

SISTEMI MIMO

Prof. G. A. Casula

Dept. of Electrical and Electronic Engineering, University of Cagliari, Cagliari, Italy

Originariamente, le comunicazioni wireless erano basate su sistemi analogici.

Il passaggio ai sistemi di comunicazione digitale, offre una serie di vantaggi rispetto alla sua controparte analogica, riassunti qui sotto:

- Il segnale trasmesso può essere rigenerato a maggiore distanza rispetto ai sistemi analogici, rendendo così il sistema meno costoso.
- La fedeltà del segnale può essere meglio controllata perché ad ogni punto di rigenerazione gli effetti del rumore possono essere significativamente ridotti.
- La ridondanza sul messaggio può essere rimossa utilizzando opportune tecniche di codifica di sorgente, permettendo quindi di ridurre la larghezza di banda del canale richiesta per trasmettere l'informazione.

Questi vantaggi furono inizialmente studiati da Hartley e Nyquist, che sono considerati tra i padri delle moderne comunicazioni digitali.

Nyquist ha studiato il problema di determinare la massima velocità di trasmissione del segnale che può essere utilizzata su un canale comunicativo di larghezza di banda B senza avere interferenze intersimboliche.

I suoi studi lo hanno portato a concludere che la frequenza massima di trasmissione è pari al doppio della banda del segnale: $f_{max}=2*B$, e questo tasso può essere raggiunto usando una forma di impulso ottimale data dalla funzione sinc: $g(t) = \frac{\sin(2\pi Bt)}{2\pi Bt}$.

Come risultato di questi studi, Nyquist formulò il Teorema di Campionamento, che consente di determinare la velocità minima di campionamento a cui un segnale analogico deve essere campionato (digitalizzato) in modo che possa essere ricostruito correttamente.

La frequenza minima di campionamento è nota come frequenza di Nyquist.

Per un segnale con larghezza di banda B , la frequenza di campionamento f_s deve soddisfare la condizione: $f_s > 2B$.

Più tardi, Shannon ha esteso gli studi di Nyquist e Hartley considerando gli effetti del rumore e la struttura statistica del messaggio originale.

In particolare, ha studiato come quantificare il contenuto informativo di una sorgente, attraverso una misura logaritmica, ed ha dimostrato che la potenza trasmessa (P_S), la larghezza di banda utilizzata durante la comunicazione (B) e il rumore additivo associato al canale, possono essere collegati da un singolo parametro, chiamato capacità del canale (C).

CAPACITÀ IN UN SISTEMA DI COMUNICAZIONE SISO (SINGLE INPUT / SINGLE OUTPUT)

La capacità del canale, definita dal Teorema di Shannon, è una misura della velocità di trasmissione massima ammissibile per ottenere una comunicazione affidabile su un determinato canale; affidabile significa che è possibile trasmettere a tale velocità massima con una probabilità di errore arbitrariamente piccola.

Secondo il teorema di Shannon, infatti, la principale limitazione che il rumore causa in un canale di comunicazione non è legata alla qualità della comunicazione stessa, ma alla sua velocità di trasmissione.

CAPACITÀ IN UN SISTEMA DI COMUNICAZIONE SISO

Il teorema non dice come costruire sistemi che abbiano tale affidabilità, ma piuttosto ci dà un limite superiore per le prestazioni di tale sistema.

Per raggiungere, o avvicinarsi, a questi limiti, è necessario utilizzare opportune tecniche di codifica del canale trasmissivo. La capacità del canale definisce quindi la velocità di trasmissione massima del segnale che si può ottenere utilizzando la migliore tecnica di codifica possibile.

La capacità di un particolare sistema di comunicazione wireless dipende da molti fattori, come:

- il rumore
- il numero di antenne utilizzate dal trasmettitore e dal ricevitore
- il numero di riflessioni o componenti multipath generate nel canale di propagazione, ecc.

Alcuni di questi parametri sono fissi, mentre altri possono essere adeguatamente progettati per massimizzare le prestazioni del sistema di comunicazione.

CAPACITÀ IN UN SISTEMA DI COMUNICAZIONE SISO

Consideriamo prima il caso semplice in cui abbiamo un sistema costituito da una singola antenna nel trasmettitore e da una antenna anche nel ricevitore, chiamato anche sistema di comunicazione SISO (single-input single-output).

Se ipotizziamo un'interferenza dovuta a rumore additivo Gaussiano bianco (AWGN), la capacità del canale, C , può essere espressa come:

$$C = \log_2(1 + \rho_0) \quad \text{bits/s/Hz (bps/Hz)} \quad (1)$$

dove $\rho_0 = P_{av}/N_0$ è il rapporto segnale-rumore medio (SNR) nel ricevitore, N_0 è la potenza del rumore AWGN, e P_{av} è la potenza media ricevuta.

La capacità definita dalla (1) è anche nota come efficienza spettrale.

CAPACITÀ IN UN SISTEMA DI COMUNICAZIONE SISO

Per molti anni, nei sistemi di comunicazione wireless si sono utilizzate configurazioni SISO e condizioni di propagazione line-of-sight (LOS).

Per migliorare le prestazioni dei sistemi SISO, si è tradizionalmente fatto ricorso a diverse tecniche per combattere il multipath, come le tecniche di diversità (temporale, spaziale, in frequenza, di polarizzazione) o l'uso di antenne direzionali invece di antenne omnidirezionali.

Dal punto di vista dell'antenna, l'uso corretto delle antenne direzionali aumenta l'SNR di un sistema SISO e quindi aumenta la sua capacità, o il raggio di copertura, e ciò è dovuto al fatto che le antenne direzionali focalizzano efficacemente l'energia irradiata in una direzione desiderata, restringendo il loro lobo principale di irradiazione.

Detti G_T e G_R i guadagni dell'antenna trasmittente e ricevente, rispettivamente, e assumendo che le direzioni della massima irradiazione delle due antenne siano puntate l'una verso l'altra, l'SNR che si ottiene utilizzando antenne direzionali, ρ_{0G} , può essere espresso come:

$$\rho_{0G} = G_T \cdot \rho_0 \cdot G_R \quad (2)$$

CAPACITÀ IN UN SISTEMA DI COMUNICAZIONE SISO

La capacità di un sistema di comunicazione SISO che utilizza antenne direzionali sia sul trasmettitore che sul ricevitore può quindi essere espressa come:

$$C = \log_2(1 + \rho_{0G}) = \log_2(1 + G_T \cdot \rho_0 \cdot G_R) \quad \text{bits/s/Hz (bps/Hz)} \quad (4)$$

Ovviamente, un aumento della direttività delle antenne implica che la copertura sia ridotta nelle direzioni in cui l'energia non è focalizzata, rispetto a un'antenna omnidirezionale.

Nei sistemi SISO, sono in genere utilizzate antenne omnidirezionali nei sistemi broadcast, in cui il trasmettitore non sa dove si trovano i ricevitori, mentre si preferisce utilizzare antenne direzionali nei collegamenti radio.

D'altra parte, essendo la direttività proporzionale all'area efficace dell'antenna, è chiaro che l'uso di antenne direzionali è limitato nel caso di sistemi di comunicazione wireless compatti, in cui l'ingombro è un requisito di primaria importanza.

IMPAIRMENTS (MENOMAZIONI) DEL CANALE WIRELESS

Fra i principali requisiti di un sistema di comunicazione wireless vi sono:

- elevata efficienza spettrale (capacità)
- elevata velocità di trasmissione dei dati
- alta qualità del servizio
- basso tasso di errore dei bit trasmessi (BER)
- ampia gamma di copertura
- bassi costi di installazione, manutenzione e funzionamento.

Tutti questi requisiti devono essere garantiti, a volte contemporaneamente, su un canale wireless, che per sua natura è molto critico, soprattutto nei casi (la maggior parte) di collegamenti in non-line-of-sight (NLOS).

Negli ultimi decenni, infatti, gli scenari di propagazione in NLOS sono diventati comuni nella comunicazione wireless, a seguito dello sviluppo esponenziale della radio comunicazione in ambienti urbani. Si sono dovuti quindi necessariamente sviluppare nuove architetture di comunicazione wireless che non solo devono funzionare bene in scenari LOS, ma anche in condizioni di NLOS.

SVANTAGGI E PROBLEMATICHE DEL CANALE WIRELESS

Oltre ai tipici svantaggi del canale wireless in condizioni di propagazione LOS, che includono, tra gli altri, rumore, interferenza di co-canale, elevata attenuazione di tratta, e larghezza di banda disponibile limitata, in condizioni di propagazione NLOS si aggiungono ulteriori e più critici svantaggi che limitano fortemente il collegamento, primo fra tutti il fading del segnale, che è causa di forti fluttuazioni nel livello del segnale ricevuto.

Il fading è stato tradizionalmente uno dei più difficili problemi da affrontare nei collegamenti NLOS, ed è causato da uno dei più importanti fenomeni che subisce la propagazione del segnale in ambienti fortemente ostruiti, come gli ambienti urbani moderni, noto come «multipath».

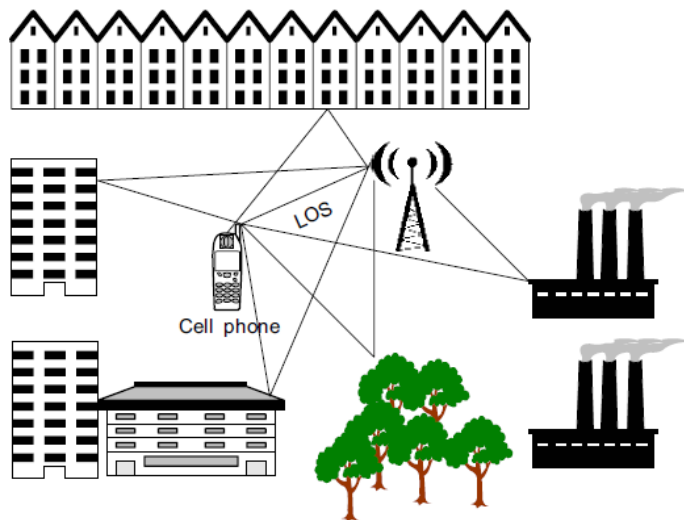


Figura 1. Rappresentazione di un tipico canale di propagazione wireless con oggetti localizzati a caso tra il trasmettitore e il ricevitore.

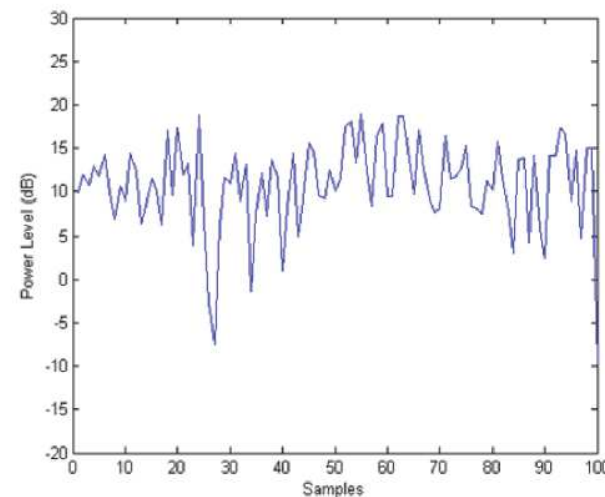


Figura 2. Risposta temporale del segnale ricevuto su un canale con propagazione multipath, e NLOS, che è causa di fading nel segnale.

