

## Sistemi ad Antenne Multiple

Laurent Ntibarikure

### I. INTRODUZIONE

Gli scenari di telecomunicazione wireless richiedono lo sviluppo di nuovi sistemi in cui le antenne, le caratteristiche di propagazione ed i modelli di comunicazione riscontrano pari rilevanza. Per ovviare ai fattori degradanti delle comunicazioni in ambienti urbani e suburbani, i nuovi standard di telecomunicazione prevedono l'impiego di apparati ad antenne multiple. Questa tecnologia, il cui principio cardine è l'introduzione della "diversità spaziale" oltre a quelle temporale, spettrale e di codice già impiegate (*Time Division Multiplexing*, *Frequency Division Multiplexing* e *Code Division Multiplexing*), viene riportato in letteratura come *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) [1], [2]. I sistemi MIMO hanno il potenziale di migliorare le prestazioni di comunicazione, in termini di affidabilità e di capacità, in particolare negli ambienti in cui la propagazione avviene pressoché per riflessioni e scattering multipli.

L'*International Telecommunication Union* (ITU) integra tecniche MIMO nel canale *High Speed Downlink Packet Access* (HSDPA), parte dello standard *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS), per aumentare la capacità di comunicazione. Nei sistemi WLAN, applicazioni MIMO sono state definite nello standard IEEE 802.11n. Negli accessi a banda larga BWA (*Broadband Wireless Access*), il MIMO è stato adottato nello standard IEEE 802.16, base per il profilo dei dispositivi del *Mobile WiMAX Wave 2*. Il *Long Term Evolution* (LTE), percorso evolutivo della 3<sup>a</sup> generazione di sistemi di telefonia mobile (UMTS) verso la 4<sup>a</sup> generazione, ha incluso il MIMO nelle linee di sviluppo dello standard [3].

#### Caratteristiche di propagazione

La propagazione elettromagnetica in ambienti urbani, in cui la presenza dei fabbricati può o meno ostacolare le onde propagantesi, viene sostanzialmente divisa in due fenomeni: la propagazione diretta tra trasmettitore (Tx) e ricevitore (Rx) ossia *Line of Sight* (LOS), e la propagazione per cammini diversi da quello diretto detta *Non Line of Sight* (NLOS) [2], [4].

1) *Propagazione LOS*: Vigge la legge di Friis del collegamento [5] che ci consente di valutare le prestazioni del sistema:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

dove  $P_T$  e  $P_R$  sono le potenze trasmessa e ricevuta,  $G_T$  e  $G_R$  i guadagni delle antenne in trasmissione (Tx) e in ricezione (Rx),  $\lambda$  la lunghezza d'onda e  $r$  la distanza relativa tra Tx e

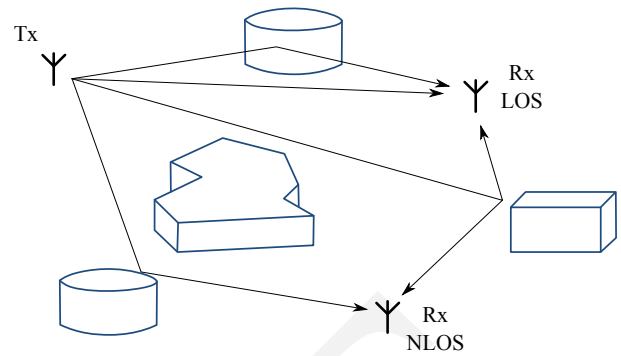


Figura 1. Propagazione *Line of Sight* e *Non Line of Sight*.

Rx. Sulla base del teorema di Shannon [6], la capacità limite di comunicazione vale in questo caso

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

dove  $\rho_0 = \frac{\overline{P_R}}{N_0}$  è il rapporto segnale rumore, con  $\overline{P_R}$  la potenza media ricevuta e  $N_0$  la potenza di rumore. In ambienti urbani, la componente LOS della propagazione elettromagnetica tende a scomparire, se non per alcuni casi di collegamenti realizzati *ad-hoc* (ponti radio).

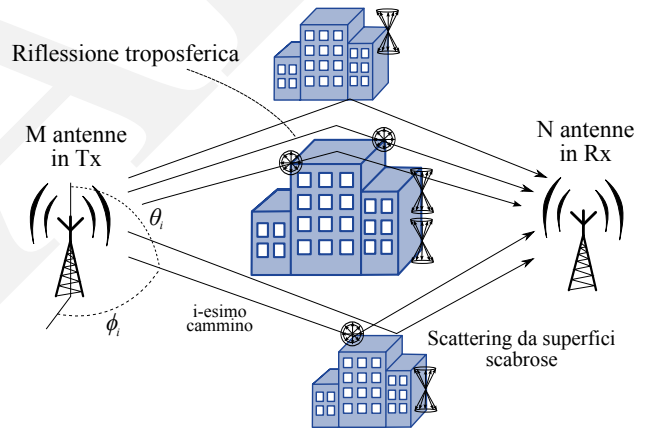


Figura 2. Meccanismi di propagazione NLOS.

2) *Propagazione NLOS*: È appunto la modalità di propagazione caratteristica degli ambienti urbani. Le onde trasmesse subiscono riflessione (speculare) e rifrazione (se l'ostacolo risulta trasparente alle frequenze del segnale), diffrazione (da discontinuità geometriche) e scattering (quando le dimensioni degli ostacoli sono inferiori a  $\lambda$  o ad essa paragonabili). Questi fenomeni contribuiscono a degradare le prestazioni della comunicazione, facendo sì che la potenza di segnale ricevuta non sia deterministicamente predicibile entro l'area di copertura. Al ricevitore si sovrappongono onde con sfasamenti differenti relative ai diversi cammini intrapresi dal campo irradiato in Tx, il cosiddetto fenomeno del *multipath*. Particolarmente deleterio è l'annullamento del campo in certi punti dello spazio, portando la potenza di segnale al disotto della soglia di rivelazione del ricevitore. Questo effetto va sotto il nome di *fading* da *multipath*. Per valutare le prestazioni del sistema in questo caso, si deve modellare la propagazione

includendo le caratteristiche aleatorie ad essa associate, non essendo deterministici i fenomeni di interazione tra l'onda elettromagnetica e l'ambiente circostante. L'effetto principale della propagazione NLOS è quello di far sì che giungano al ricevitore delle repliche di un simbolo trasmesso ad istanti diversi, dando luogo al *delay spread*. Anche se le repliche che giungono in tempi successivi tendono ad avere energia inferiore (avendo percorso una distanza maggiore), queste si sovrappongono a simboli trasmessi successivamente, con conseguente interferenza intersimbolica. In generale, i meccanismi di propagazione NLOS dipendono dalla frequenza del segnale trasmesso, essendo lo scattering un fenomeno in cui la reirradiazione è funzione delle dimensioni dell'ostacolo in termini di lunghezza d'onda. Si ha scattering alla Rayleigh, pressoché isotropico per oggetti di dimensioni inferiori a  $\lambda$  e scattering alla Mie, caratterizzato da una direzione di reirradiazione prevalente, quando le dimensioni dell'ostacolo sono comparabili e maggiori di  $\lambda$  [7].

## II. ASPETTI FONDAMENTALI DEL MIMO

### A. Diversità spaziale

Il concetto di diversità spaziale [8] prende spunto dalla considerazione che gli array, disposizione nello spazio di una serie di antenne, consentono di migliorare la risoluzione spaziale, convogliando la potenza entro un determinato angolo solido. Per ottenere una larghezza di fascio più stretta dobbiamo realizzare una distribuzione di antenne sempre più ampia. Nel limite che ci è imposto dall'ingombro risultante, è possibile giungere ad una selettività spaziale, andando ad isolare delle direzioni di ricetrasmisione. Si può quindi sfruttare, con un sistema ad antenne multiple ed un'opportuna "elaborazione spaziale", le caratteristiche di multipath del canale di propagazione per migliorare le prestazioni del sistema, ossia incrementando il *throughput* (capacità), migliorando l'affidabilità del collegamento (nei confronti del fading) e riducendo la potenza trasmessa a parità di prestazioni rispetto ad un sistema a singola antenna.

### B. Sistemi radianti per MIMO

In generale, ci si riferisce al sistema radiante in termini di *Multipoint Antenna* (MPA). In effetti, il sistema radiante non è necessariamente costituito da una serie di antenne fisicamente distinte, ma può essere realizzato come singola antenna con molteplici porte di alimentazione tali da consentire, a seconda della porta alimentata, una diversa caratteristica di radiazione. Si distinguono quindi tre tipologie di MPA (Fig. 3-4):

- **Multielement Antenna** (MEA) : un sistema di antenne in cui ciascuna porta è costituita da antenne fisicamente distinte,
- **Multipolarized Antenna** (MPoA): un sistema di antenne in cui ciascuna porta si riferisce ad una polarizzazione del campo elettrico ben definita,
- **Multimode Antenna** (MMA): un sistema di antenne in cui ciascuna porta si riferisce ad un pattern di radiazione preciso.

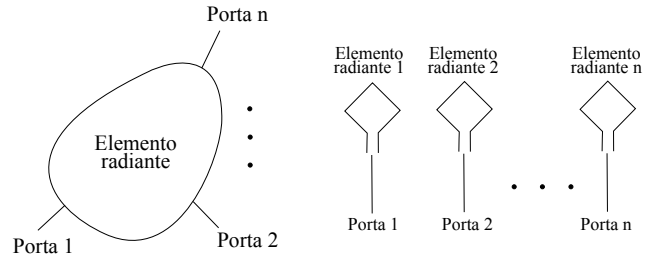


Figura 3. Schematizzazione di *Multimode antenna* (sinistra) e *Multielement antenna* (destra).

