 f_{ti} f_{ri}}{r_i} \left\{ \prod_j R_j \prod_k \tau_k \prod_n D_n A_n(s, s_i) \right\}$$

con:

E_0 costante dipendente dall'ampiezza del segnale trasmesso

f_{ti} e f_{ri} diagrammi di irradiazione delle antenne nelle direzioni degli angoli di emissione e di arrivo

R_j coefficiente di Fresnel per la *j-esima* riflessione

τ_k coefficiente di Fresnel per la *k-esima* trasmissione (ove considerata)

D_n coefficiente di diffrazione per la *n-esima* diffrazione

A_n fattore di divergenza spaziale per la *n-esima* diffrazione

Si noti che per il meccanismo della diffrazione è necessario considerare opportuni fattori di divergenza spaziale che permettono di tener conto del fatto che ogni volta che si ha un'interazione di tal genere, la potenza non ha un andamento di attenuazione proporzionale all'inverso della distanza, bensì più complesso; le espressioni dei fattori di divergenza possono essere ricavati per la diffrazione da [10].

Per il calcolo dei coefficienti di diffrazione di Maliuthinets e dei coefficienti di riflessione di

Fresnel è necessario conoscere i parametri elettromagnetici degli oggetti dello scenario di propagazione. In particolare devono essere note:

la conduttività del materiale σ (misurata in $\Omega^{-1} \text{ m}^{-1}$);

la costante dielettrica relativa del materiale ϵ_r ;

La calibrazione di questi due parametri è necessaria in quanto in letteratura non sono disponibili valori precisi di ϵ_r e di σ dei materiali comunemente usati nell'edilizia.

I coefficienti di interazione hanno differenti espressioni a seconda della polarizzazione del campo incidente. Nel caso della riflessione ad esempio si hanno le seguenti espressioni di $R_{\perp}$ per la polarizzazione verticale e di $R_{\parallel}$ per la polarizzazione orizzontale:

$$R_{\perp} = \frac{\cos(\theta) - \sqrt{\bar{\epsilon}_r - \sin^2(\theta)}}{\cos(\theta) + \sqrt{\bar{\epsilon}_r - \sin^2(\theta)}}$$

$$R_{\parallel} = \frac{\bar{\epsilon}_r \cos(\theta) - \sqrt{\bar{\epsilon}_r - \sin^2(\theta)}}{\bar{\epsilon}_r \cos(\theta) + \sqrt{\bar{\epsilon}_r - \sin^2(\theta)}}$$

con:

$$\bar{\epsilon}_r = \epsilon_r - j60\sigma\lambda$$

θ angolo di incidenza

λ lunghezza d'onda

σ conduttività

Si comprende quindi come, pur essendo concettualmente possibile predire la ampiezza e la fase dei raggi, numerosi fattori limitino la precisione raggiungibile. Fra essi:

- incertezza sui coefficienti di interazione dovuta ad esempio alla mancanza di informazioni sulla precisa struttura architettonica degli edifici;
- incertezza sulla reale posizione degli oggetti dello scenario, dovuta alla precisione dei database topografici, che non va oltre a 0.5--1 m;
- le interazioni con gli oggetti aleatori dello scenario, quali persone e traffico cittadino, non possono essere riprodotte;
- tutti i codici di calcolo considerano un numero di raggi limitato sia per motivi di tempi di calcolo che di memoria occupata.

Nella pratica quindi i modelli a raggi forniscono le proprietà statistiche del canale e non la reale distribuzione spazio-temporale degli echi. Le previsioni che si ottengono hanno validità locale in conformità con le caratteristiche di stazionarietà locale proprie del canale radio, su aree di dimensioni pari a qualche decina di lunghezze d'onda. Di particolare interesse è il valor medio

locale della potenza ricevuta, calcolato mediante un'operazione di media spaziale sull'ampiezza al quadrato del campo, che provvede ad eliminare l'effetto del fast fading.