SVANTAGGI E PROBLEMATICHE DEL CANALE WIRELESS

Il Multipath, in ambiente urbano (condizioni di propagazione NLOS), si manifesta quando più repliche dei segnali trasmessi arrivano al ricevitore come risultato delle diverse interazioni che le onde elettromagnetiche subiscono a causa degli oggetti presenti nell'ambiente di propagazione (Fig. 1).

Al ricevitore, l'interferenza distruttiva fra i segnali, dovuta al multipath, causa improvvisi abbassamenti di potenza del segnale (Fig.2), degradando l'SNR, e causando un collegamento scarso o inesistente tra il trasmettitore e ricevitore.

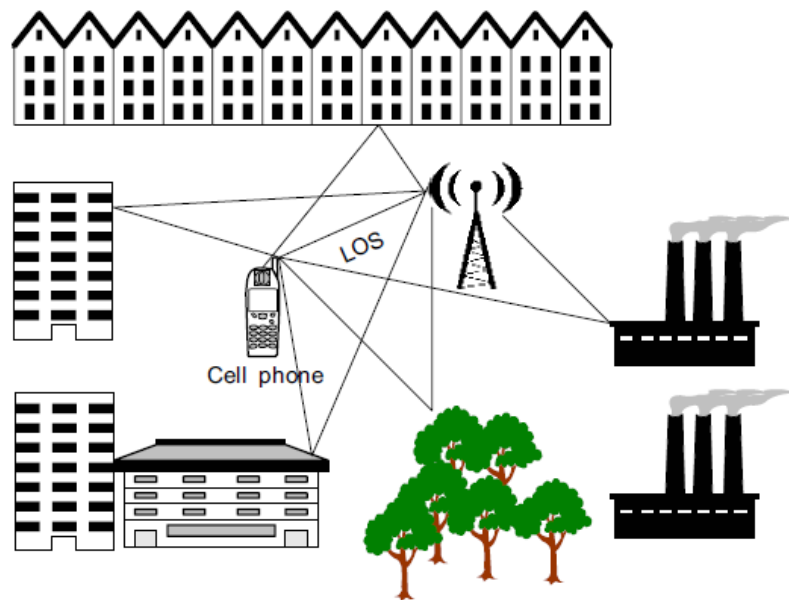


Figura 1. Rappresentazione di un tipico canale di propagazione wireless con oggetti localizzati a caso tra il trasmettitore e il ricevitore.

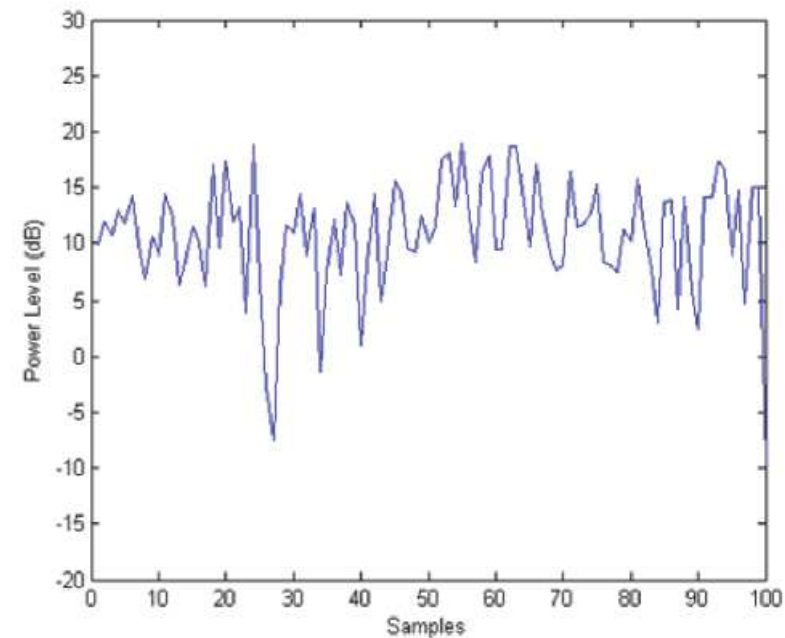


Figura 2. Risposta temporale del segnale ricevuto su un canale con propagazione multipath, e NLOS, che è causa di fading nel segnale.

SVANTAGGI E PROBLEMATICHE DEL CANALE WIRELESS

Nei sistemi SISO sono state utilizzate antenne direttive (e quindi a fascio sottile) per aiutare a ridurre gli effetti del multipath e delle interferenze nei collegamenti NLOS.

Tuttavia, l'uso di antenne direzionali ha un'applicabilità limitata, specialmente nelle comunicazioni cellulari e nel broadcasting.

PRINCIPALI FENOMENI DELLA PROPAGAZIONE ELETTROMAGNETICA

Richiamiamo i principali fenomeni di propagazione che l'onda elettromagnetica subisce durante la sua propagazione, in base all'ambiente in cui questa avviene.

- Riflessione
- Rifrazione
- Diffrazione
- Dispersione o Scattering

PRINCIPALI FENOMENI DELLA PROPAGAZIONE ELETTROMAGNETICA

Rifrazione: il cambiamento di direzione di un'onda a causa di un cambiamento nella sua velocità (fenomeno che avviene tipicamente quando un'onda passa da un mezzo a un altro, con differente indice di rifrazione, come mostrato in Fig.3).

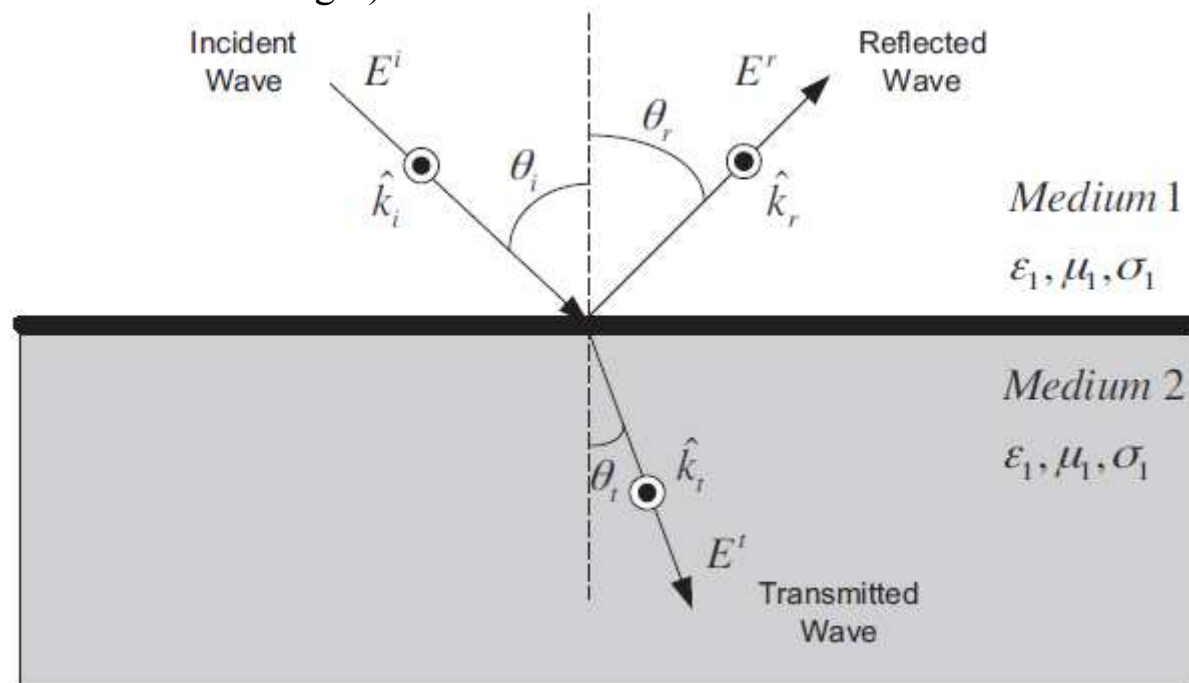


Figura 3. Meccanismi di propagazione della riflessione e rifrazione delle onde elettromagnetiche (campo elettrico polarizzato ortogonalmente alla interfaccia - TE)

PRINCIPALI FENOMENI DELLA PROPAGAZIONE ELETTROMAGNETICA

Riflessione: il cambio di direzione di un fronte d'onda a un'interfaccia tra due diversi media in modo che il fronte d'onda ritorni nel mezzo da cui è originato (Fig.3)

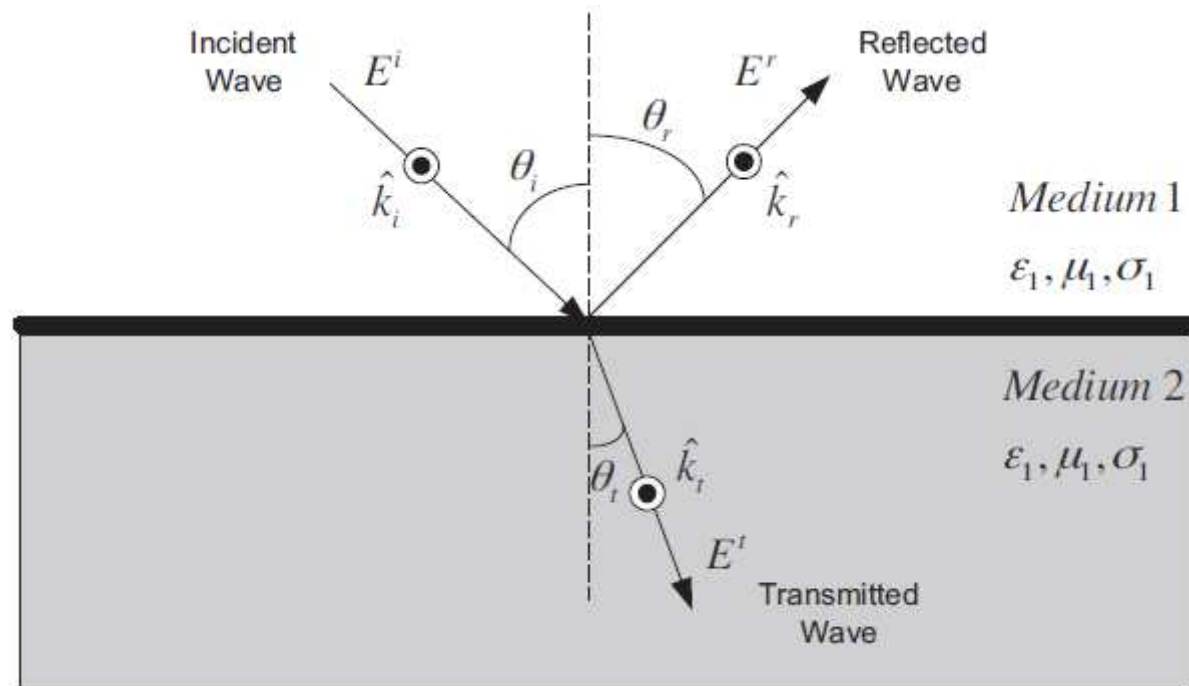


Figura 3. Meccanismi di propagazione della riflessione e rifrazione delle onde elettromagnetiche (campo elettrico polarizzato ortogonalmente alla interfaccia - TE)

PRINCIPALI FENOMENI DELLA PROPAGAZIONE ELETTROMAGNETICA

Diffrazione: si riferisce a vari fenomeni associati alla propagazione delle onde, come ad esempio la flessione, diffusione e interferenza delle onde che passano da un oggetto o da un'apertura che interrompe (spezza) l'onda (Fig. 4).