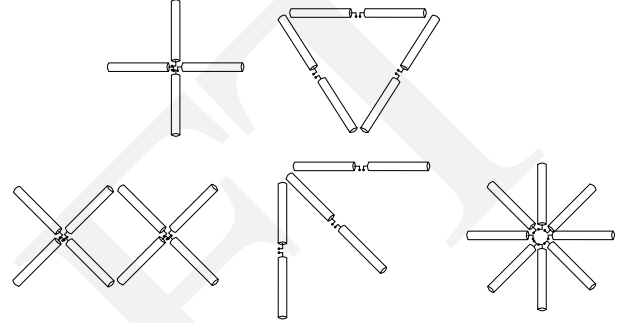


Figura 4. Varie conformazioni di *Multipolarized antennas* realizzabili con dipoli.

### C. Canale MIMO

Si consideri il sistema MIMO  $M \times N$  costituito da  $M$  porte in trasmissione (*input* nel canale) ed  $N$  porte in ricezione (*output* dal canale). Si ha la seguente relazione ingresso-uscita

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}$$

in cui  $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  è il vettore dei simboli trasmessi,  $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  i simboli ricevuti,  $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  le componenti aleatorie del rumore bianco ed  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$  la matrice che caratterizza il canale da un punto di vista elettromagnetico (Fig. 5).

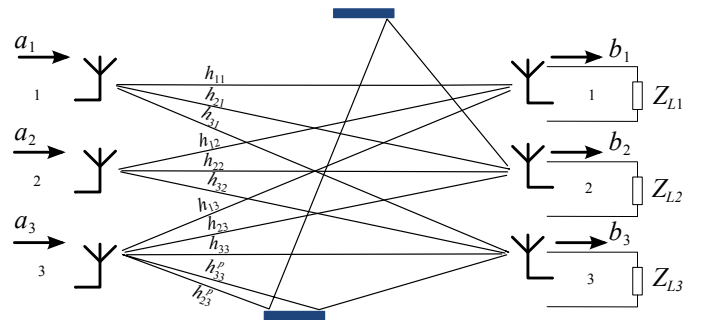


Figura 5. Schematizzazione di un sistema MIMO  $3 \times 3$  con gli elementi della matrice di canale

Come discusso nell'introduzione, la propagazione del segnale in un ambiente realistico avviene per collegamenti LOS e NLOS. La matrice di canale, seguendo il medesimo approccio, viene scomposta nella somma di due matrici [9]:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \bar{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \tilde{\mathbf{H}}$$

dove  $\bar{\mathbf{H}}$  è costituita da variabili deterministiche che descrivono la componente LOS e  $\tilde{\mathbf{H}}$  è in generale costituita da variabili aleatorie scorrelate con distribuzione gaussiana a valor medio nullo.  $K$  è un coefficiente, detto “riceano” perché tiene conto della distribuzione di potenza tra LOS e NLOS secondo una statistica di Rice. La distribuzione di Rice modella la presenza contemporanea di collegamenti LOS e NLOS, il primo essendo dominante in termini di potenza rispetto all’altro [10].

**Componente  $\bar{\mathbf{H}}$ :** La componente LOS della matrice di canale si valuta assumendo il sistema MIMO posto nello spazio libero come illustrato in Fig. 6.

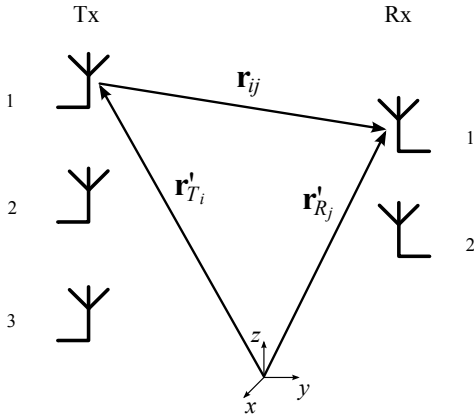


Figura 6. Antenne di un sistema MIMO  $3 \times 2$  posto nello spazio libero per la valutazione della componente LOS della matrice di canale.

Noti i parametri elettrici delle antenne (diagrammi di radiazione, impedenze) e le distanze relative,  $\bar{\mathbf{H}}$  per un sistema a banda stretta (ipotesi di mezzo non dispersivo) si calcola applicando la formula di Friis ottenendo

$$\bar{\mathbf{H}}_{ij}(\mathbf{r}'_{T_i}, \mathbf{r}'_{R_j}) = K_{RT_{ij}} \Gamma(r_{ij}) (\mathbf{F}^R(\Omega_{R_j}))^\dagger \mathbf{F}^T(\Omega_{T_i}) e^{-j\mathbf{k}_{ij} \cdot \mathbf{r}_{ij}}$$

con

- $K_{RT_{ij}} = \sqrt{\frac{Z_j^{0,R}}{Z_i^{0,T}}} \sqrt{\frac{\Re\{Z_i^T\}}{\Re\{Z_j^R\}}}$ , il coefficiente che tiene conto dell’adattamento delle impedenze di uscita delle antenne in Tx e delle impedenze d’ingresso delle antenne in Rx alle rispettive linee di alimentazione,
- $\Gamma(r_{ij}) = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) \left(\frac{1}{r_{ij}}\right)^{\frac{n_{PL}}{2}}$ , il fattore di attenuazione della propagazione (*Path Loss*),  $r_{ij} = |\mathbf{r}'_{T_i} - \mathbf{r}'_{R_j}|$  e  $n_{PL} \geq 2$ ,
- $\mathbf{F}^T(\Omega_{T_{ij}})$  e  $\mathbf{F}^R(\Omega_{R_{ij}})$ , i pattern di radiazione normalizzati, in  $\theta$  e  $\phi$ , rispettivamente nelle direzioni di Tx e di Rx.

e  $\dagger$  evidenzia la relativa matrice trasposta coniugata.

Assumendo  $\tau_{ij}^0 = \frac{r_{ij}}{c}$ , ossia il ritardo di propagazione tra l’i-esima antenna trasmittente e la j-esima ricevente, la funzione di trasferimento deterministica diventa

$$\bar{\mathbf{H}}_{ij}(\mathbf{r}'_{T_i}, \mathbf{r}'_{R_j}) = K_{RT_{ij}} \Gamma(r_{ij}) (\mathbf{F}^R(\Omega_{R_j}))^\dagger \mathbf{F}^T(\Omega_{T_i}) e^{-j2\pi f \tau_{ij}^0}.$$

**Componente  $\tilde{\mathbf{H}}$ :** La propagazione NLOS è caratterizzata, in approssimazione deterministica, da una serie cammini ottici o *Multipath Components* (MPC). Per costruire un modello, si ritengono  $P$  cammini rilevanti (di potenza ricevuta non trascurabile). Essendo questi cammini considerati deterministici, gli elementi della matrice di canale differiranno da quelle LOS dalla lunghezza del percorso  $r_{ij}^p = r_T^p + r_R^p$ , dato dalla somma delle distanze tra trasmettitore e diffusore  $r_T^p$  e tra diffusore e antenna ricevente  $r_R^p$ . Vi sarà inoltre un termine matriciale, la matrice polarimetrica normalizzata  $\mathbf{C}_{TR_{ij}}^p$ , che tiene conto dell’interazione tra l’onda elettromagnetica e il diffusore per ciascuna delle componenti  $\theta$  e  $\phi$ . Si ha quindi:

$$\tilde{\mathbf{H}}_{ij}(f, \mathbf{r}'_{T_i}, \mathbf{r}'_{R_j}) = \sum_{p=1}^P K_{RT_{ij}} \Gamma(r_{ij}^p) (\mathbf{F}_j^R(\Omega_{R_j}^p))^\dagger \mathbf{C}_{TR_{ij}}^p \mathbf{F}_i^T(\Omega_{T_i}^p) e^{-j2\pi f \tau_{ij}^p}.$$

Si noti che l’indice  $p = 0$  è riferito alla propagazione LOS, in modo da poter trattare le componenti deterministiche e quelle pseudo-deterministiche (NLOS) rilevanti in un’unica sommatoria.

Per esplicitare la natura aleatoria della propagazione NLOS, vi sono sostanzialmente tre modelli statistici:

- il *modello Kronecker*, che assume scorrelati i processi di fading tra Tx e Rx. Si appoggia sulla valutazione di matrici di correlazione spaziale tra le antenne del trasmettitore e analogamente tra quelle del ricevitore. Viene in particolare usato dallo standard l’IEEE 802.11n per implementare la codifica MIMO [11],
- il *modello Weichselberger*, che consente di considerare i processi di fading tra Tx e Rx non scorrelati. I suoi parametri principali sono gli autovettori delle matrici di correlazione ed una matrice di accoppiamento diretto tra Tx e Rx,
- la *rappresentazione virtuale di canale*, che è analoga al modello Weichselberger ma impiega i vettori di eccitazione delle porte, riferendosi quindi allo spazio di pattern (il passaggio dalle eccitazioni al pattern è sostanzialmente una trasformata di Fourier [12]), invece degli autovettori delle matrici di correlazione.