Si osservi che sussiste la relazione:

$$E\left\{\left|\sum_i a_i \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}r_i\right)\right|^2\right\} = \sum_i |a_i|^2$$

In base a tale relazione, è procedura comune sommare le potenze associate ai singoli raggi piuttosto che sommare i distinti contributi in modulo e fase, come invece precedentemente indicato. Si osservi che questo modo di procedere non inficia la possibilità di ottenere informazioni sulle statistiche di dispersione temporale e spaziale, che sono principalmente legate alla capacità dei simulatori a raggi di fornire informazioni sui ritardi di propagazione e sulle direzioni dei raggi a entrambi i capi del collegamento.

Formula di spazio libero

La propagazione elettromagnetica in spazio libero è descritta dal modello di Frijs:

$$E = \frac{\sqrt{P \times G \times G_g \times G_\phi \times 30}}{d}$$

dove:

- E = valore efficace del campo elettrico (V/m)
- P = potenza emessa dall'antenna (W)
- G = guadagno in potenza dell'antenna nella direzione di massimo irraggiamento
- G_g = guadagno in potenza relativo allo scostamento sul piano verticale rispetto alla direzione di massimo irraggiamento
- G_ϕ = guadagno in potenza relativo allo scostamento sul piano orizzontale rispetto alla direzione di massimo irraggiamento
- d = distanza tra il centro elettrico e il punto in cui si calcola E espressa in metri.

Il modello di Frijs, descrive la propagazione elettromagnetica in spazio libero:

$$P_{Rx} = P_{Tx} G_{Tx} G_{Rx} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2$$

dove:

P_{Rx} indica la potenza ricevuta nel punto di osservazione;

P_{Tx} indica la potenza emessa dalla sorgente radio;

G_{Rx} indica il guadagno dell'antenna in ricezione;

G_{Tx} indica il guadagno dell'antenna in trasmissione;

λ è la lunghezza d'onda della radiazione elettromagnetica emessa;

r è la distanza del collegamento

Non è sempre detto che siano verificate le condizioni di propagazione in spazio libero, tuttavia tale formulazione trova larga applicazione in quanto consente di avere stime cautelative della esposizione ai campi elettromagnetici.

Anche in condizioni di campo lontano, tuttavia, occorre comunque valutare attentamente la morfologia del territorio, poiché il punto di ricezione può trovarsi ad una distanza dal trasmettitore per cui sia possibile applicare la formula di spazio libero, ma la presenza di eventuali ostacoli (come i palazzi in un ambiente urbano) implica la necessità dell'utilizzo del modello di ray-tracing per avere risultati più accurati che rispecchino l'effettivo andamento del campo elettromagnetico.

Metodi semplificati per la valutazione del campo elettromagnetico

Approssimazione del diagramma di antenna

Qualora non sia disponibile il diagramma di radiazione dell'antenna trasmittente dell'impianto di cui si vuole valutare l'area di rispetto è possibile ricorrere ad un modello semplificato che approssima tramite una funzione matematica i diagrammi nel piano verticale e orizzontale[13].

Il modello matematico più semplice per approssimare i diagrammi di radiazione verticale e orizzontale è il seguente:

$$f(\theta) = \sqrt{G_T(\theta)/G_{Tmax}} = \cos^n(\theta) \quad (\text{diagramma verticale})$$

$$f(\phi) = \sqrt{G_T(\phi)/G_{Tmax}} = \cos^m(\phi) \quad (\text{diagramma orizzontale})$$

dove gli esponenti m e n dipendono dalle aperture a -3dB verticale e orizzontale e possono essere ricavati tramite le seguenti espressioni:

$$m = -\frac{\log(2)}{\log(\cos(\frac{\phi}{2}))}$$

$$n = -\frac{\log(2)}{\log(\cos(\frac{\theta}{2}))}$$

Valori tipici di m e n per antenne di stazioni base cellulari sono $m=5$ e $n=30$. Nella Fig. 25 si mostra il confronto tra il diagramma di radiazione reale di un'antenna per una stazione radiobase per il

GSM e quello ottenuto con il modello semplificato assumendo $n=30$.