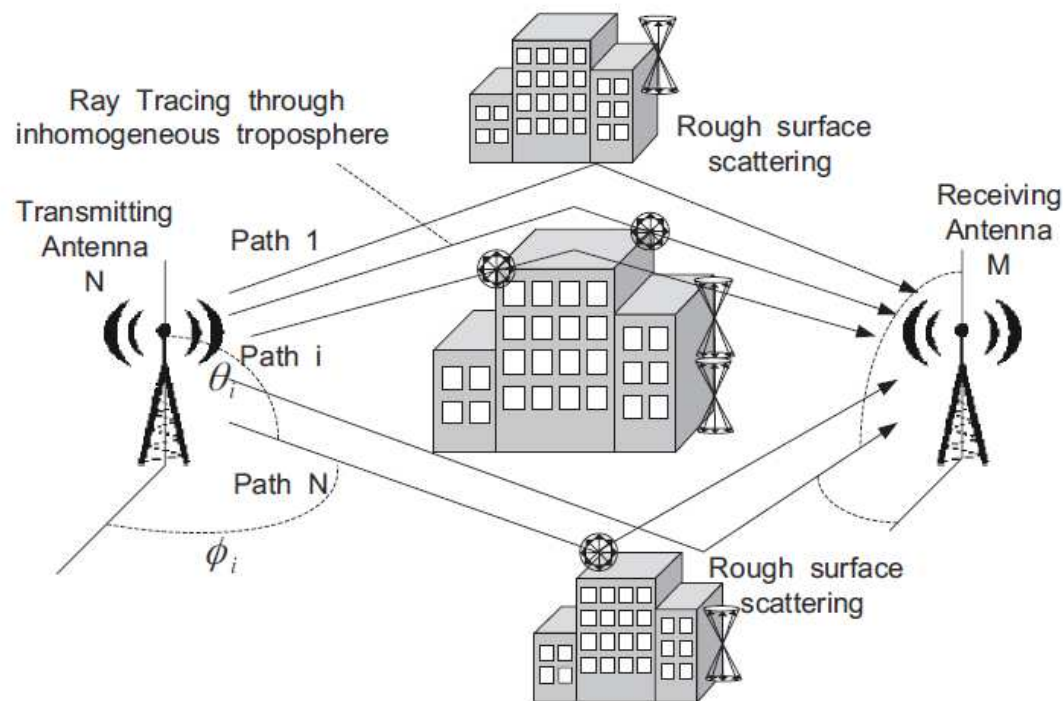


Figura 4. Modello tridimensionale dei meccanismi di propagazione delle onde.

PRINCIPALI FENOMENI DELLA PROPAGAZIONE ELETTR OMAGNETICA

Scattering: è un processo fisico in cui le onde irradiate sono costrette a deviare da una traiettoria, a causa di una o più non-uniformità elettricamente piccole (rispetto alla sua lunghezza d'onda) e localizzate nel mezzo attraverso il quale l'onda si propaga. In altre parole, denota la dispersione della radiazione in una vasta gamma di direzioni attorno all'ostacolo che ne è causa, a seguito di interazioni fisiche con oggetti elettricamente piccoli. I processi di scattering sono noti in letteratura come riflessioni diffuse (al contrario di riflessioni speculari, o riflessioni semplici, come descritto sopra).

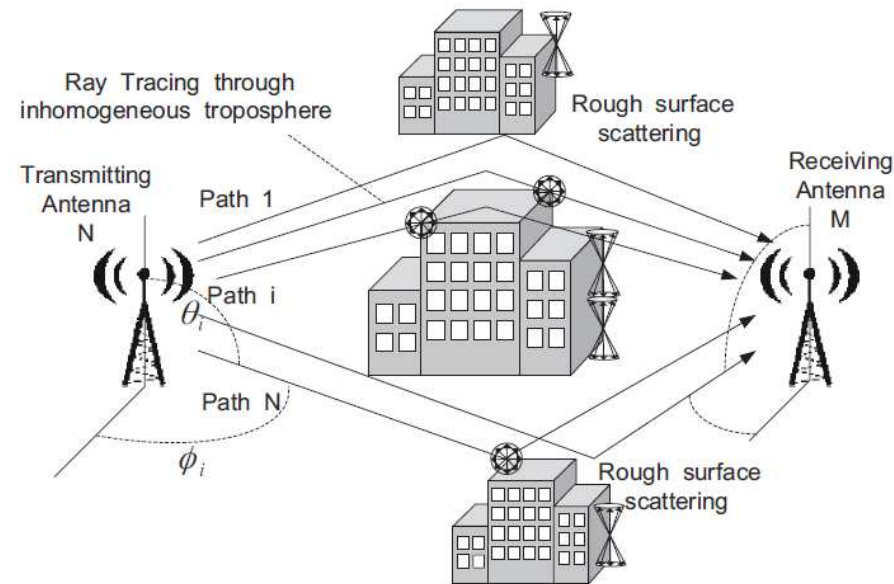


Figura 4. Modello tridimensionale dei meccanismi di propagazione delle onde.

La comprensione di questi fenomeni elettromagnetici è fondamentale per modellare accuratamente i canali di propagazione wireless, e per progettare conseguentemente sistemi multi-antenna adeguati.

In molte occasioni, ove possibile, la propagazione delle onde è spiegata in maniera più semplice ed intuitiva facendo uso dell'ottica geometrica (conosciuta anche come Ray Tracing, o teoria dei raggi), che ha dato luogo alla teoria geometrica della diffrazione (GTD).

La GTD è un'estensione dell'ottica geometrica che tiene conto anche del fenomeno della diffrazione, e ricostruisce il campo complessivo che si ottiene dall'interazione di una onda con un ostacolo aggiungendo anche i raggi diffratti, oltre ai raggi riflessi dell'ottica geometrica, ai raggi dovuti all'onda incidente. I raggi diffratti sono prodotti da raggi incidenti che colpiscono (o sfiorano) bordi, angoli o vertici dell'ostacolo stesso.

I raggi diffratti, e le ampiezze dei campi ad essi legati, possono essere ottenuti da opportune leggi di diffrazione, analoghe alle leggi di riflessione e rifrazione.

PRINCIPALI FENOMENI DELLA PROPAGAZIONE ELETTR OMAGNETICA

Tutti questi fenomeni (riflessione, rifrazione, diffrazione, e scattering) si verificano simultaneamente in un tipico canale wireless, mentre le onde si propagano e interagiscono con gli oggetti circostanti.

La natura e l'origine di tali fenomeni possono essere facilmente visualizzati utilizzando un modello tridimensionale dei meccanismi di propagazione delle onde, come quello mostrato in figura.

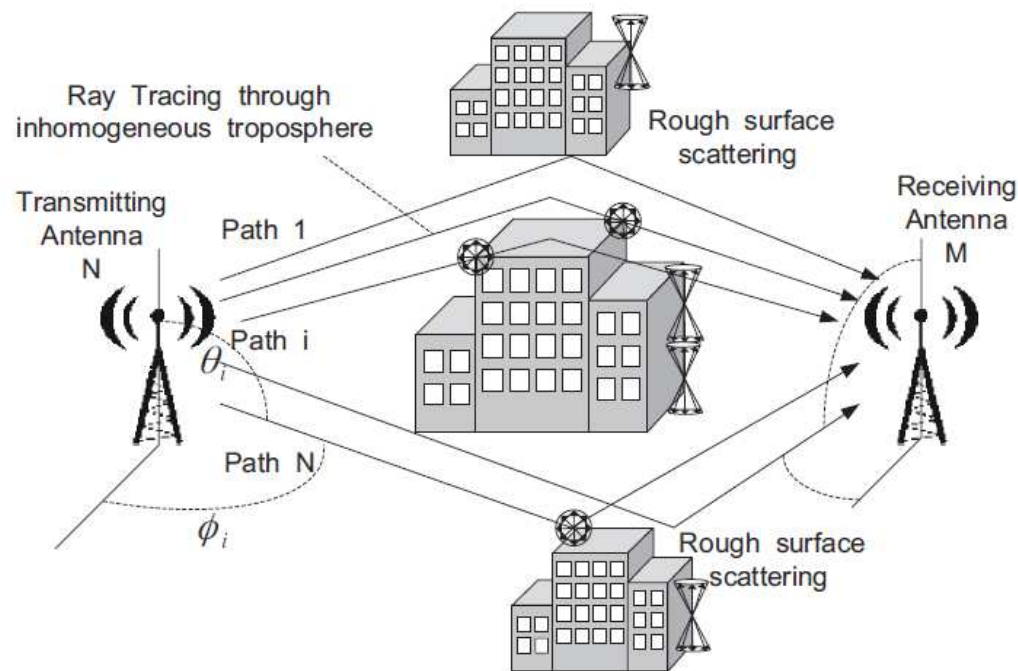


Figura 4. Modello tridimensionale dei meccanismi di propagazione delle onde.

DEFINIZIONE DI UN SISTEMA MULTI ANTENNA

Nel seguito, utilizzeremo il termine sistema multi-antenna in senso lato, perché lo useremo per riferirci a qualsiasi sistema di antenna multi-porta (MPA), in cui ciascuna porta può essere associata ad antenne distinte e fisicamente separate, con polarizzazione eventualmente diversa, e con (eventualmente) differenti diagrammi di irradiazione.

Possiamo quindi distinguere tre categorie principali di MPAs (Antenne Multi-porta):

- Antenna multielemento (MEA)
- Antenna multipolarizzata (MPOA)
- Antenna multimodale (MMA).

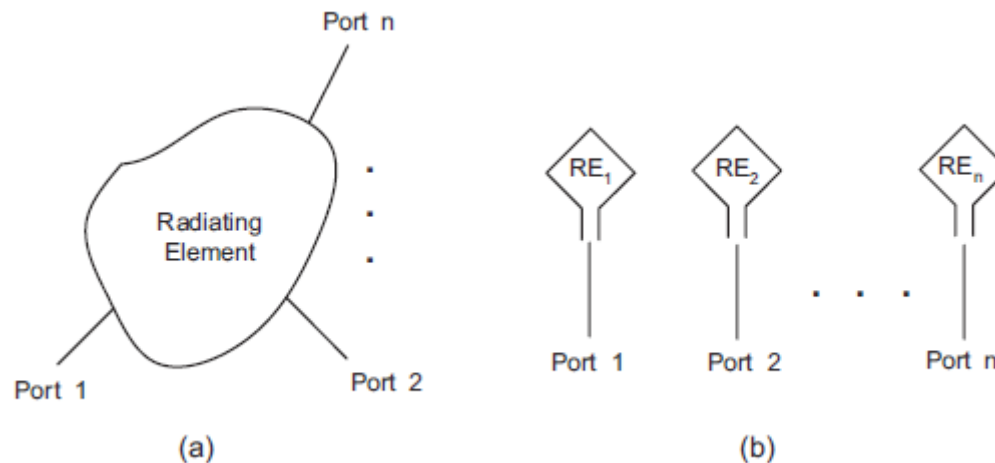


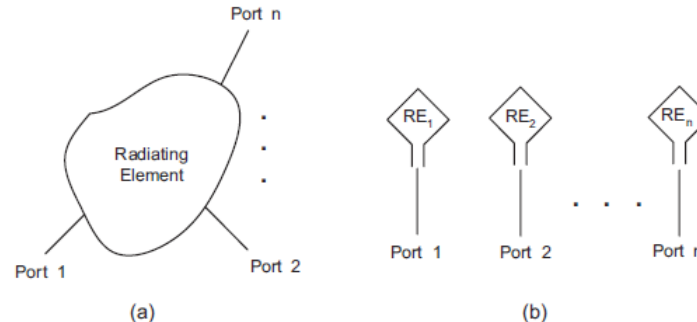
Figura 5. Varie forme di un MPA: (a) MPA costituito da un singolo elemento radiante (superficie o volume) come per MPOA e MMA; (b) MPA costituito da diversi elementi radianti come nel caso di MEA.