#### D. Propagazione ricca di scattering

Il modello Kronecker è il più popolare per la sua semplicità analitica e la rispondenza per gli ambienti ricchi di scattering. Essendo le antenne in Tx e Rx scorrelate, la matrice di canale NLOS può essere riscritta nella forma

$$\tilde{\mathbf{H}} = (\mathbf{R}_H^R)^{\frac{1}{2}} \mathbf{W} ((\mathbf{R}_H^T)^{\frac{1}{2}})^\dagger$$

dove  $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N \times M}$  è una matrice i cui elementi sono variabili aleatorie distribuite  $N(0, 1)$  (distribuzione gaussiana a media nulla e varianza unitaria),  $\mathbf{R}_H^T \in \mathbb{C}^{M \times M}$  e  $\mathbf{R}_H^R \in \mathbb{C}^{N \times N}$  sono rispettivamente le matrici di correlazione spaziale in Tx e Rx.

Quest'ultime si possono ricavare da una campagna di misure di canale dalle relazioni

$$\mathbf{R}_H^T = \frac{E \left\{ \left( \tilde{\mathbf{H}} \right)^\dagger \tilde{\mathbf{H}} \right\}}{\sqrt{E \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{H}} \right\|_F^2 \right\}}} \quad \mathbf{R}_H^R = \frac{E \left\{ \tilde{\mathbf{H}} \left( \tilde{\mathbf{H}} \right)^\dagger \right\}}{\sqrt{E \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{H}} \right\|_F^2 \right\}}}$$

dove  $\left\| \cdot \right\|_F$  è la norma di Frobenius e  $E\{\cdot\}$  il valore atteso. Si definisce la correlazione di canale  $\mathcal{R}^H$  come la covarianza della vettorializzazione (le colonne della matrice vengono concatenate in un'unica colonna con l'operatore  $\text{vec}(\cdot)$ ) della matrice di canale NLOS oppure come il prodotto di Kronecker ( $\otimes$ ) tra le matrici di correlazione Tx e Rx

$$\mathcal{R}^H = E \left\{ \text{vec} \left( \tilde{\mathbf{H}} \right) \text{vec} \left( \tilde{\mathbf{H}} \right)^\dagger \right\} = \mathbf{R}_H^T \otimes \mathbf{R}_H^R$$

Le matrici di correlazione possono inoltre essere valutate analiticamente dai pattern di radiazione normalizzati con:

$$\mathbf{R}_{H_{ij}}^{R,T} = \frac{\mathbf{X}_{H_{ij}}^{R,T}}{\sqrt{\mathbf{X}_{H_{ii}}^{R,T} \mathbf{X}_{H_{jj}}^{R,T}}}$$

$$\mathbf{X}_{H_{ij}}^{R,T} = \frac{1}{8\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} \left( \mathbf{F}_i^{R,T}(\theta, \phi) \right)^\dagger \mathbf{F}_j^{R,T}(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi$$

dove  $\mathbf{X}_{H_{ij}}^{R,T}$  sono termini di covarianza relativi alle porte del ricevitore o del trasmettitore.

Siamo in generale interessati a valutare le prestazioni di un sistema MIMO in ambiente ricco di scattering, il canale verrà quindi nel seguito assunto esclusivamente caratterizzato da propagazione NLOS, ossia  $\mathbf{H} \approx \tilde{\mathbf{H}}$  (coefficiente riceano  $K = 0$ ). Si noti inoltre che la componente LOS è tale da aumentare la correlazione [9] tra i vari cammini del canale, peggiorando quindi le prestazioni del sistema MIMO.

### E. Normalizzazione della matrice di canale

Per poter confrontare le prestazioni di diversi sistemi multiantenna, è opportuno procedere con una normalizzazione del canale, assumendo come riferimento la potenza ricevuta  $P_R$ . A seguito della normalizzazione, la capacità di canale diventa una funzione del rapporto segnale rumore (*Signal to Noise Ratio* o SNR)  $\rho_0$  al ricevitore mediato nel tempo su tutte le porte [1], [13]

$$C = \log_2 \det \left( \mathbf{I} + \frac{\rho_0}{M} \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^\dagger \right)$$

Si considerino  $Q$  realizzazioni diverse di canale (diverse disposizioni del trasmettitore e del ricevitore nello spazio) per un'analisi delle variazioni relative allo spostamento di un terminale ricetrasmittente mobile. La matrice di canale normalizzata della  $q$ -esima realizzazione si ottiene con la seguente

$$\mathbf{H}_0^q = \mathbf{H}^q \sqrt{\frac{NMQ}{\sum_{q=1}^Q \left\| \mathbf{H}^q \right\|_F^2}}$$

Utilizzando il modello di Kronecker per il canale, si giunge alla seguente relazione per la capacità di canale

$$C = \log_2 \det \left( \mathbf{I} + \frac{\rho_0}{M} \mathbf{R}_{H_0}^R \mathbf{W} \mathbf{R}_{H_0}^T \mathbf{W}^\dagger \right)$$

da cui si intuisce che per massimizzare la capacità di sistema occorre realizzare sistemi di antenne tali per cui le  $M$  porte in Tx siano scorrelate tra di loro, e ad egual modo per le  $N$  porte in Rx:

$$\mathbf{R}_{H_0}^{R,T} \rightarrow \mathbf{I}$$

In tal caso le prestazioni del sistema non dipendono più dal particolare MPA usato e le porte si dicono scorrelate. Questo risultato si può ottenere andando a minimizzare gli accoppiamenti mutui tra le antenne oppure realizzando delle reti di decorrelazione.

### F. Clusters

In generale, i cammini di propagazione NLOS (MPC) non sono determinati univocamente. Si preferisce raggrupparli in *clusters* in trasmissione (in ricezione), ossia un gruppo di cammini provenienti dal trasmettitore (diretti al ricevitore) entro un certo angolo solido e che giungono in modo diverso al ricevitore (che provengono in modo diverso dal trasmettitore). Ci si aspetta che più stretto è l'angolo solido associato ad un cluster, minore sarà il ritardo associato al *delay spread*. Il *delay spread* viene modellato con una funzione di dispersione (esponenziale decrescente) che moltiplica la matrice polarimetrica normalizzata relativa ad un cluster.

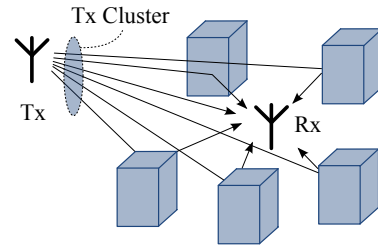


Figura 7. Cluster in trasmissione.

### G. Distribuzione spaziale di $P_R$

La variazione della distanza relativa tra Tx e Rx influenza notevolmente la potenza di segnale ricevuto, quindi la capacità media del sistema. Si individuano tre componenti relative alla variazione di  $P_R$  (Fig. 8):

- Le *path losses*, inversamente proporzionali alla distanza tra Tx e Rx secondo l'esponente  $n_{PL} \geq 2$ ,
- Il fading lento, fluttuazioni su larga scala circa ogni  $10\lambda$ ,
- Il fading rapido, fluttuazioni su scala microscopica circa ogni  $\lambda$ .

### H. Tecniche di codifica MIMO

Vi sono sostanzialmente tre tecniche di codifica MIMO:

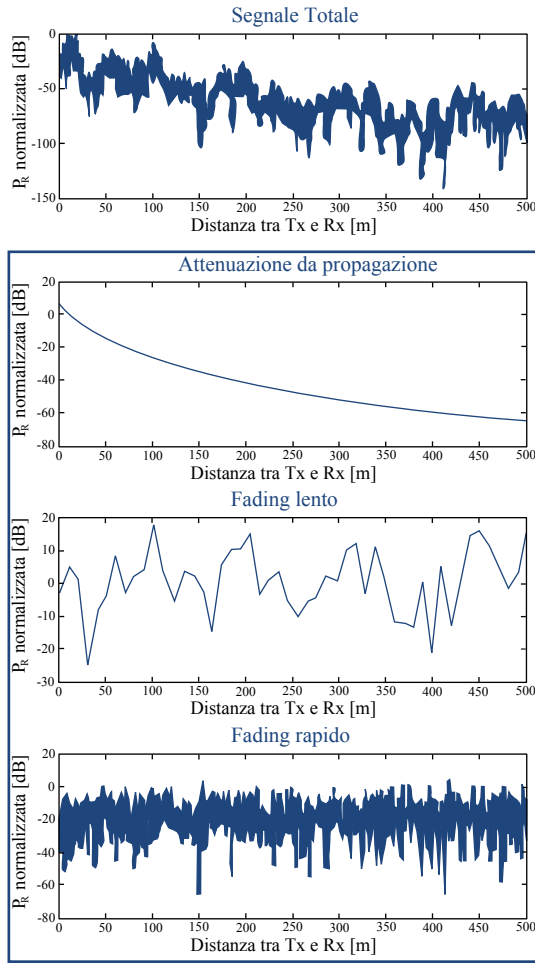


Figura 8. Andamento di  $P_R$  al variare della distanza tra Tx e Rx [2].

1) *Tecniche di diversità spaziale o Space-Time Coding (STC)*: vengono usate per aumentare la potenza di segnale dei simboli ricevuti, quindi ad incrementare l'SNR [14]. Si ha ridondanza dei simboli inviati da antenne diverse, consentendo quindi di combattere il fading rapido. Tra i parametri di riferimento vi è il guadagno di diversità o ordine di diversità  $G_d = - \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{\log P_e}{\log \gamma}$  con  $P_e$  la probabilità di errore e  $\gamma$  l'SNR (Fig. 9). Per un sistema MIMO  $M \times N$ ,  $G_d$  vale al massimo  $MN$ .