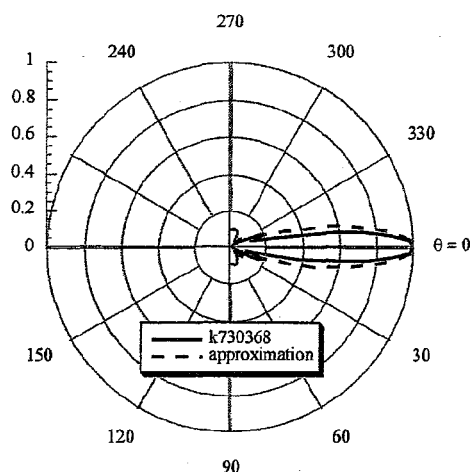


Fig. 25 - Confronto tra diagramma reale e approssimato nel piano verticale

Facendo riferimento al modello matematico visto sopra per il diagramma di radiazione dell'antenna è possibile valutare i valori del campo elettrico utilizzando la formula di spazio libero, mediante le seguenti relazioni:

$$E_E(r, \theta) = \frac{\sqrt{30 P_T G_T f(\theta)}}{r}$$

$$E_H(r, \phi) = \frac{\sqrt{30 P_T G_T f(\phi)}}{r}$$

dove P_T è la potenza emessa, G_T è il guadagno dell'antenna.

Metodologia semplificata per la telefonia mobile

Nel caso della telefonia mobile, i livelli di esposizione medi generati da un impianto (Fig. 26) possono essere calcolati mediante un modello di propagazione semplificato [14]. Questo modello di previsione utilizza la seguente espressione per il calcolo del campo elettrico in funzione della distanza:

$$E(d) = \frac{\sqrt{(\eta/2\pi) G_T(\theta - \theta') P_T}}{d} \cong \frac{\sqrt{60 G_T(\theta - \theta') P_T}}{d} \quad \text{se } d \leq d_0 \quad (a)$$

$$E(d) = E(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \sqrt{\frac{G_T(\theta - \theta')}{G_T(\theta_0 - \theta')}} \quad \text{se } d > d_0 \quad (b)$$

dove P_T è la potenza emessa, θ_0 è θ per $d=d_0$, $G_T(\theta)$ è il guadagno dell'antenna della stazione radiobase nella direzione θ (elevazione), θ' è il tilt dell'antenna.

Tale equazione corrisponde ad un modello di propagazione di tipo "dual-slope" dove α è l'esponente di decadimento della potenza con la distanza: se d è minore o uguale ad una distanza di transizione d_0 il modello di propagazione è quello corrispondente allo spazio libero ($\alpha=2$) mentre per $d > d_0$ si utilizza un coefficiente di propagazione $\alpha > 2$. L'andamento del campo che si ottiene con una formulazione di tal genere presenta un massimo per una distanza pari a d_M , come mostrato in Fig. 27.

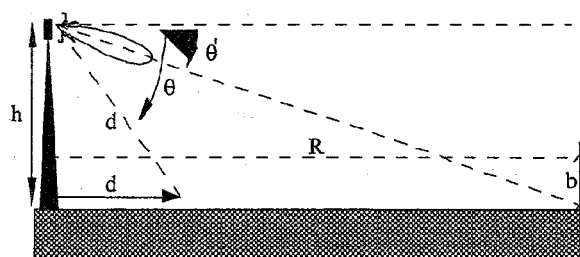


Fig. 26 - Schema di una cella con i parametri della stazione radiobase

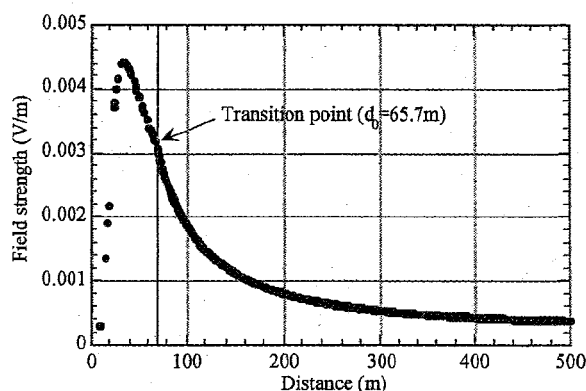


Fig. 27 - Campo elettrico in funzione della distanza nel caso di formulazione dual slope

Per la valutazione del guadagno d'antenna si considera il modello descritto al paragrafo "Approssimazione del diagramma di antenna", limitatamente al diagramma di radiazione sul piano verticale (sul piano orizzontale si assume guadagno unitario).