DEFINIZIONE DI UN SISTEMA MULTI ANTENNA

Nel caso in cui le porte siano associate ad antenne distinte, la MPA è chiamata Antenna multielemento (MEA).

Se le porte devono essere collegate ad antenne aventi polarizzazioni diverse (o rappresentano una singola antenna che però può essere utilizzata con differenti polarizzazioni), la MPA è chiamata Antenna Multipolarizzata (MPOA).

Infine, se le porte sono collegate ad antenne con diversi diagrammi di irradiazione (o rappresentano una singola antenna che però può avere differenti diagrammi di irradiazione), la MPA è chiamata Antenna multimodale (MMA).



Si noti che una MPA può assumere forme diverse. Ad esempio, le MEA sono tradizionalmente composte da più elementi radianti a singola porta, come mostrato in Fig.5b, mentre nelle MPOA e nelle MMA, le strutture sono tradizionalmente composte da singoli elementi radianti con più porte ad essi collegate, come illustrato in Fig. 5a, sebbene qualsiasi combinazione di tali configurazioni sia, in generale, possibile.

CAPACITÀ IN UN SISTEMA DI COMUNICAZIONE MIMO

Nella teoria dell'informazione, i sistemi multiantenna sono noti come sistemi di comunicazione MIMO (Multiple Input Multiple Output). Tali sistemi funzionano sfruttando le proprietà spaziali e/o di polarizzazione del canale multipath, proprietà che possono essere utilizzate per migliorare le prestazioni della comunicazione. Questo miglioramento è dovuto alla capacità delle antenne multiporta MPA (costituite in genere da array di antenne) di ricevere le singole componenti del multipath, e ciò consente un aumento della velocità di trasmissione dei dati, come illustrato nella figura 6.

Nei sistemi MIMO, quindi, sia le proprietà dell'antenna che le caratteristiche del canale multipath giocano un ruolo fondamentale nel determinare le prestazioni della comunicazione.

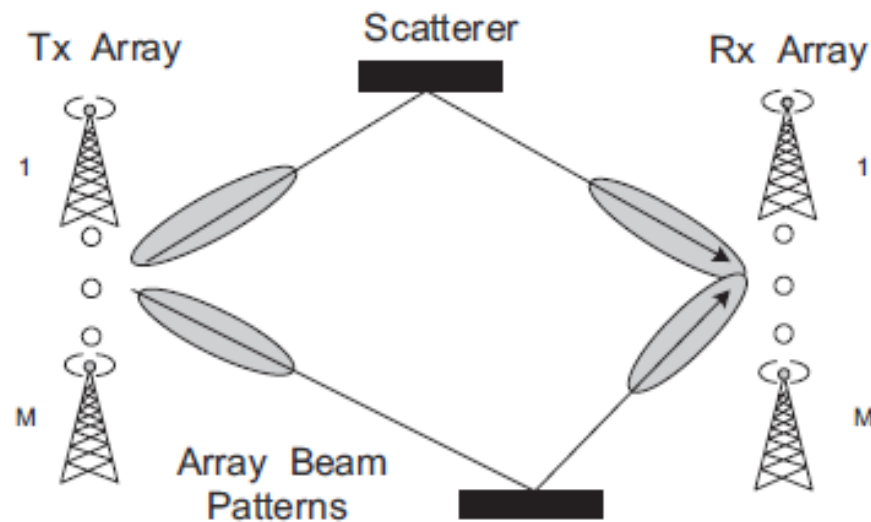


Figura 6. Semplice ambiente di propagazione multipath che mostra due percorsi tra il trasmettitore e ricevitore. Gli array sono in grado di ricevere i singoli multipath, consentendo l'aumento della velocità di trasmissione dei dati.

MODELLO DI UN SISTEMA MULTI ANTENNA

Supponiamo di avere un sistema di comunicazione wireless MIMO costituito da una antenna multiporta MPA sul trasmettitore, che ha M porte accessibili, e da una MPA sul ricevitore con N porte accessibili, che chiameremo nel seguito sistema MIMO MxN.

Un tale sistema è normalmente descritto con la seguente relazione input-output:

$$\underline{r} = \underline{\underline{H}} \cdot \underline{s} + \underline{n} \quad (5)$$

dove $\underline{\underline{H}}_{[M \times N]}$ è la matrice complessa del canale, i cui elementi forniscono i valori complessi delle attenuazioni di tratta dei percorsi di propagazione (in modulo e fase) tra le M porte di trasmissione e le N di ricezione.

Queste porte possono corrispondere a diverse antenne in un array o MEA, a diverse polarizzazioni in un MPA, o a diversi diagrammi di irradiazione (o fasci direttivi) in un MMA, od a una combinazione delle precedenti.

Gli elementi della matrice $\underline{\underline{H}}$ possono essere anche interpretati come il rapporto tra le onde di tensione ricevute sulle antenne riceventi, dopo la propagazione attraverso il canale, e le onde di tensione incidenti sulle antenne trasmittenti.

MODELLO DI UN SISTEMA MULTI ANTENNA

Come mostrato schematicamente in Fig. 7, il vettore complesso di M elementi \underline{s} rappresenta i simboli trasmessi, il vettore complesso di M elementi \underline{r} i simboli ricevuti, e il vettore complesso di N elementi \underline{n} le componenti del rumore AWGN, mentre l'elemento H_{ij} della matrice H rappresenta i coefficienti di canale tra la porta di trasmissione j -esima e la porte di ricezione i -esima del sistema MPA, come mostrato in Fig. 8.

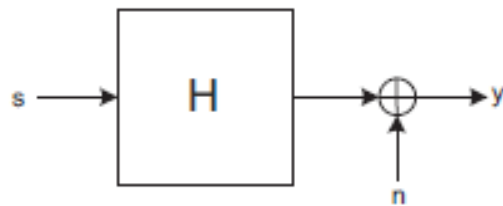


Figura 7. Relazione Input-Output per un sistema MIMO.

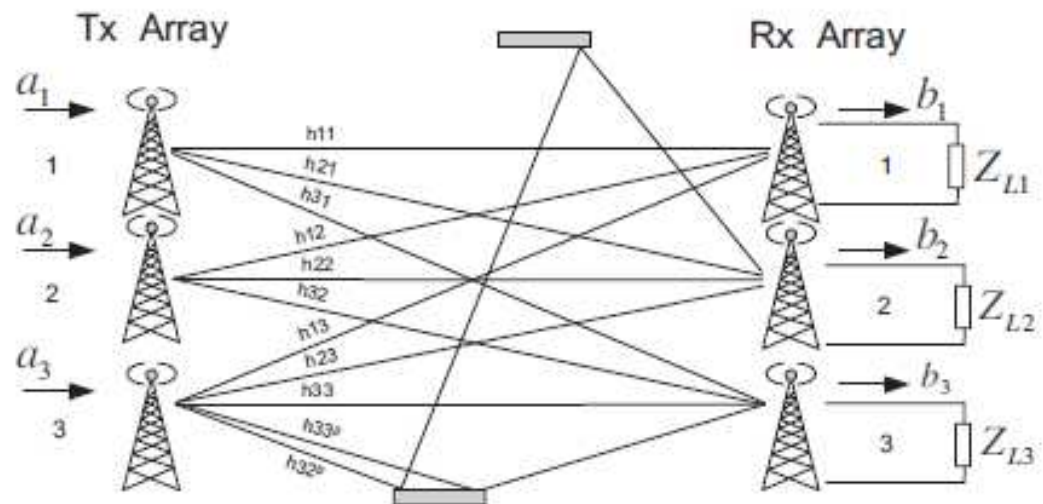


Figura 8. Rappresentazione degli elementi di matrice del canale, H_{ij} .

MODELLO DI UN SISTEMA MULTI ANTENNA

È importante sottolineare che se la fonte dominante di rumore nel sistema proviene dal canale (interferenza di co-canale, instabilità del canale, radiazioni cosmiche, ecc.), possiamo trascurare il rumore dovuto al ricevitore (ossia il termine di AWGN indicato col vettore \mathbf{n}).

Tuttavia, nei sistemi di trasmissione punto-punto a singolo utente (come nel nostro caso), il front-end del ricevitore è spesso la principale fonte di rumore, e quindi il rumore AWGN è aggiunto in ricezione, come mostrato in Fig. 7.

Diamo ora una interpretazione fisica che permetta di capire in che modo questi coefficienti di canale espressi dagli elementi della matrice \mathbf{H} siano correlati alla propagazione tipica del segnale ed ai parametri delle antenne coinvolte nel collegamento.

Per semplicità, consideriamo uno schema di comunicazione a banda stretta, in cui supponiamo che la risposta in frequenza sia costante sul canale di comunicazione.

In conseguenza di ciò, la matrice \mathbf{H} è composta da elementi H_{ij} che sono numeri complessi scalari.

MODELLO DI UN SISTEMA MULTI ANTENNA

Utilizzando una rappresentazione del canale di trasmissione usata frequentemente, basata sul percorso del segnale (path model), gli elementi H_{ij} possono essere correlati ai parametri dell'antenna e alle caratteristiche di multipath e scattering del canale in modo intuitivo.

Ogni percorso p può essere descritto dalla matrice polarimetrica di trasferimento

$$\Gamma_{ij}^p = \begin{pmatrix} \Gamma_{\theta\theta,ij}^p & \Gamma_{\theta\phi,ij}^p \\ \Gamma_{\phi\theta,ij}^p & \Gamma_{\phi\phi,ij}^p \end{pmatrix} \quad (6)$$

che è una matrice quadrata 2x2 i cui elementi sono numeri complessi, e che contengono le informazioni sulla polarizzazione, sul guadagno di tratta, e sulla fase del percorso p (tra la j -esima antenna trasmittente e la i -esima antenna ricevente).

Si noti che gli elementi di matrice contengono informazioni sul fattore di attenuazione in spazio libero ($1/r$) per ognuna delle polarizzazioni, oltre a tenere conto anche delle altre perdite dovute a fenomeni di riflessione, diffrazione o diffusione/scattering da oggetti presenti nel canale.