2) *Multiplazione spaziale (SM)*: è una tecnica che aumenta il throughput di comunicazione. Si inviano simboli diversi contemporaneamente e con la medesima portante ma tramite antenne diverse. Si ha il guadagno di multiplazione  $G_{sm} = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{R}{\log \gamma}$  con  $R$  il rate dei simboli e  $\gamma$  l'SNR. Per un sistema MIMO  $M \times N$ ,  $G_{sm}$  vale al massimo  $\min(M, N)$ , ossia il numero massimo di cammini indipendenti effettivi.

3) *Tecniche di Beamforming*: è una tecnica usata per aumentare sia la potenza di segnale che il rate di trasmissione [15]. Il guadagno d'array [12] dovuto alla combinazione coerente (tramite reti di *beamforming* o BFN) dei segnali sulle antenne in Tx o Rx è tale da migliorare l'SNR in ricezione, quindi la capacità di sistema. Si va quindi ad amplificare il segnale relativo ad un determinato cluster.

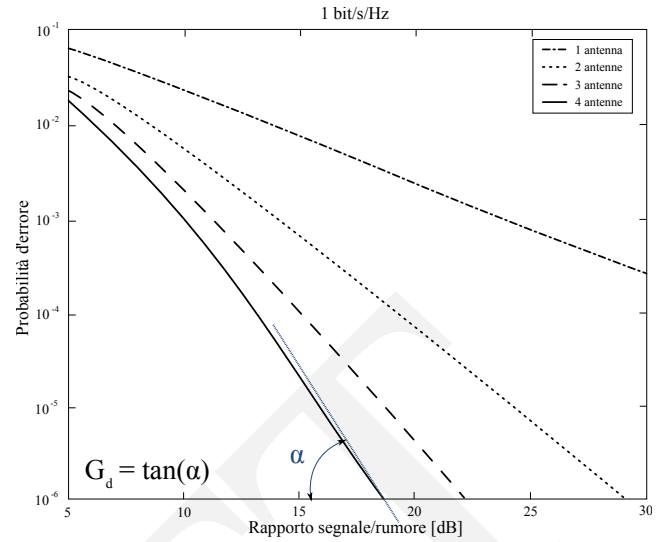


Figura 9. Andamento della probabilità di errore rispetto all'SNR per un sistema STC al variare del numero di antenne in ricezione.

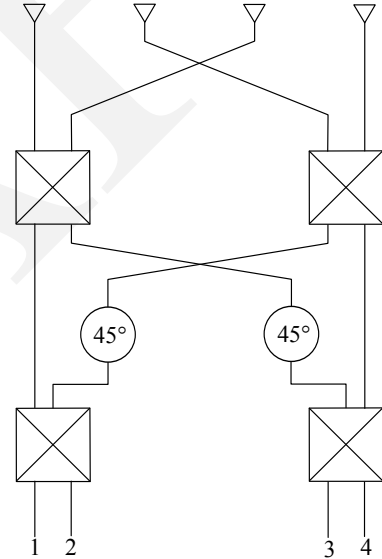


Figura 10. Esempio di rete di *beamforming*: la “matrice di Butler”.

### III. MODELLO PER SISTEMI MIMO

È ben noto che una collocazione ravvicinata di antenne dà luogo ad accoppiamenti mutui. Le caratteristiche elettriche proprie delle antenne variano (pattern di radiazione, impedenza d'ingresso) per la presenza delle antenne circostanti (così come varia il comportamento di un'antenna dallo spazio libero di progetto all'ambiente operativo reale). Le antenne di un MPA non possono quindi essere considerate indipendenti l'una dall'altra. Caratterizzando la radiazione di un sistema ad antenne multiple in termini di armoniche sferiche (set di pattern di radiazione ortonormali derivati dalla soluzione dell'equazione di Laplace in coordinate sferiche), si può caratterizzare l'interazione tra le onde guidate e quelle radiate in termini di parametri di scattering. Troncando il numero di armoniche sferiche (insieme infinito) ai modi rilevanti (di potenza non



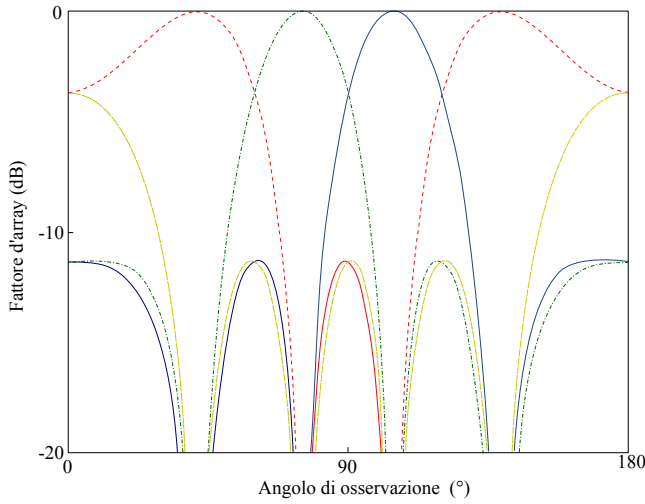


Figura 11. Guadagni normalizzati ottenibili dalla matrice di Butler di Fig. 10 a seconda della porta di eccitazione.

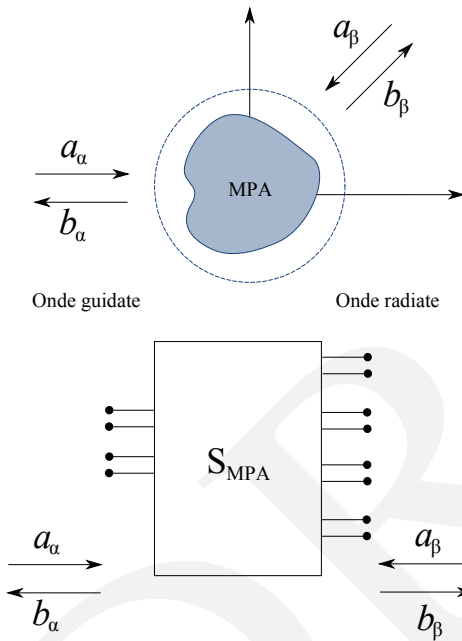


Figura 12. MPA e rappresentazione modale della propagazione elettromagnetica guidata e radiata.

trascurabile), possiamo scrivere

$$\mathbf{b}^{T,R} = \begin{pmatrix} \mathbf{b}_{\alpha}^{T,R} \\ \mathbf{b}_{\beta}^{T,R} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{\alpha\alpha}^{T,R} & \mathbf{S}_{\alpha\beta}^{T,R} \\ \mathbf{S}_{\beta\alpha}^{T,R} & \mathbf{S}_{\beta\beta}^{T,R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{a}_{\alpha}^{T,R} \\ \mathbf{a}_{\beta}^{T,R} \end{pmatrix} = \mathbf{S}^{T,R} \mathbf{a}^{T,R}$$

dove  $\mathbf{S}_{\alpha\alpha}^{T,R}$  è la matrice di scattering che tiene conto delle riflessioni e degli accoppiamenti mutui,  $\mathbf{S}_{\alpha\beta}^{T,R}$ ,  $\mathbf{S}_{\beta\alpha}^{T,R}$  rappresentano i pattern di radiazione modali in Tx e Rx e  $\mathbf{S}_{\beta\beta}^{T,R}$  è il campo diffuso dall'antenna (la quale potenza non risulta disponibile ai morsetti dell'antenna). Il pedice  $\alpha$  si riferisce alla propagazione guidata, mentre  $\beta$  a quella radiata. Il pattern

associato alla  $i$ -esima porta è dato dalla serie:

$$\mathbf{F}_i^{R,T}(\theta, \phi) = \sum_{j=1}^{\infty} \mathbf{S}_{\beta\alpha_j i}^{R,T} \Psi_j(\theta, \phi)$$

dove  $\Psi_j(\theta, \phi)$  sono le funzioni modali ortonormali dell'e-spansione in armoniche sferiche. Per antenne prive di perdite, possiamo scrivere [16]

$$\int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} \left( \mathbf{F}_i^{R,T}(\theta, \phi) \right)^{\dagger} \mathbf{F}_i^{R,T}(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi = \left( \mathbf{S}_{\beta\alpha_i}^{R,T} \right)^{\dagger} \mathbf{S}_{\beta\alpha_i}^{R,T} \leq \mathbf{I} - \left( \mathbf{S}_{\alpha\alpha_i}^{R,T} \right)^{\dagger} \mathbf{S}_{\alpha\alpha_i}^{R,T} \quad (1)$$

dove  $\mathbf{S}_{\alpha\alpha_i}^{R,T}$  è l' $i$ -esima colonna di  $\mathbf{S}_{\alpha\alpha}^{R,T}$ . La potenza irradiata è data da:

$$\begin{aligned} \overline{P}_{\alpha T}^T &= (\mathbf{b}_{\beta T}^T)^{\dagger} \mathbf{b}_{\beta T}^T = (\mathbf{a}_{\beta T}^T)^{\dagger} (\mathbf{S}_{\beta T \alpha T}^T)^{\dagger} \mathbf{S}_{\beta T \alpha T}^T \mathbf{a}_{\alpha T}^T \\ &\leq (\mathbf{a}_{\beta T}^T)^{\dagger} \left( \mathbf{I} - (\mathbf{S}_{\alpha T \alpha T}^T)^{\dagger} \mathbf{S}_{\alpha T \alpha T}^T \right) \mathbf{a}_{\alpha T}^T \end{aligned}$$

Per la reciprocità delle antenne, risultati analoghi si ottengono per la potenza media in ricezione.