Al fine di garantire una stima conservativa dei livelli di campo elettrico nell'area della cella la distanza di transizione d_0 è fissata pari a $2d_M$ in modo tale da comprendere nel modello di propagazione utilizzato per le valutazioni il valore del picco del campo elettrico alla distanza d_M :

$$d_M = \frac{h-b}{2} \left[\sqrt{(n+1)^2 \cdot \left(\frac{h}{R}\right)^2 + 4n} - (n+1) \cdot \left(\frac{h}{R}\right) \right] \cong (h-b)\sqrt{n}$$

dove h , b , R sono rispettivamente l'altezza della stazione radiobase, l'altezza del punto di ricezione all'interno della cella e il raggio della cella; n è l'esponente descritto al paragrafo

“Approssimazione del diagramma di antenna”. L'approssimazione dell'espressione per d_M risulta valida se h/R è sufficientemente piccolo, condizione che risulta in genere soddisfatta in casi pratici reali.

Applicazione dei modelli semplificati

È possibile valutare i livelli medi di esposizione in funzione del raggio di cella e del coefficiente di propagazione α , applicando il modello descritto al paragrafo **“Metodologia semplificata per la telefonia mobile”**.

Nell'esempio che si propone è stata considerata una copertura cellulare di tipo esagonale assumendo una distribuzione di traffico uniforme sul territorio.

È noto che l'altezza h della stazione radiobase è diversa a seconda del raggio R della cella servita. Al fine di valutare tramite un modello semplificato l'effetto del tipo di copertura cellulare sulla distribuzione dei livelli di esposizione è stata identificata una legge empirica che lega l'altezza della stazione radiobase al raggio della cella. Questa legge è stata ottenuta tramite una procedura di best-fitting di circa una decina di coppie di valori R , h corrispondenti a installazioni macrocellulari e microcellulari reali. La legge ottenuta è un polinomio del terzo ordine avente la seguente espressione:

$$R = 0.0257h^3 + 11.5h^2 - 40.4$$

Questa equazione consente di ottenere una relazione diretta tra il valore massimo del campo elettrico e il raggio della cella R .

La potenza emessa da ogni stazione radiobase deve essere tale da assicurare a bordo cella una potenza minima di $P_{Rmin} = -90$ dBm che corrisponde a valori tipici di sensibilità dei ricevitori GSM. Poiché il canale TDMA GSM è attivo con un fattore di $1/8$ si è assunto che $P_T = P_{Tmin}/8$. Nel caso di N canali attivi contemporaneamente è possibile calcolare la potenza di emissione P_T mediante la seguente espressione:

$$P_T = P_{Rmin} 2N \left(\frac{\pi d_0}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G(\cos(\theta - \theta'))^{2n}} \left(\frac{R}{d_0} \right)^\alpha$$

Il livello di campo elettrico totale generato da N utenti attivi per cella è stato calcolato nell'area di copertura della cella mediante il modello di propagazione sopra esposto. I livelli di campo associati a ciascun canale sono stati sommati in potenza e questo comporta una sovrastima dei picchi.

Nel caso si consideri una distribuzione di traffico fissa e uniforme il numero di canali attivi per cella aumenta con R^2 . In questa analisi il numero di canali per cella è stato invece assunto fisso e pari a $N=48$ e quindi la densità di traffico risulta maggiore nelle celle più piccole. I livelli di esposizione

sono stati calcolati su tutta la cella in funzione del raggio della cella e del fattore di propagazione α e da questi valori sono stati ottenuti il valor medio e il valore massimo del campo elettrico per cella. In Fig. 28 e in Fig. 29 si mostrano rispettivamente il valor medio e il valore massimo dei livelli di esposizione ottenuti per diversi valori del raggio della cella (km) e al variare di α . Come ci si poteva aspettare i livelli di esposizione aumentano con il fattore di attenuazione α in quanto è necessaria una potenza di emissione P_T maggiore per garantire la P_{Rmin} a bordo cella. Si mostra inoltre che i livelli di esposizione medi e massimi sono maggiori in celle più estese anche se la distribuzione di traffico risulta maggiore nelle celle di minor dimensione.