MODELLO DI UN SISTEMA MULTI ANTENNA

Gli elementi di matrice H_{ij} possono essere espresse come:

$$\underline{H}_{ij} = \lambda \cdot \sqrt{\frac{Z_j^{0,T}}{Z_i^{0,R}}} \cdot \sqrt{\frac{\Re(Z_i^R)}{\Re(Z_j^T)}} \cdot \sum_{p=1}^P \left(\underline{F}_i^R((\vartheta, \varphi)_i^p) \right)^{TRASP} \cdot \underline{\Gamma}_{ij}^p \cdot \underline{F}_j^T((\vartheta, \varphi)_j^p) \quad (7)$$

dove $Z_j^{0,T}=Z_{\alpha j}^{0,T}$ e $Z_i^{0,R}=Z_{\alpha i}^{0,R}$ sono , rispettivamente, le impedenze caratteristiche di riferimento della j-esima porta della trasmittente e della i-esima porta della ricevente; $Z_j^T=Z_{jj}^T=Z_{\alpha jj}^T$ e $Z_i^R=Z_{ii}^R=Z_{\alpha ii}^R$ sono, rispettivamente, le impedenze di ingresso di antenna della j-esima porta della trasmittente e della i-esima porta della ricevente; $(\theta, \varphi)_j^p$ e $(\theta, \varphi)_i^p$ sono le direzioni delle componenti del multipath associate alla j-esima porta della trasmittente ed alla i-esima porta della ricevente, e P è il numero di percorsi considerati (percorsi principali).

Con la definizione data nella (7), la matrice **H** collega le onde incidenti sulle antenne trasmettenti alle onde incidenti sui carichi delle antenne riceventi.

Si noti che $\underline{F}_j^T(\theta, \varphi) \in C^{2 \times 1}$ e $\underline{F}_i^R(\theta, \varphi) \in C^{2 \times 1}$, sono i diagrammi di irradiazione normalizzati associati alla j-esima porta della trasmittente ed alla i-esima porta della ricevente. Tali diagrammi di radiazione sono rappresentati da vettori perché contengono informazioni sulle componenti θ e φ del campo irradiato, e sono calcolati con tutte le altre porte della MPA chiuse su un carico pari alla impedenza caratteristica della porta, e quindi gli effetti di accoppiamento tra antenne adiacenti sono tenuti in conto.

ESPRESSIONE GENERALE DELLA CAPACITA' DEL CANALE

La capacità di un sistema di comunicazione wireless MIMO che utilizzi M porte trasmettenti ed N porte riceventi accessibili è data da:

$$C = \max_{\{\underline{R}_s: \text{Tr}(\underline{R}_s) \leq P^{S,av}\}} \log_2 \frac{\det(\underline{H} \cdot \underline{R}_s \cdot \underline{H}^H + \underline{R}_n)}{\det(\underline{R}_n)} \quad (8)$$

dove $\underline{R}_s = E\{\underline{s} \cdot \underline{s}^H\} \in C^{M \times M}$ è la covarianza dei simboli trasmessi (\underline{s}), $\underline{R}_n = E\{\underline{n} \cdot \underline{n}^H\} \in C^{N \times N}$ è la covarianza del rumore (\underline{n}), e $P^{S,av}$ è la potenza media trasmessa.

Se il rumore è AWGN, in tal caso gli elementi del vettore di rumore \underline{n} saranno variabili aleatorie indipendenti e uniformemente distribuite, con uguale varianza N_0 , quindi l'espressione precedente si riduce a

$$C = \max_{\{\underline{R}_s: \text{Tr}(\underline{R}_s) \leq P^{S,av}\}} \log_2 \det \left(\underline{I} + \frac{\underline{H} \cdot \underline{R}_s \cdot \underline{H}^H}{N_0} \right) \quad (9)$$

dove $\underline{I} \in C^{N \times N}$ è la matrice identità di dimensione N.

ESPRESSIONE GENERALE DELLA CAPACITA' DEL CANALE

Si noti che la (9) può anche essere espressa nella forma:

$$C = \max_{\{\underline{R}_s: \text{Tr}(\underline{R}_s) \leq P^{S,av}\}} \sum_i^{\min(M,N)} \log_2 \left(1 + \frac{\Lambda_{ii}}{N_0} \right) \quad (10)$$

dove Λ_{ii} è l'i-esimo autovalore nella scomposizione in autovettori (Eigen Value Decomposition) della matrice $\mathbf{H} \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{H}^H = \boldsymbol{\xi} \cdot \mathbf{H} \cdot \boldsymbol{\xi}^H$, in cui $\boldsymbol{\xi}$ è una matrice contenente gli autovettori di $\mathbf{H} \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{H}^H$.

Si noti che $\mathbf{H} \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{H}^H$ è la covarianza del segnale ricevuto in assenza di rumore, e che l'autovalore Λ_{ii} rappresenta il livello di potenza del segnale ricevuto nell'i-esimo auto-canale.

Un auto-canale (o auto-modo) può essere pensato come un equivalente canale SISO disaccoppiato tra il trasmettitore e il ricevitore, pertanto la scomposizione in autovettori (EVD) di $\mathbf{H} \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{H}^H$ ci permette di identificare il numero di canali SISO equivalenti disgiunti significativi che si potrebbero eventualmente produrre e utilizzare attraverso opportune tecniche di codifica del canale.

CAPACITÀ DEL TRASMETTITORE «NON INFORMATO»

Nel caso particolare in cui il trasmettitore non conosce il canale di trasmissione \mathbf{H} , la potenza trasmessa è equamente distribuito tra tutte le antenne trasmittenti, quindi la matrice di covarianza dei simboli trasmessi vale:

$$\underline{\underline{R}}_s = \frac{P^{S,av}}{M} \cdot \underline{\underline{I}}$$

In questo caso, la espressione della capacità si riduce a:

$$C = \log_2 \left[\det \left(\underline{\underline{I}} + \frac{\rho}{M} \underline{\underline{H}} \cdot \underline{\underline{H}}^H \right) \right] \quad (11)$$

dove $\rho = P^{S,av}/N_0$ è l'SNR medio del trasmettitore.

Si noti che la (11) non impone alcun vincolo sulla combinazione lineare delle uscite dell'antenna, pertanto essa è un'espressione generale del capacità, che può essere o non essere raggiunta con le attuali tecniche di codifica del canale trasmissivo.

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

Nel caso in cui sia il trasmettitore che il ricevitore conoscano la matrice di canale \mathbf{H} , la capacità può essere migliorata usando appropriate tecniche di beam-forming e assegnando una distribuzione di potenza adeguata, e in generale non uniforme, tra le porte di trasmissione.

Il metodo ottimale di assegnazione/distribuzione della potenza fra le varie porte di trasmissione è noto come water filling (riempimento di acqua), o water pouring (versamento di acqua).

Le tecniche di Beam Forming permettono di inviare informazioni tra sottocanali disaccoppiati artificialmente, in modo tale che i migliori auto-modi del canale di propagazione (ossia i sottocanali con il più alto guadagno) siano selezionati.

Il water filling, è un metodo ottimale di allocazione della potenza sui sottocanali creati proprio usando tecniche di beam forming, in cui i canali più «deboli» (cioè con path loss peggiore) sono, in generale, non utilizzati.

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

Denotiamo con \underline{s}' il vettore di trasmissione non codificato nel dominio della forma d'onda da trasmettere, e sia:

$$\underline{\underline{H}} = \underline{\underline{U}} \cdot \underline{\underline{S}} \cdot \underline{\underline{V}}^H \quad (12)$$

la decomposizione in valori singolari (SVD) della matrice di canale $\underline{\underline{H}}$, dove $\underline{\underline{U}}$ e $\underline{\underline{V}}$ sono i vettori singolari di sinistra e di destra, rispettivamente, mentre $\underline{\underline{S}}$ è una matrice diagonale che contiene i valori singolari di $\underline{\underline{H}}$, data da:

$$\underline{\underline{S}} = \underline{\underline{U}}^H \cdot \underline{\underline{H}} \cdot \underline{\underline{V}} \quad (13)$$

Il vettore di trasmissione può quindi essere codificato come $\underline{s} = \underline{\underline{V}} \underline{s}'$.

Dato che ogni elemento di \underline{s}' moltiplica la colonna corrispondente del vettore $\underline{\underline{V}}$, questa operazione suggerisce che ogni colonna di $\underline{\underline{V}}$ rappresenta i pesi dell'array per ogni flusso di segnale.

Il ricevitore esegue l'operazione $\underline{r}' = \underline{\underline{U}}^H \underline{r}$, pertanto ogni riga di $\underline{\underline{U}}^H$ rappresenta i pesi dell'array in ricezione per ciascun flusso di dati.

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

$$\underline{r} = \underline{H} \cdot \underline{s} + \underline{n} \quad (5)$$

Poiché \underline{U} e \underline{V} sono vettori unitari, usando la (5), otteniamo:

$$\begin{aligned} \underline{r}' &= \underline{U}^H \cdot \underline{r} = \underline{U}^H \cdot (\underline{H} \cdot \underline{s} + \underline{n}) = \underline{U}^H \cdot (\underline{H} \cdot (\underline{V} \cdot \underline{s}')) = \\ &= \underline{U}^H \cdot \underline{H} \cdot \underline{V} \cdot \underline{s}' + \underline{U}^H \cdot \underline{n} = \underline{U}^H \cdot (\underline{U} \cdot \underline{S} \cdot \underline{V}^H) \cdot \underline{V} \cdot \underline{s}' + \underline{U}^H \cdot \underline{n} = \underline{S} \cdot \underline{s}' + \underline{n}' \end{aligned} \quad (14)$$

dove $\underline{n}' = \underline{U}^H \underline{n}$. La relazione input-output in assenza di rumore è rappresentata graficamente in Fig.9.

Poiché la matrice \underline{S} di valori singolari è diagonale, la (14) indica che \underline{r}' è una versione «scalata» del vettore di trasmissione \underline{s}' , corrotto dal rumore additivo.

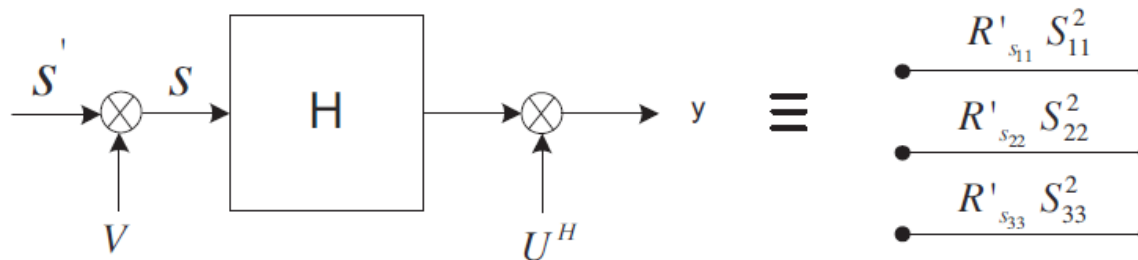


Figura 9. Relazioni ingresso-uscita per un canale MIMO in assenza di rumore usando il «water filling».

Pertanto, il Beam Forming usando i vettori singolari di \underline{H} come pesi dell'array ha prodotto un insieme di diagrammi di irradiazione (chiamati in questo contesto auto-diagrammi, o eigenpatterns) che creano un insieme di canali di comunicazione SISO indipendenti e paralleli in un ambiente multipath.

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

Utilizzando questo schema, la capacità del sistema è data da:

$$C = \max_{\{\underline{R}'_s : \text{Tr}(\underline{R}'_s) \leq P^{S,av}\}} \sum_i^{\min(M,N)} \log_2 \left(1 + \frac{\underline{R}'_{s_{ii}} \cdot S_{ii}^2}{N_0} \right) \quad (15)$$

dove $\mathbf{R}'_s = E\{\underline{s}'(\underline{s}')^H\} = \underline{V}^H \cdot \mathbf{R}_s \cdot \underline{V}$, con la soluzione ottima di $\mathbf{R}'_{s_{ii}}$ data dalla:

$$\underline{R}'_{s_{ii}} = \left(\nu_i - \frac{N_0}{S_{ii}^2} \right) \quad (16)$$

Si noti che ν_i è tale che $\sum_i^{\min(M,N)} \nu_i = P^{S,av}$, con il secondo membro della (16) definito positivo (se il suo valore è negativo, lo si pone a zero $\rightarrow (\nu_i - N_0/S_{ii}^2) = \max(\nu_i - N_0/S_{ii}^2, 0)$) e dove $\mathbf{R}'_{s_{ii}}$ rappresenta la potenza ottimale di trasmissione nell'auto-canale i-esimo.