L'intero sistema MIMO viene scomposto sostanzialmente in tre blocchi: l'MPA in Tx, il canale di propagazione e l'MPA in Rx (Fig. 13). Il comportamento elettromagnetico dei vari blocchi viene caratterizzato con matrici di scattering. Valutata

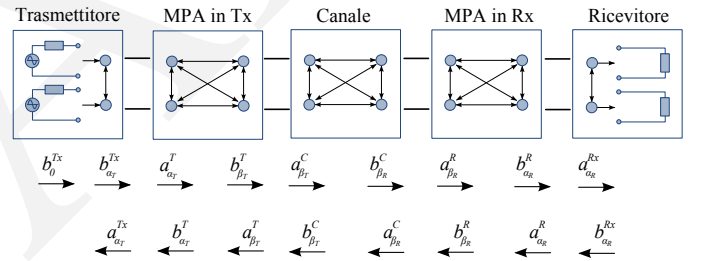


Figura 13. Schema a blocchi di un generico sistema MIMO.

la matrice di ciascun blocco, si costruisce per concatenazione ( $\odot$ ) delle matrici di scattering la matrice estesa del canale MIMO (Fig. 14):

$$\mathbf{S}^E = \mathbf{S}^T \odot \mathbf{S}^C \odot \mathbf{S}^R$$

Per semplificare la costruzione della matrice di scattering

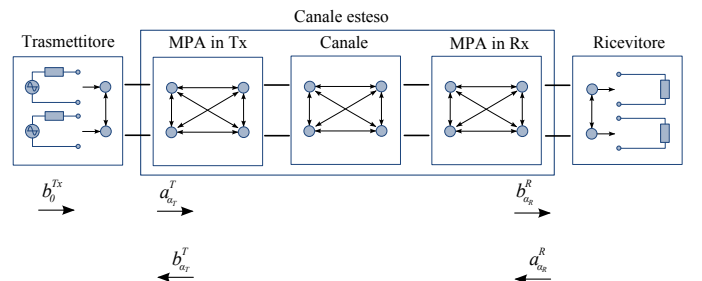


Figura 14. Matrice di canale estesa.

estesa, si assume il canale adattato ( $\mathbf{S}_{\beta T \beta T}^C = 0$  e  $\mathbf{S}_{\beta R \beta R}^C = 0$ ), ossia che a livello delle transizioni tra antenna ed aria tutta la potenza venga trasferita (si sono inclusi tutti i modi sferici

relevanti e non vi sono perdite) e che la propagazione sia unilaterale ( $\mathbf{S}_{\beta_T \beta_R}^C = 0$ ), da Tx a Rx. La matrice estesa risultante è

$$\begin{aligned} \mathbf{S}^E &= \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{\alpha_T \alpha_T}^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{S}_{\alpha_R \beta_R}^R & \mathbf{S}_{\beta_R \beta_T}^C \mathbf{S}_{\beta_T \alpha_T}^T & \mathbf{S}_{\alpha_R \alpha_R}^R \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{\alpha_T \alpha_T}^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{H} & \mathbf{S}_{\alpha_R \alpha_R}^R \end{pmatrix} \end{aligned}$$

La matrice  $N \times M$  data dal prodotto  $\mathbf{S}_{\alpha_R \beta_R}^R \mathbf{S}_{\beta_R \beta_T}^C \mathbf{S}_{\beta_T \alpha_T}^T$  descrive la trasmissione di segnali dalle porte di Tx a quelle di Rx. È quindi la matrice di canale che lega le  $M$  porte in trasmissione alle  $N$  porte in ricezione.

#### A. Matrice estesa e modello Kronecker

Per valutare le prestazioni di un sistema MIMO è possibile separare il trasmettitore dal ricevitore (Fig. 15), valutandone le prestazioni individuali separatamente. Quest'approccio è particolarmente utile quando l'ambiente è ricco di scattering, ed il modello Kronecker viene usato per la matrice di canale.

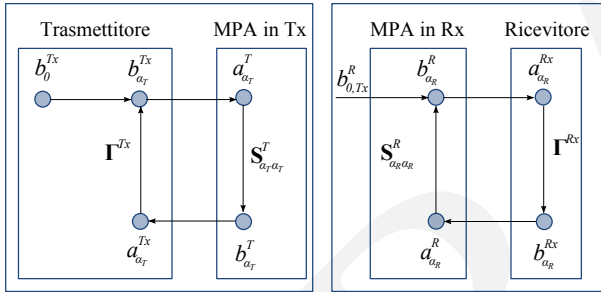


Figura 15. Separazione delle antenne in Tx da quelle in Rx nel modello MIMO a parametri di scattering.

L'analisi si riconduce quindi alla valutazione delle interazioni dirette tra le porte di un MPA, evidenziate dalle sottomatrici  $\mathbf{S}_{\alpha_T \alpha_T}^T$  e  $\mathbf{S}_{\alpha_R \alpha_R}^R$  della matrice estesa. Queste interazioni vanno sotto il nome di mutui accoppiamenti ed avvengono sostanzialmente per tre meccanismi (Fig. 16):

- accoppiamenti diretti tra gli elementi,
- onde superficiali nel dielettrico di supporto per antenne planari,
- riflessioni e scattering in campo vicino da oggetti metallici circostanti.

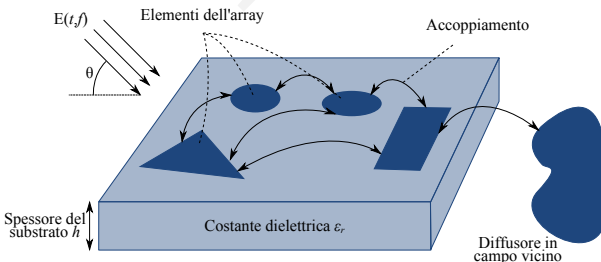


Figura 16. Fenomeno dei mutui accoppiamenti tra antenne e cause principali.

La matrice  $\mathbf{S}_{\alpha_T, R \alpha_T, R}^{T, R}$  si ottiene con la seguente tecnica: eccitando un'antenna per volta e chiudendo le altre su carichi adattati, si misura il coefficiente di riflessione alla porta alimentata. Una misura della potenza dissipata dai carichi delle altre antenne consente di calcolare, nota anche la potenza erogata dalla sorgente, il coefficiente di accoppiamento (Fig. 17).

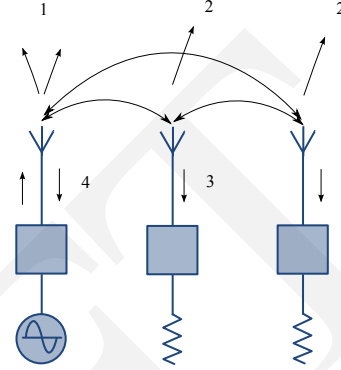


Figura 17. Meccanismi fisici in un MPA: 1. Radiazione, 2. Scattering da elementi non eccitati, 3. Potenza accoppiata, 4. Potenza riflessa

I parametri che permettono di caratterizzare il sistema MIMO sono:

- il guadagno di trasmissione di potenza nell'intera catena da Tx a Rx:

$$\begin{aligned} G_{tp} &= \frac{P_R}{P_T} = G_{tp}^T G_{tp}^C G_{tp}^R \\ &= \frac{(\mathbf{b}_{\alpha_R}^R)^\dagger \mathbf{b}_{\alpha_R}^R - (\mathbf{a}_{\alpha_R}^R)^\dagger \mathbf{a}_{\alpha_R}^R}{(\mathbf{a}_{\alpha_T}^T)^\dagger \mathbf{a}_{\alpha_T}^T - (\mathbf{b}_{\alpha_T}^T)^\dagger \mathbf{b}_{\alpha_T}^T} \end{aligned}$$

- la correlazione del canale esteso  $\mathcal{R}^E = \mathbf{R}_{\mathbf{E}}^T \otimes \mathbf{R}_{\mathbf{E}}^R$ ,
- la correlazione estesa tra antenne  $\mathbf{X}_{\mathbf{E}}^{R, T}$ . Nel caso particolare di antenne adattate all'impedenza caratteristica di linea si ha  $\mathbf{\Gamma}_{\alpha_R}^D = \mathbf{0}$ , quindi  $\mathbf{X}_{\mathbf{E}}^{R, T} = \mathbf{X}_{\mathbf{H}}^{R, T}$ ,
- la capacità di sistema

$$C = \log_2 \det \left( \mathbf{I} + \frac{\rho_0}{M} \mathbf{R}_{\mathbf{E}_0}^R \mathbf{W} \mathbf{R}_{\mathbf{E}_0}^T \mathbf{W}^\dagger \right), \quad (2)$$

- il guadagno di diversità  $G_d = \text{rank}(\mathbf{R}_{\mathbf{E}_0}^T) \text{rank}(\mathbf{R}_{\mathbf{E}_0}^R)$ ,
- la banda  $B$ , valutata sui coefficienti di riflessione (condizioni più stringenti) alla sorgente e al carico, tipicamente a - 6 dB (75 % di efficienza),
- i gradi di libertà (spaziale) effettivi o *Effective Degrees of Freedom*

$$EDoF = \left. \frac{\partial C(x)}{\partial \log_2(x)} \right|_{x=\rho},$$

che tende a  $\min(M, N)$  all'aumentare dell'SNR.