I risultati mostrati in Fig. 28 e in Fig. 29 suggeriscono quindi che al fine di minimizzare i livelli di esposizione sia medi che massimi conviene utilizzare celle di minor dimensione soprattutto in ambienti quali quelli urbani caratterizzati da valori più alti del fattore di propagazione α

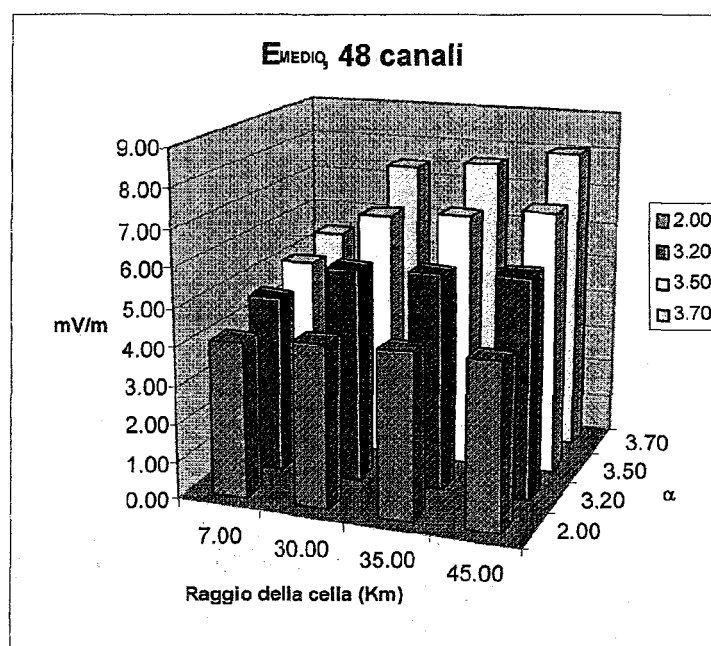


Fig. 28 - Valor medio della distribuzione del campo elettrico nell'area della cella in funzione del raggio della cella e del fattore di propagazione α

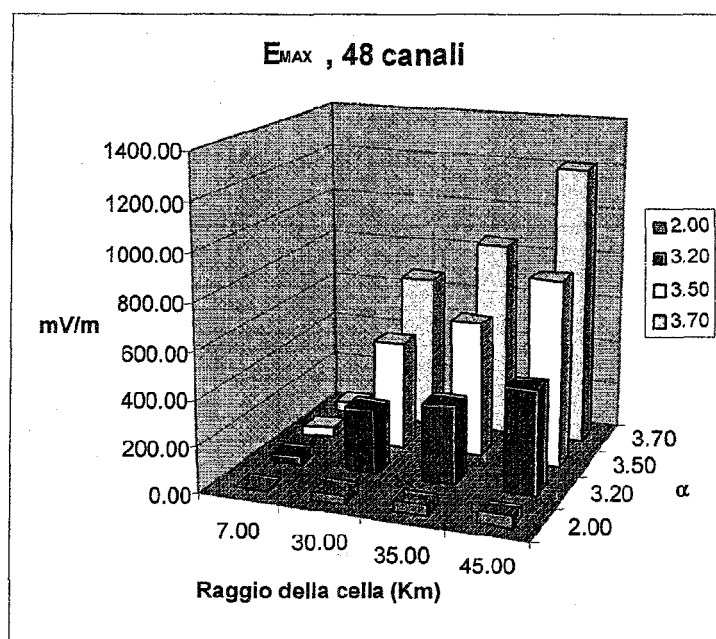


Fig. 29 - Valore massimo della distribuzione del campo elettrico nell'area della cella in funzione del raggio della cella e del fattore di propagazione

In generale la distribuzione dei livelli di campo elettromagnetico sul territorio dipende dal numero e dalle caratteristiche radioelettriche degli impianti e dalle caratteristiche geometriche dell'ambiente di propagazione. In aree urbane gli impianti radio possono essere installati sul tetto o sulle pareti di edifici e sono in genere caratterizzati da un basso livello di potenza di emissione. I parametri radioelettrici su cui si può agire per ridurre i livelli di esposizione sono:

altezza e posizione dell'impianto;

potenza, tilt e puntamento.

Ad esempio a seconda della topologia urbana può essere preferibile per ridurre i livelli di esposizione coprire l'area di servizio con un numero maggiore di impianti aventi bassa potenza di emissione.