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

Come esempio dei concetti precedenti, esaminiamo le prestazioni MIMO in un ambiente complesso come il tunnel mostrato in Fig. 11. Il tunnel è un semi-cilindro con un diametro di 12 m, e siamo interessati a valutare le prestazioni di un sistema MIMO 4×4 alla frequenza di 900 MHz. Attraverso opportune simulazioni elettromagnetiche, è possibile calcolare la distribuzione del campo all'interno del tunnel per le quattro posizioni dell'antenna del trasmettitore della Fig.11.

Le antenne sono spaziate di 2m e sono poste 2m sopra il terreno. In Fig. 12, è mostrata la distribuzione del campo in scala logaritmica per ciascuna antenna trasmittente. In questo caso, consideriamo quattro antenne riceventi poste anch'esse a 2 m da terra con una spaziatura di 2 m, e ad una distanza di 125 m dalla trasmittente.



Figura 11. Esempio di ambiente di propagazione internamente ad un tunnel.

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

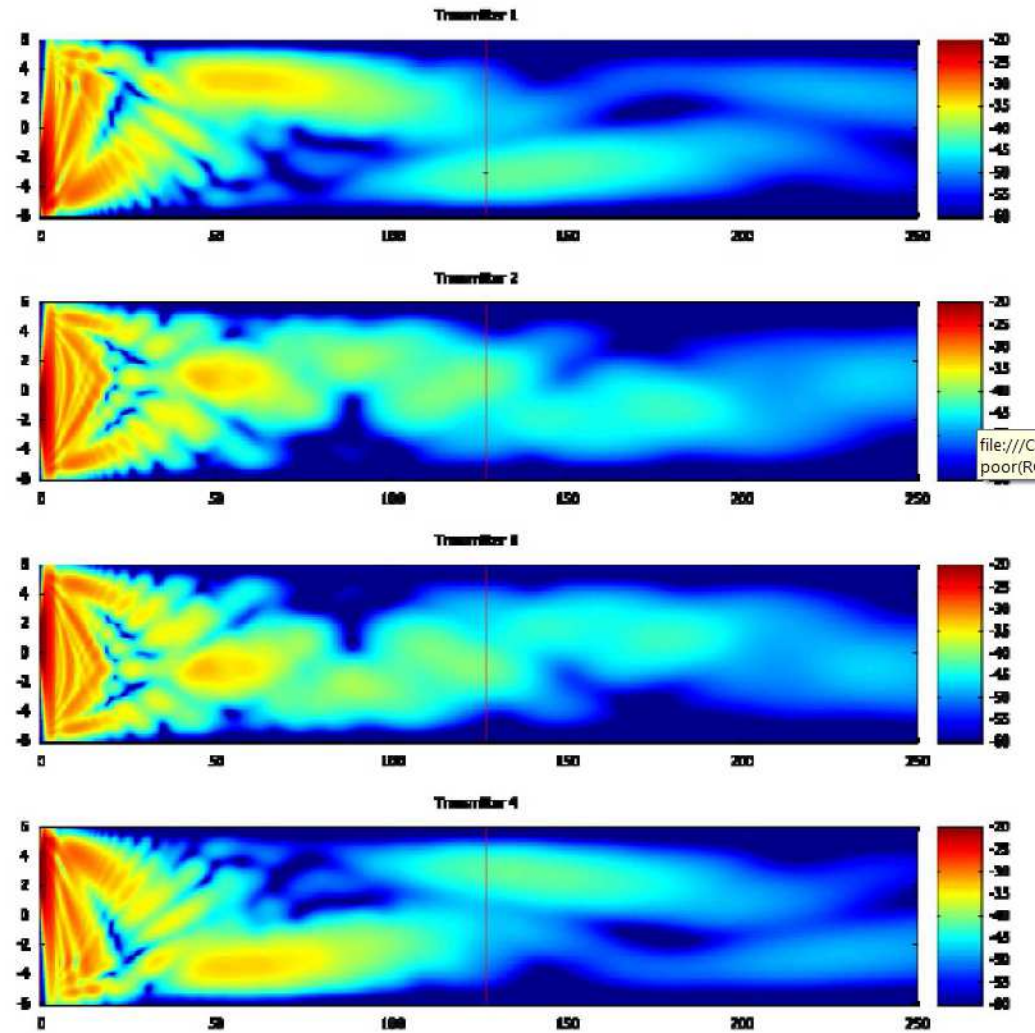


Figura 11. Distribuzione del campo internamente ad un tunnel.

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

Trascurando l'accoppiamento reciproco tra le antenne e assumendo le sorgenti puntiformi, la matrice di canale può essere ottenuta correlando le correnti di ingresso alle antenne trasmettenti, con il valore del campo calcolato nella posizione delle antenne riceventi.

Per questo esempio, la matrice del canale è:

$$\mathbf{H}_0 = \mathbf{H} \sqrt{\frac{NM}{\|\mathbf{H}\|_F^2}} = 4 \begin{pmatrix} 0.35 \angle_{52.5^\circ} & 0.18 \angle_{114.6^\circ} & 0.19 \angle_{-175.2^\circ} & 0.14 \angle_{-139.5^\circ} \\ 0.18 \angle_{114.6^\circ} & 0.26 \angle_{148.0^\circ} & 0.40 \angle_{-172.6^\circ} & 0.18 \angle_{-175.7^\circ} \\ 0.19 \angle_{-175.2^\circ} & 0.40 \angle_{172.6^\circ} & 0.25 \angle_{146.1^\circ} & 0.18 \angle_{112.2^\circ} \\ 0.14 \angle_{-139.5^\circ} & 0.18 \angle_{-175.7^\circ} & 0.18 \angle_{112.2^\circ} & 0.35 \angle_{51.4^\circ} \end{pmatrix}. \quad (17)$$

Nel nostro caso, $N = M = 4$ e gli elementi della matrice sono normalizzati, quindi la norma di Frobenius della matrice \mathbf{H}_0 è 4. Nel calcolo della capacità, siamo interessati agli autovalori di $\mathbf{H}_0(\mathbf{H}_0)^H$, che sono facilmente ottenibili, come mostrato nella Tabella 1.1. Si noti che, in questo caso, la traccia di \mathbf{H}_0 , data dalla sommatoria dei quattro autovalori, è pari a 4.

TABLE 1.1: Summary of the eigenvalues of $\mathbf{H}_0(\mathbf{H}_0)^H$

i	1	2	3	4
Λ_{ii}	2.392	1.412	0.136	0.056

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

Nel caso in cui la potenza trasmessa sia uniforme, la capacità è data da:

$$C = \sum_i^{\min(M, N)} \log_2 \left(1 + \frac{\rho_0}{M} \Lambda_{ii} \right) \quad (18)$$

dove ρ_0 è l'SNR medio del ricevitore, ed ogni termine della sommatoria è il contributo del canale alla capacità totale.

Nel nostro caso, $M=4$ e $\rho_0=10$, e possiamo calcolare non solo la capacità totale, ma anche il contributo di ciascun autovalore alla capacità totale, come mostrato nella Tabella 1.2.

TABLE 1.2: Summary of the contribution of each eigenvalue to the final capacity for a SNR = 10 dB				
i	1	2	3	4
C_i (bps/Hz)	2.8031	2.1808	0.4257	0.1931

$$C_1 = \log_2 \left(1 + \frac{\rho_0}{M} \Lambda_{11} \right) = \log_2 \left(1 + \frac{10}{4} 2.392 \right) = 2.8031$$

$$C_2 = \log_2 \left(1 + \frac{\rho_0}{M} \Lambda_{22} \right) = \log_2 \left(1 + \frac{10}{4} 1.412 \right) = 2.1808$$

$$C_3 = \log_2 \left(1 + \frac{\rho_0}{M} \Lambda_{33} \right) = \log_2 \left(1 + \frac{10}{4} 0.136 \right) = 0.4257$$

$$C_4 = \log_2 \left(1 + \frac{\rho_0}{M} \Lambda_{44} \right) = \log_2 \left(1 + \frac{10}{4} 0.056 \right) = 0.1931$$

Ciò dimostra chiaramente che, sebbene la capacità complessiva sia di 5.6 bps/Hz, il principale contributo alla capacità proviene dai primi due autovalori, mentre gli altri due forniscono solo un piccolo contributo.

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

Con canale singolo e stesso valore di SNR, $\rho_0=10$, otterrei una capacità di soli:

$$C = \log_2(1 + \rho_0) = \log_2(11) = 3.5 \text{bps/Hz}$$

Conoscendo il canale in trasmissione, si possono utilizzare i vettori \underline{v}_i per trasmettere l'informazione, e scegliere adeguatamente le potenze mediante gli autovalori.

Come visto in precedenza, per ottenere la massima capacità si deve avere:

Max C, con vincolo $\sum P_i = P = 10$

$$D = \frac{1}{N} \left(\sum \lambda_i + P \right)$$

$$P_i = D - \frac{1}{\lambda_i} \rightarrow \text{se } P_i < 0, \text{ si toglie e si ricalcola } D$$

Nel nostro caso gli autovalori valgono:

TABLE 1.1: Summary of the eigenvalues of $\mathbf{H}_0(\mathbf{H}_0)^H$				
i	1	2	3	4
Λ_{ii}	2.392	1.412	0.136	0.056



$$\frac{1}{\lambda_1} = 0.42; \quad \frac{1}{\lambda_2} = 0.71; \quad \frac{1}{\lambda_3} = 7.35; \quad \frac{1}{\lambda_4} = 17.86$$

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

Si ha dunque:

$$D = \frac{1}{N} \left(\sum \lambda_i + P \right) = \frac{1}{4} (26.34 + 10) = 9.09$$

$$P_4 = 9.09 - 17.86 < 0$$

Non si può usare λ_4 .

Ricalcolo D per $N'=N-1$:

$$D = \frac{1}{3} \left(\sum_{i=1}^3 \lambda_i + P \right) = \frac{1}{3} (8.48 + 10) = 6.16$$

$$P_3 = 6.16 - 7.35 < 0$$

Non si può usare λ_3 .

Ricalcolo D per $N''=N'-1$:

$$D = \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^2 \lambda_i + P \right) = \frac{1}{2} (1.13 + 10) = 5.57$$

$$P_2 = 5.57 - 0.71 = 4.86 > 0$$

$$P_1 = 5.57 - 0.42 = 5.15$$

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

Si ha dunque la seguente capacità di canale:

$$C = \sum_{i=1}^2 \log_2(\lambda_i D) = 3.74 + 2.98 = 6.72 \text{bps/Hz}$$

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

Per ottenere una spiegazione fisica su come sono formati i quattro sottocanali, si può applicare la tecnica di beam-forming dal lato del trasmettitore descritto in questa sezione (water filling).