#### IV. PROGETTO DI ANTENNE PER MIMO

Il progetto di antenne per sistemi MIMO si basa sul principio che un aumento del numero di antenne (quindi del costo complessivo dell'apparecchiatura) deve tradursi in un effettivo miglioramento delle prestazioni, in particolare di un aumento della capacità. L'aumento di capacità (2) si può ottenere, come

visto in precedenza, andando a massimizzare il guadagno di trasmissione di potenza, il quale massimizza appunto l'SNR al ricevitore. Assumendo la propagazione ricca di scattering (modello Kronecker), si deve realizzare una condizione di “adattamento coniugato multiporta” tra le  $M$  sorgenti e l'MPA in Tx e tra l'MPA in Rx e i carichi (impedenze d'ingresso dei ricevitori), implementando le condizioni

$$\begin{aligned}\mathbf{\Gamma}^{Tx} &= (\mathbf{S}_{\alpha_T \alpha_T}^T)^\dagger, \\ \mathbf{\Gamma}^{Rx} &= (\mathbf{S}_{\alpha_R \alpha_R}^R)^\dagger.\end{aligned}$$

Inoltre, per aumentare la capacità, si deve minimizzare la correlazione di canale (assicurandosi dell'effettiva ricchezza di scattering) e la correlazione tra le antenne (riducendo gli accoppiamenti mutui). Tra le tecniche disponibili per minimizzare la correlazione, si hanno

- l'implementazione di un efficace diversità di antenna (spaziale, di polarizzazione, di pattern),
- l'impiego di reti di decorrelazione (*Decorrelating Networks* o DN),

le quali vanno prevalentemente ad agire sulla correlazione tra antenne riducendo i mutui accoppiamenti.

Analiticamente, per avere disaccoppiamento tra le antenne in un MPA si deve avere

$$\int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} \left( \mathbf{F}_i^{R,T}(\theta, \phi) \right)^\dagger \mathbf{F}_i^{R,T}(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi = \mathbf{I},$$

quindi, da (1),  $(\mathbf{S}_{\alpha\alpha}^{R,T})^\dagger \mathbf{S}_{\alpha\alpha}^{R,T} = \mathbf{0}$  ovvero  $\mathbf{S}_{\alpha\alpha}^{R,T} = \mathbf{0}$ . Da un punto di vista della matrice estesa, le matrici di scattering diagonali devono annullarsi ( $\mathbf{S}_{\alpha_R, T \alpha_R, T}^{R,T} = \mathbf{0}$ ). In conclusione, pattern ortogonali implicano porte scorrelate agli MPA. Da un punto di vista elettromagnetico, pattern ortogonali si ottengono con la diversità spaziale, ossia con antenne identiche distanziate opportunamente, con la diversità di polarizzazione, ovvero con antenne polarizzate diversamente e con la diversità di pattern, cioè da angoli solidi di ricetrasmisione distinti.

#### A. Diversità di antenna

1) *Diversità spaziale*: Un criterio progettuale per distanziare gli elementi di un MEA di antenne è dato dal modello di Jakes [2] per la correlazione tra due antenne isotrope con una distribuzione uniforme d'incidenza azimutale (2D) rappresentazione dalla relazione

$$\mathbf{R}_{H_{ij}} = J_0(kd_{ij}),$$

che lega la correlazione tra le antenne alla loro distanza relativa secondo una funzione di Bessel del primo tipo e di ordine 0 (Fig. 18). Tipicamente si sceglie  $d_{ij} \geq \frac{\lambda}{2}$ .

Come si evince dalla Fig. 19, anche la modalità di propagazione influenza notevolmente il coefficiente di correlazione, e limitarsi a considerare un ambiente ideale ricco di scattering può essere sinonimo di cattivo progetto.

2) *Diversità di polarizzazione*: Le antenne sono disposte in modo da corrispondere ad una determinata polarizzazione del campo [18], [19]. In Fig. 20 vi è un esempio di MPoA realizzato con tre dipoli stampati [20].

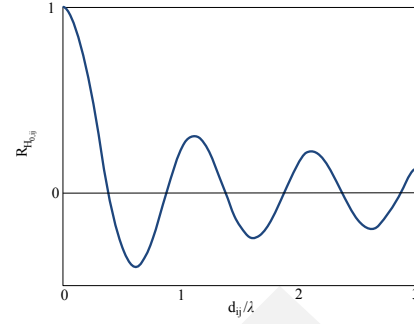


Figura 18. Coefficiente di correlazione spaziale al variare della distanza tra antenne isotropiche equipolarizzate.

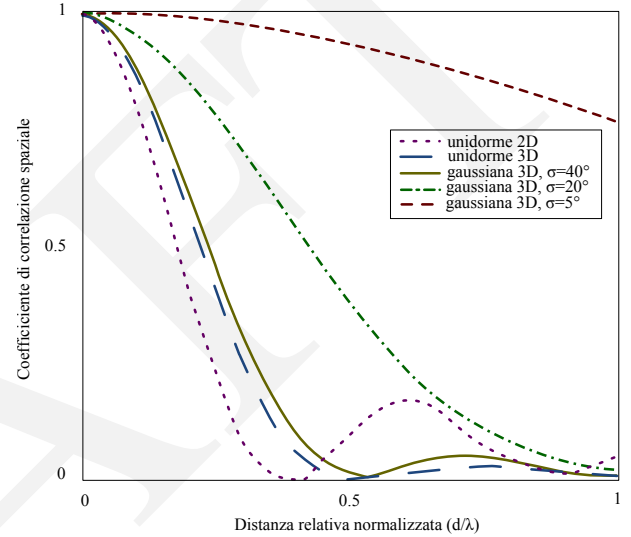


Figura 19. Andamento del coefficiente di correlazione spaziale al variare della distanza relativa tra due antenne a patch, trascurando gli effetti dei mutui accoppiamenti. Le curve sono relative a diverse distribuzioni assunte per l'angolo solido di osservazione (tratto da [17]).

3) *Diversità di pattern*: Le antenne vengono progettate in modo da generare pattern ortogonali. Tipicamente viene realizzato mediante MMA Fig. 21-22 o con reti di beamforming quali la matrice di Butler Fig. 23-24.

#### B. Reti di decorrelazione

Le reti di decorrelazione (Fig. 25) hanno lo scopo di compensare gli effetti dei mutui accoppiamenti mediante combinazioni lineari dei segnali ricevuti, sfruttando le simmetrie strutturali degli MPA. Il progetto si conduce anche qui separando Tx da Rx nello schema a blocchi. L'adattamento prediletto per la sintesi di DN è quello coniugato multiporta, ossia che tutte le porte siano adattate quando tutte le porte del sistema radiante sono eccitate. Si noti che comunque, in generale, l'impiego di DN è tale da ridurre la banda operativa del sistema MIMO, essendo la circuiteria a banda relativamente stretta rispetto a quella delle antenne.

### V. ESEMPIO DI PROGETTO DI ANTENNE PER MIMO

Si vogliono migliorare le prestazioni di un router wireless SISO (Fig. 26) integrandovi funzionalità MIMO. Le dimensioni del router sono fisse ed è possibile aggiungere fino a due



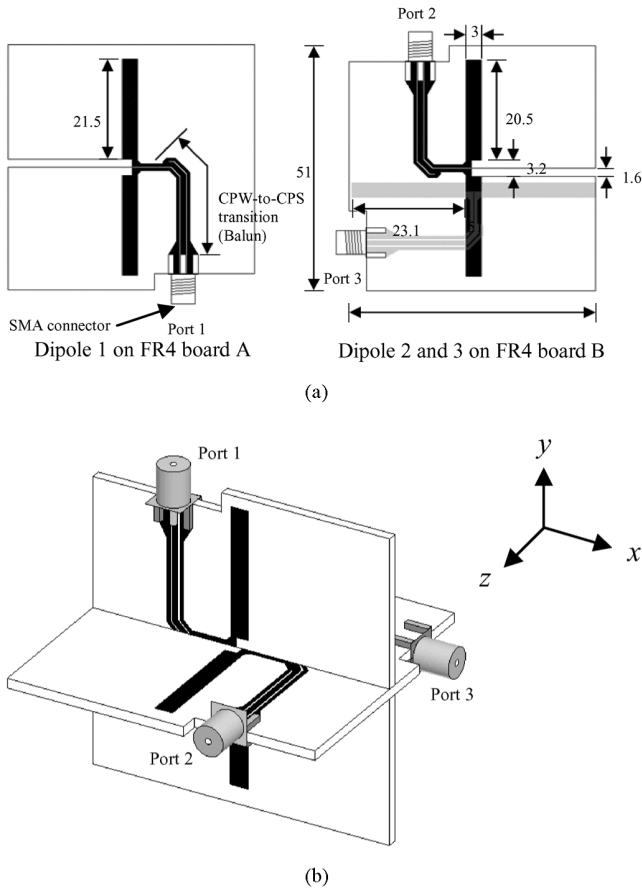


Figura 20. MPoA di tre dipoli stampati progettato per sistemi MIMO.

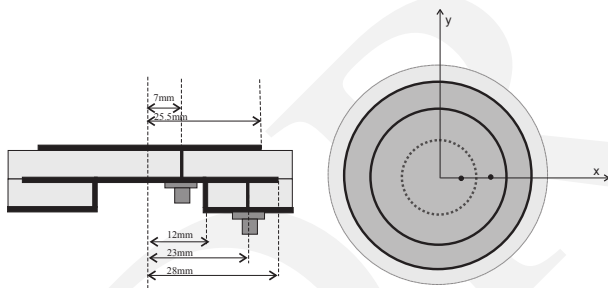


Figura 21. MMA realizzato in struttura planare con la sovrapposizione di patch circolari [21].

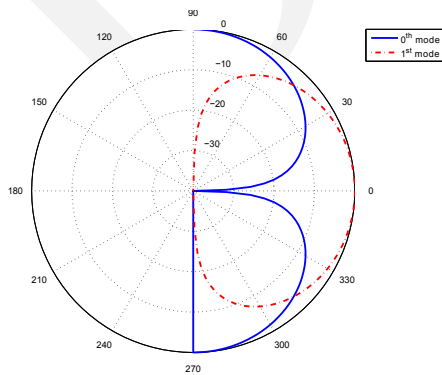


Figura 22. Pattern relativo all'MMA di Fig. 21.

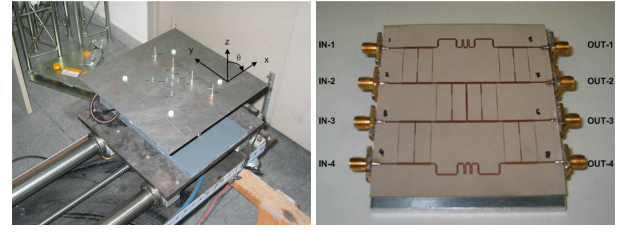


Figura 23. Array di 4 monopoli (sinistra) e matrice di Butler usata per il beamforming (destra) [22].

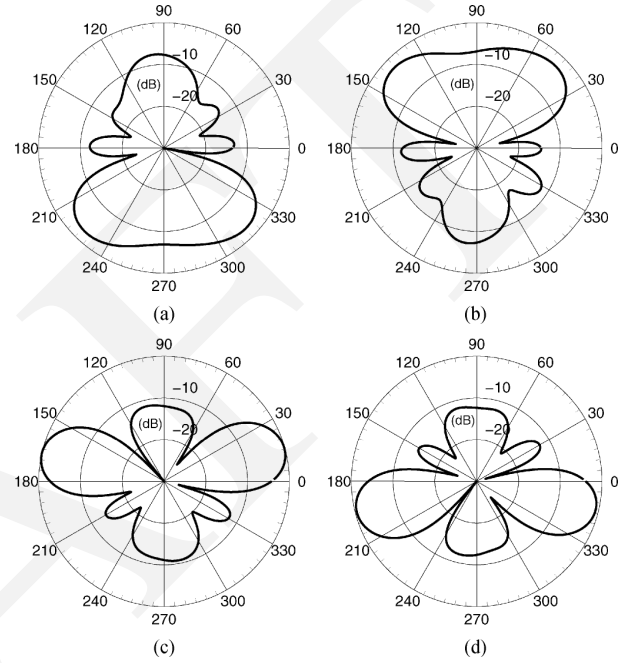


Figura 24. Pattern relativo alla struttura radiante di Fig. 23, al variare della porta di eccitazione della matrice di Butler.

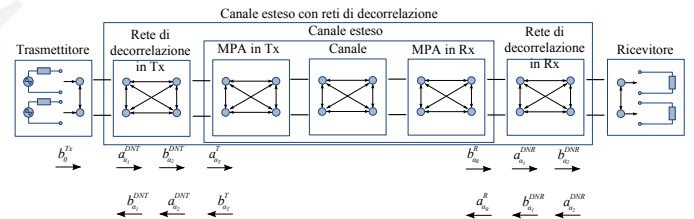


Figura 25. Modello di sistema con reti di decorrelazione.

antenne. Assumendo il canale NLOS ideale, la correlazione tra le antenne si può valutare semplicemente dai coefficienti di mutuo accoppiamento. Si procede quindi con la loro simulazione mediante un CAD full-wave (HFSS<sup>TM</sup>), realizzandovi un modello (Fig. 27) approssimativo ma elettromagneticamente analogo al router reale.

Avendo eseguito la simulazione, il coefficiente di scattering ottenuto a 2.43 GHz vale  $S_{\alpha_T \alpha_T}^T = 0.015 + j0.190$ . Il coefficiente di correlazione d'antenna è dato da

$$\mathbf{X}_H^T = \frac{1}{8\pi} \left( \mathbf{I} - \mathbf{S}_{\alpha_T \alpha_T}^T (\mathbf{S}_{\alpha_T \alpha_T}^T)^\dagger \right),$$

e  $\mathbf{R}_H^T = 1$  essendo il sistema a singola antenna. L'efficienza di adattamento, ossia il rapporto tra la potenza accettata



Figura 26. Router SISO da migliorare, aggiungendovi funzionalità MIMO.

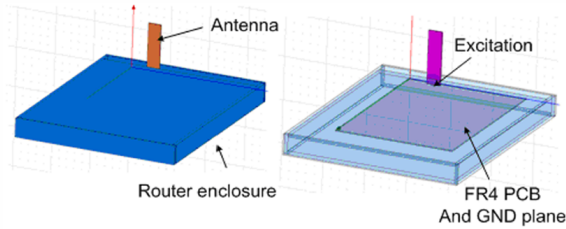
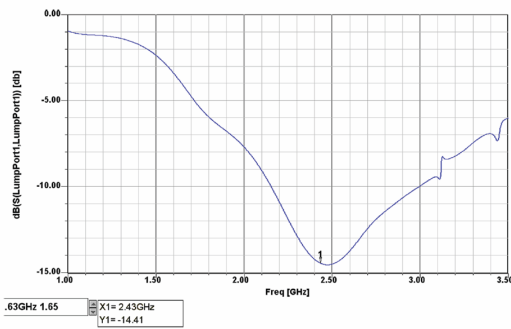


Figura 27. Modello equivalente HFSS.

dall'antenna e quella erogata dal generatore, è di 96 %.

Figura 28.  $S_{11}$  del sistema SISO al variare della frequenza.

Assumendo un SNR di 10 dB, si calcola la distribuzione cumulativa della capacità di sistema (Fig. 29).

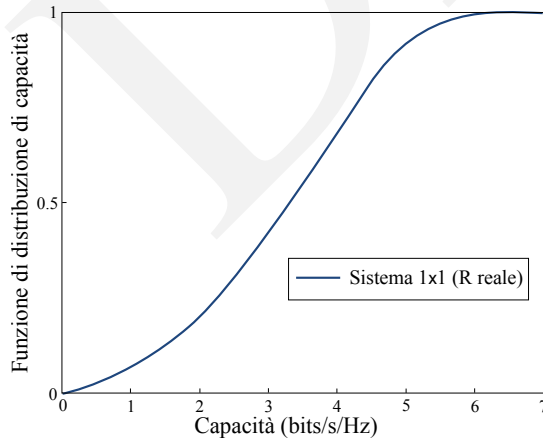


Figura 29. Distribuzione cumulativa della capacità di comunicazione del sistema SISO.

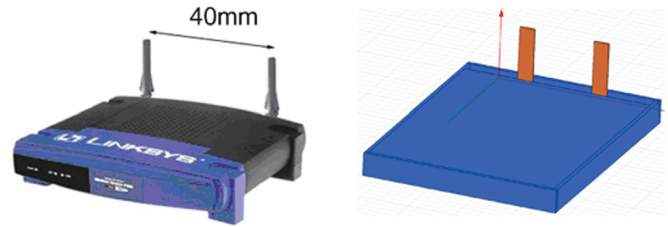
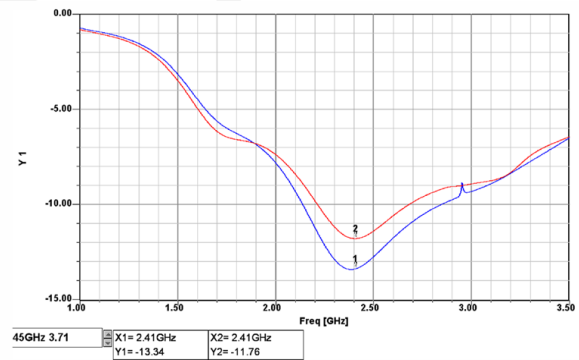
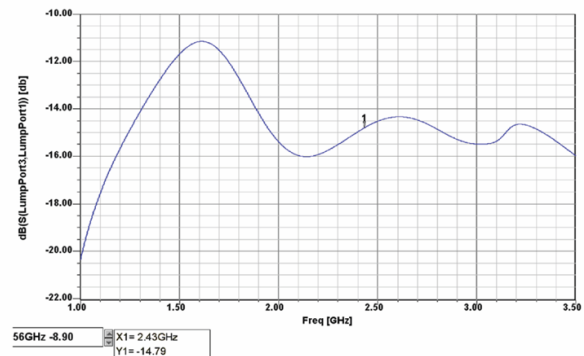


Figura 30. Router MIMO a due antenne.