Pesiamo dunque ciascuno dei trasmettitori con i coefficienti corrispondenti della colonna della matrice \mathbf{V} che risulta dalla decomposizione a valori singolari (SVD) della matrice \mathbf{H}_0 . Dal punto di vista elettromagnetico, questa operazione corrisponde semplicemente alla sovrapposizione della distribuzione di campo di Fig. 11 ponderata dagli elementi dei vettori colonna della matrice \mathbf{V} .

La Fig. 12 mostra i risultati per la distribuzione del campo all'interno del tunnel per i quattro differenti fasci che possono essere prodotti. La linea rossa mostra la posizione delle antenne del ricevitore.

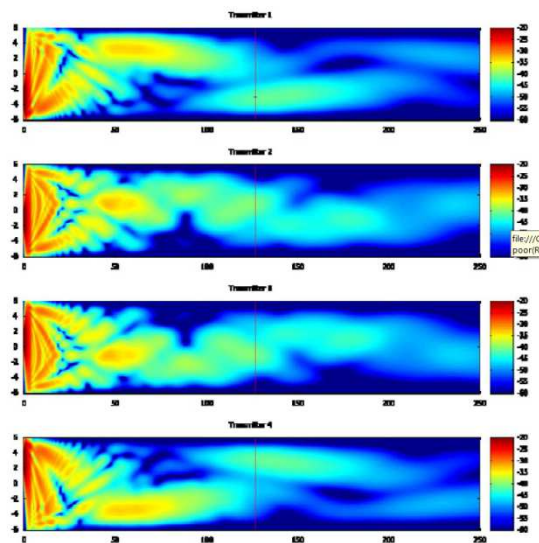


Figura 11. Distribuzione del campo internamente ad un tunnel.

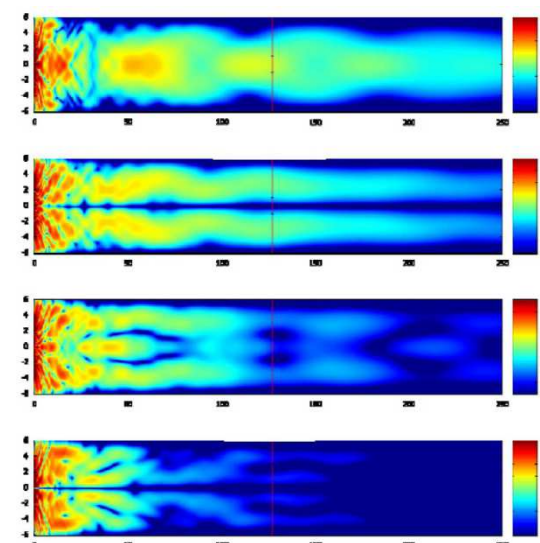


Figura 12. Distribuzione del campo usando il «water filling» internamente ad un tunnel.

CAPACITÀ DI RIEMPIMENTO (WATER FILLING)

Dai grafici, si può facilmente capire come il beam forming produca sottocanali ortogonali, inoltre i valori di campo sul ricevitore corrispondenti al terzo ed al quarto autovalore sono molto più piccoli rispetto a quelli associati al primo e al secondo autovalore.

Il modello presume che la potenza sia irradiata uniformemente in ciascun sottocanale.

È chiaro quindi che se si impiegassero il terzo e il quarto sottocanale, vi sarebbe un notevole spreco della potenza disponibile, e che si otterrebbe una capacità migliore se la potenza disponibile venisse quindi irradiata solamente nel primo e nel secondo sottocanale.

NORMALIZZAZIONE DEL CANALE

Le equazioni precedenti esprimono la capacità in funzione della potenza trasmessa P^S .

L'attenuazione di tratta del collegamento, che dipende dalle antenne utilizzate e dai fenomeni di propagazione del canale radio, viene inserita e tenuta in conto nella matrice \mathbf{H} .

Quando si eseguono simulazioni e analisi usando le matrici di canale ottenute da misure o modelli (come il modello di Kronecker), è spesso utile scalare opportunamente \mathbf{H} per ottenere un determinato SNR medio sul ricevitore. Infatti, per poter stimare l'influenza delle proprietà di correlazione sulla capacità di canale, la matrice del canale è spesso normalizzata, in modo che essa sia indipendente dall'attenuazione del canale stesso.

Una volta effettuata tale normalizzazione, la formula della capacità diventa una funzione del SNR sul ricevitore, e l'Eq. (11) può essere riscritta come:

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I} + \frac{\rho_0}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \quad (19)$$

dove ρ_0 è ora l'SNR al ricevitore, mediato nel tempo e su tutte le porte di ricezione.

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I} + \frac{\rho}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \quad (11)$$

NORMALIZZAZIONE DEL CANALE

Dato un set di Q differenti realizzazioni del canale, ognuna delle quali denotata dalla matrice \underline{H}^q , tali matrici dovrebbero essere normalizzate secondo:

$$\underline{H}_{=0}^q = \underline{H}^q \cdot \sqrt{\frac{N \cdot M \cdot Q}{\sum_{q=1}^Q \|\underline{H}^q\|_F^2}} \quad (20)$$

dove $\|\cdot\|_F$ rappresenta la norma di Frobenius.

Se $Q=1$, ciò implica che ogni singola matrice di canale è normalizzata per avere l'SNR specificato (ρ_0).

Se $Q > 1$, l'SNR medio sul gruppo delle Q matrici sarà quello richiesto, sebbene l'SNR per ogni singola matrice fluttuerà attorno a questo valore medio.

Ciò consente di indagare sulle variazioni relative della potenza del segnale ricevuto su un insieme di misurazioni o simulazioni.

Si noti che ρ_0 è anche il SNR medio ricevuto da un singolo sistema di antenna, ed è quindi denominato SISO SNR.

NORMALIZZAZIONE DEL CANALE

Inoltre ρ e ρ_0 hanno diversi significati. In particolare, ρ nella (11) è stato definito come SNR al trasmettitore (quindi, senza includere l'attenuazione del collegamento), e può essere correlato a ρ_0 da:

$$\rho_0 = \rho \frac{\|\underline{\underline{\mathbf{H}}}\|_F^2}{M \cdot N} \quad (21)$$

Dopo la normalizzazione, gli elementi di matrice di \mathbf{H}_0 sono variabili casuali gaussiane correlate.

Se la normalizzazione non venisse eseguita, le statistiche del secondo ordine, come la correlazione dei canali, che danno luogo a piccole variazioni sul modulo e sulla fase degli elementi di matrice del canale, possono apparire nascoste dalle statistiche del primo ordine, come le attenuazioni di tratta, che sono causa di variazioni più forti.

MODELLI DI CANALE MIMO

Le caratteristiche dell'intero Sistema MIMO sono determinate essenzialmente dal canale di propagazione radio.

Pertanto, un prerequisito importante per la progettazione, simulazione e implementazione di un sistema MIMO è la modellazione accurata dei canali attraverso cui il segnale dovrà propagarsi.

Generalmente, per lo sviluppo di algoritmi MIMO si utilizzano modelli analitici di canali MIMO che descrivono la risposta all'impulso (o, equivalentemente, la funzione di trasferimento) del canale tra gli elementi degli MPA a entrambe le estremità del collegamento, fornendo espressioni analitiche per la matrice del canale.

Il principio base per la progettazione di opportune antenne per sistemi MIMO è quello di ridurre la correlazione tra i segnali ricevuti alle porte di una MPA, e massimizzare contemporaneamente la capacità e la potenza di trasmissione del sistema.

Questi tre requisiti sono correlati, e possono essere soddisfatti sia utilizzando, in varie forme, la «diversità» dell'antenna, oppure mediante opportune combinazioni di reti di adattamento e disaccoppiamento.

Diamo nel seguito un approfondimento fisico preliminare sui suddetti criteri di progettazione.

CODIFICA DI CANALE IN SISTEMI DI COMUNICAZIONE MIMO

A differenza dei sistemi a singola antenna, l'uso di MPA sul trasmettitore e/o sul ricevitore permette di combattere alcuni fenomeni che possono significativamente peggiorare la propagazione, come ad esempio il multipath, attraverso una opportuna codifica dei segnali trasmessi.

Esistono tre principali tecniche che consentono di inviare informazioni su un sistema di comunicazione MIMO: diversità, multiplexing e beam forming. Tutti questi tre metodi sfruttano i gradi di libertà offerti dall'utilizzo di sistemi MPA su un ambiente di propagazione multipath.

- Le tecniche di diversità, chiamate anche tecniche di codifica spazio-temporale, sono utilizzate per aumentare la potenza di segnale dei simboli trasmessi, migliorando quindi l'SNR, e si basano sul principio di inviare adeguatamente simboli ridondanti sul canale, da diverse antenne trasmittenti.
- Le tecniche di multiplexing spaziale (SM) vengono utilizzate per aumentare la velocità di trasmissione di un sistema di comunicazione, e consistono nell'invio di simboli diversi allo stesso istante, utilizzando la stessa frequenza, ma inviando i simboli da diverse antenne trasmittenti.
- Le tecniche di beam forming vengono utilizzate per aumentare o la potenza di segnale dei simboli trasmessi, o la velocità di trasmissione, quando la conoscenza dell'ambiente di propagazione del canale è disponibile sia sul trasmettitore che sul ricevitore.

CODIFICA DI CANALE IN SISTEMI DI COMUNICAZIONE MIMO

Si noti che le tecniche di diversità e multiplexing non richiedono necessariamente la conoscenza delle caratteristiche del canale di propagazione sul trasmettitore. E' sufficiente che il canale sia noto solo al ricevitore, per una corretta combinazione dei segnali ricevuti.

Per confrontare quantitativamente le prestazioni di una tecnica di trasmissione rispetto a un'altra e per stimare quanto ognuna di esse permetta di raggiungere una determinata capacità, o una certa probabilità di ricevere il segnale con una soglia opportuna, le più comuni cifre di merito normalmente utilizzate sono: il guadagno di diversità, il guadagno di multiplexing e il guadagno di array.

Il guadagno di diversità quantifica l'incremento di guadagno sull'SNR ricevuto dovuto all'uso di tecniche di diversità.

Il guadagno di multiplexing ci dà informazioni sull'aumento della velocità di trasmissione a seguito dell'utilizzo di tecniche multiplexing, confrontato con un sistema SISO.

Infine, il guadagno dell'array quantifica il miglioramento dell'SNR ottenuto combinando coerentemente i segnali su più antenne di trasmissione o di ricezione.

TECNICHE DI DIVERSITA'

Le tecniche di codifica del canale, che vengono utilizzate per aumentare la potenza di segnale dei simboli trasmessi nei sistemi di comunicazione MIMO, sono chiamate "tecniche di diversità".

Il miglioramento sul SNR che si ottiene utilizzando queste tecniche, in definitiva ha anche un impatto sulla capacità del sistema, conferendo quindi alle tecniche di diversità un ulteriore vantaggio.

Possiamo classificare le tecniche di diversità esistenti in tre categorie:

- Diversità temporale
- Diversità di frequenza
- Diversità di antenna

TECNICHE DI DIVERSITA'

Le tecniche di diversità temporale possono essere ulteriormente suddivise in: diversità di tempo e diversità di codice. In particolare, la diversità temporale utilizza la codifica di correzione degli errori.

Le tecniche di diversità in frequenza sono basate sul salto di frequenza e su modulazioni di tipo OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

In entrambi i casi, alcune di queste tecniche sono già utilizzate da lungo tempo nelle comunicazioni wireless, in particolare per sistemi di comunicazione SISO, e ora si stanno adottando anche per i sistemi MIMO.

L'idea principale alla base delle tecniche di diversità di antenna è quella di produrre al ricevitore repliche diverse del segnale trasmesso. Se queste repliche vengono inviate sul canale di propagazione in modo che le loro statistiche siano indipendenti, quando una di queste repliche subisce una forte attenuazione nel percorso di propagazione, è meno probabile che le altre copie del segnale trasmesso saranno affette simultaneamente dalla stessa attenuazione. Grazie a questa ridondanza, il ricevitore può decodificare il segnale trasmesso anche in condizioni di forte fading, a patto che non tutti i segnali ricevuti subiscano lo stesso forte effetto di fading.

TECNICHE DI DIVERSITA'

Le tecniche di diversità di antenna possono essere classificate in base al meccanismo fisico che viene utilizzato per produrre segnali non correlati alle porte di un MPA, secondo la (37).

Si possono identificare tre tipi di tecniche di diversità di antenna, che sono comunque intrinsecamente collegate:

- Diversità spaziale
- Diversità di polarizzazione
- Diversità del diagramma di irradiazione (Pattern Diversity).

Usando le tecniche di diversità spaziale, più antenne uguali sono opportunamente distanziate in ricezione, in modo che il modulo del diagramma di irradiazione su ciascuna porta sia essenzialmente lo stesso, mentre le fasi di tali diagrammi (relative a un sistema di coordinate comune) devono essere tali che i diagrammi di irradiazione risultanti, tra le diverse porte del MPA, diventino ortogonali. Di conseguenza, i segnali ricevuti saranno statisticamente non correlati.

TECNICHE DI DIVERSITA'

Cerchiamo di illustrare questo concetto con un semplice esempio grafico. Supponiamo di trovarci nella situazione descritta in Figura 14, dove due antenne sono poste l'una accanto all'altra ad una certa distanza.

Per un'onda piana che arriva dalla direzione \underline{k} , i segnali ricevuti sulle due antenne avranno approssimativamente la stessa ampiezza, ma fase diversa, perché il fronte d'onda non è parallelo all'asse x , e le antenne non sono nella stessa posizione, ma in due punti diversi dello spazio di ricezione, opportunamente distanziate.

Tale differenza di fase, $\Delta\gamma$, è proprio il parametro da ottimizzare in modo tale che la probabilità di ricevere un segnale fortemente attenuato in entrambe le antenne, nei canali multipath, sia ridotta al minimo.

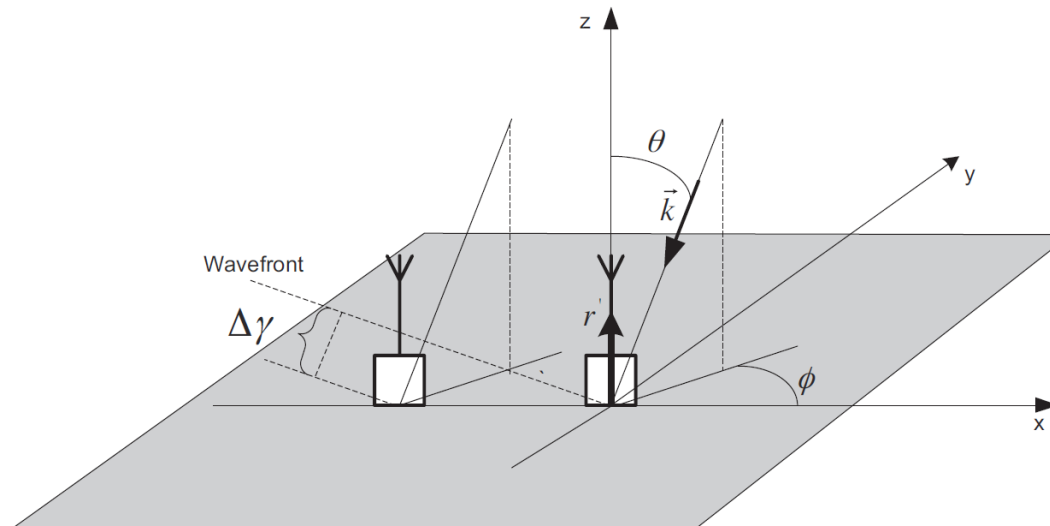


Figura 14. Rappresentazione grafica del concetto di diversità spaziale.

TECNICHE DI DIVERSITA'

Nella diversità in polarizzazione, le antenne irradiano energia utilizzando polarizzazioni ortogonali. In questo caso, l'integrando nella (37) sparisce perché il prodotto scalare dei diagrammi di irradiazione è zero, in ogni direzione dello spazio, a causa della ortogonalità fra i vettori del campo irradiato dalle antenne, in virtù proprio dell'utilizzo di due polarizzazioni ortogonali.

E' inoltre possibile imporre l'ortogonalità anche producendo diagrammi di irradiazione spazialmente disgiunti. In tal caso, si sagomano opportunamente i diagrammi di irradiazione associati alle diverse porte di un MPA, in modo tale che l'integrando nella (37) tenda a zero. Questo è indicato in letteratura come la diversità dei diagrammi di irradiazione (pattern diversity).

La diversità di pattern può essere ottenuta utilizzando gli MMA, ed in tal caso le antenne non hanno necessariamente bisogno di essere separate da una distanza fisica; in alternativa, si possono usare reti di beam-forming esterne, come la matrice di Butler.

TECNICHE DI DIVERSITA'

I concetti di diversità in polarizzazione e di diversità di pattern sono graficamente rappresentato in Figura 15 e 16, rispettivamente.

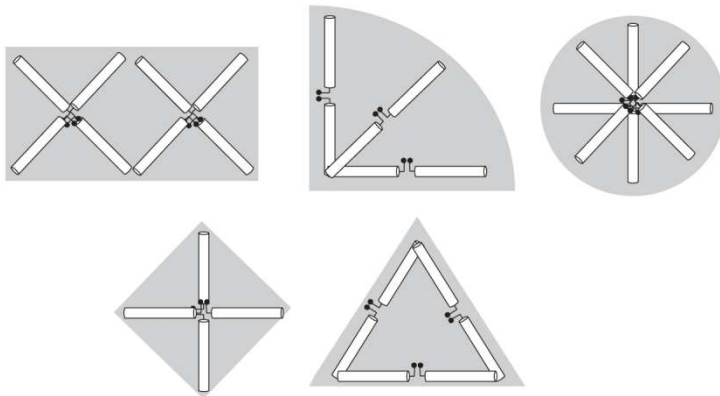


Figura 15. Differenti configurazioni di MPOA che utilizzano tecniche di diversità di polarizzazione.

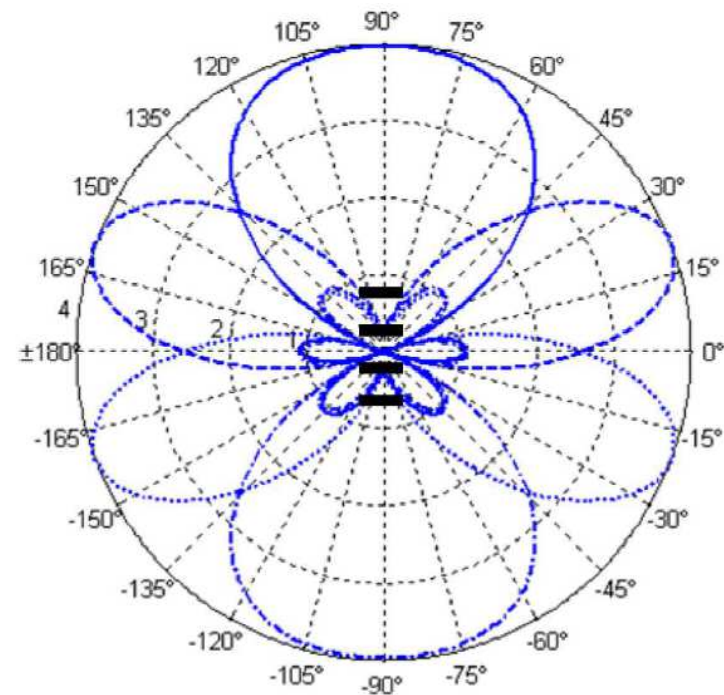


Figura 16. Possibili diagrammi di irradiazione di un MMA che impiega tecniche di diversità di pattern.
Si noti che ogni raggio è spazialmente (angolarmente) disgiunto dagli altri.

TECNICHE DI DIVERSITA'

Questa classificazione fra i diversi tipi di diversità è piuttosto arbitraria e, nella maggior parte dei casi, nei sistemi che implementano la diversità di antenna è presente piuttosto una combinazione di tutte queste tecniche. Utilizzando le tecniche di diversità appena descritte, versioni molteplici e non correlate dei segnali trasmessi possono essere prelevate sul ricevitore. In seguito, per migliorare le prestazioni di un particolare sistema di comunicazione MIMO, tali segnali ricevuti devono essere opportunamente combinati. Questa combinazione viene normalmente effettuata tramite opportuna codifica o tramite reti a microonde.

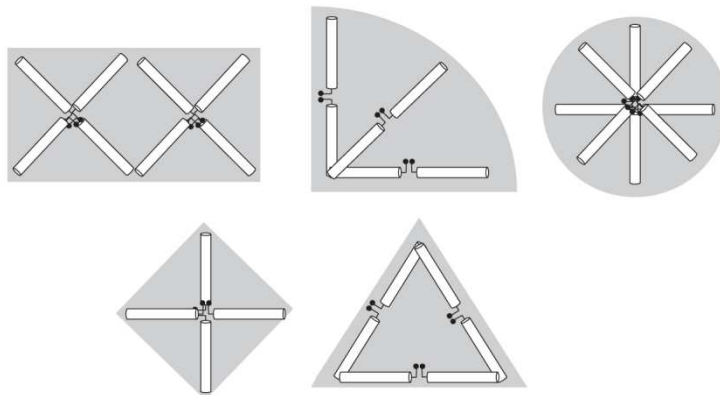


Figura 15. Differenti configurazioni di MPOA che utilizzano tecniche di diversità di polarizzazione.

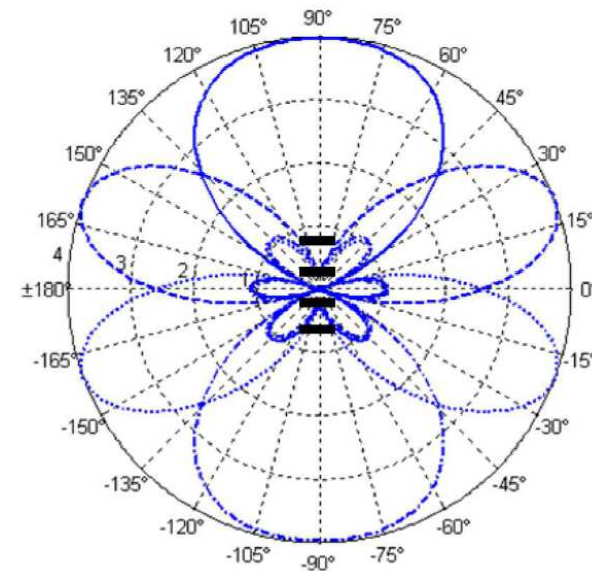


Figura 16. Possibili diagrammi di irradiazione di un MMA che impiega tecniche di diversità di pattern.
Si noti che ogni raggio è spazialmente (angolarmente) disgiunto dagli altri.