Si procede aggiungendo un'antenna al sistema, realizzando un router con due antenne spaziate di 40 cm ( $\approx 3,3\lambda$ , Fig. 30). Si ottiene dalla simulazione la seguente matrice di scattering:

$$S_{\alpha T \alpha T}^T = \begin{pmatrix} 0.055 - j0.211 & -0.123 - j0.133 \\ -0.123 - j0.133 & 0.055 - j0.253 \end{pmatrix}$$

In Fig. 31-32 si hanno al variare della frequenza, rispettivamente, i coefficienti di riflessione  $S_{11}$  e  $S_{22}$  alle porte di eccitazione delle antenne e il coefficiente di accoppiamento  $S_{21}$  tra le antenne. Si noti che  $S_{12} = S_{21}$  per la reciprocità della struttura (i materiali usati nel modello HFSS sono privi di perdite). L'efficienza di adattamento associata alla struttura radiante complessiva è di 86 %. La matrice di correlazione

Figura 31.  $S_{11}$  e  $S_{22}$  simulati per il modello MIMO a due antenne.Figura 32. Coefficiente  $S_{21}$  di mutuo accoppiamento nel sistema a due antenne.

che avremmo nel caso ideale è un matrice unitaria  $2 \times 2$ :  $R_H^T = I$ . Siccome la matrice di scattering dell'MPA non è

nulla, si ottiene una matrice di correlazione reale non unitaria pari a:

$$\mathbf{R}_H^T = \begin{pmatrix} 1 & -0.0530 - j0.0057 \\ -0.0530 - j0.0057 & 1 \end{pmatrix}$$

In Fig. 33 vi è illustrata la distribuzione cumulativa di capacità relativa al sistema a due antenne nel caso di correlazione ideale e reale, avendo assunto come SNR in ricezione il valore di 10 dB.

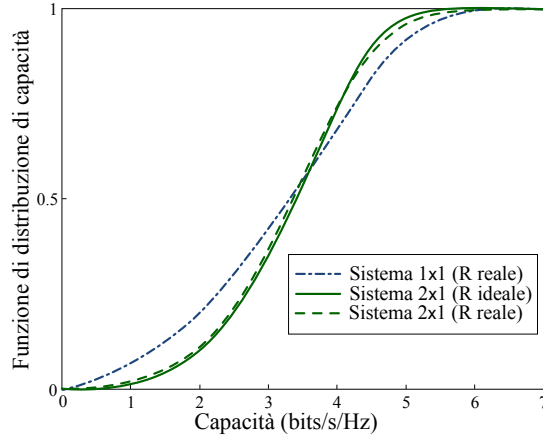


Figura 33. Distribuzione cumulativa di capacità per il sistema a due antenne.

Aggiungendo infine un'altra antenna al router, si giunge alla condizione illustrata in Fig. 34. I coefficienti di riflessione

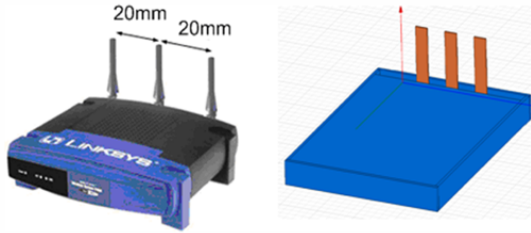


Figura 34. Router MIMO a tre antenne.

e quelli di accoppiamento al variare della frequenza sono illustrati in Fig. 35-36. Alla frequenza di 2.43 GHz, si ha

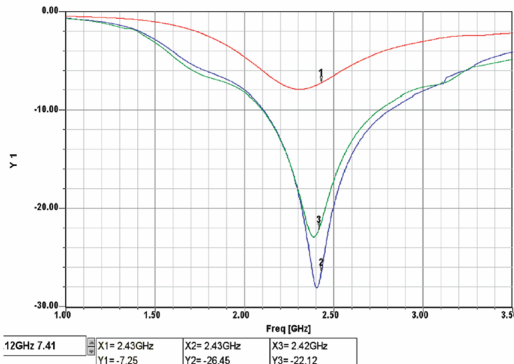


Figura 35. Modulo dei coefficienti di riflessione del sistema a tre antenne.

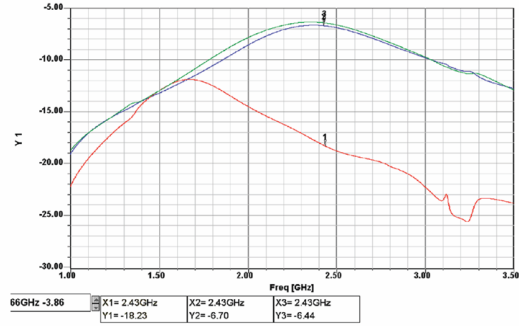


Figura 36. Modulo dei coefficienti di accoppiamento del sistema a tre antenne.

la seguente matrice di scattering:

$$\mathbf{S}_{\alpha T \alpha T}^T = \begin{pmatrix} 0.033 - j0.033 & 0.105 - j0.450 & -0.122 + j0.015 \\ 0.105 - j0.450 & 0.167 + j0.400 & 0.086 - j0.468 \\ 0.105 - j0.450 & 0.105 - j0.450 & 0.059 - j0.061 \end{pmatrix}$$

e un'efficienza di adattamento complessiva di 74 %. La matrice di correlazione si discosta dal caso ideale (matrice unitaria) in modo più significativo rispetto al sistema a due antenne:

$$\mathbf{R}_H^T = \begin{pmatrix} 1 & 0.3022 + j0.3020 & -0.2747 - j0.0293 \\ 0.3022 + j0.3020 & 1 & 0.4083 - j0.2516 \\ -0.2747 - j0.0293 & 0.4083 - j0.2516 & 1 \end{pmatrix}$$

In effetti, non si ha una variazione significativa nella distribuzione cumulativa di capacità (Fig. 37).

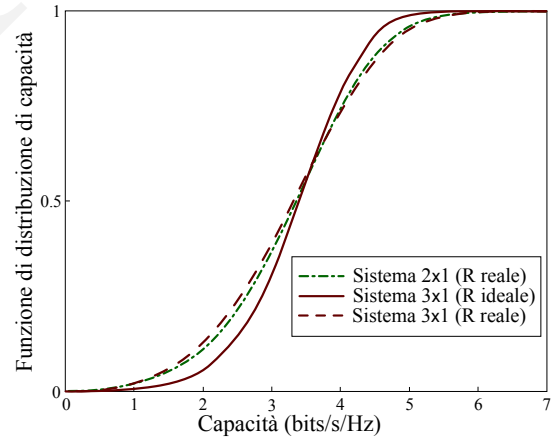


Figura 37. Distribuzione cumulativa di capacità dei sistemi a due e tre antenne.

La capacità media (ergodica) dei tre sistemi, ossia la capacità riportata dalla distribuzione cumulativa raggiunta una probabilità di 50 %, viene riportata nella Tab. I. Si noti come il sistema a tre antenne presenti prestazioni peggiori rispetto a quello con due antenne. Questo è riconducibile alla perdita di potenza utile alla comunicazione, in gran parte dovuta ai forti accoppiamenti mutui tra le antenne che si ritrovano ulteriormente ravvicinate (20 cm rispetto ai 40 cm del sistema a due antenne).

Sistema	Capacità [bits/s/Hz]
$1 \times 1$	3.1848
$2 \times 1$	3.3045
$3 \times 1$	3.2869

Tabella I  
CAPACITÀ MEDIA DEI SISTEMI MIMO ANALIZZATI.

Si analizzi il comportamento del sistema MIMO illustrato in Fig. 38. Come si comporta nei confronti dei mutui accoppiamenti rispetto ai precedenti sistemi? Possiamo aspettarci una capacità maggiore?

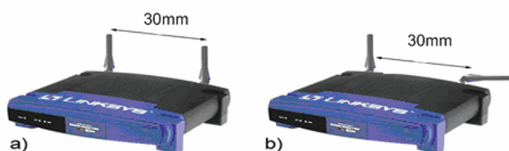


Figura 38. Router MIMO a due antenne con polarizzazioni ortogonali.

## VI. CONCLUSIONE

Introducendo la “diversità spaziale”, il progetto di antenne per sistemi MIMO richiede in generale la conoscenza delle caratteristiche di propagazione del canale di comunicazione wireless. La presenza di propagazione non diretta tra trasmettitore e ricevitore ma per cammini multipli consente di migliorare le prestazioni di comunicazione, purché non vi sia forte correlazione tra i vari cammini.

I sistemi radianti in trasmissione e ricezione, eventuali reti di decorrelazione ed il canale possono essere modellati mediante matrici di scattering. La divisione in sottoblocchi del sistema consente di ottimizzare, a seconda delle necessità, ciascuna parte del sistema per un aumento complessivo delle prestazioni.

Nell’ipotesi di propagazione ricca di scattering, è possibile semplificare il progetto del sistema MIMO limitandosi ad ottimizzare l’adattamento delle antenne (adattamento coniugato multiporta) e minimizzando opportunamente gli accoppiamenti.

Vi sono tre tipologie d’antenne che consentono di implementare la diversità spaziale, ossia gli array di antenne identiche opportunamente distanziate, quelli di antenne polarizzate diversamente e i sistemi radianti che sintetizzano pattern ortogonali (che coprono angoli solidi distinti) a seconda della porta di eccitazione scelta.

## RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

- [1] M. A. Jensen and J. W. Wallace, “A review of antennas and propagation for mimo wireless communications,” *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, vol. Vol. 52, No. 11, November 2004.
- [2] F. De Flavis, L. Jofre, J. Romeu, and A. Grau, *Mutli-Antenna Systems for MIMO Communications*. Morgan & Claypool, 2008.
- [3] “Mimo channel modeling and emulation test challenges,” Application Note. Agilent Technologies, Tech. Rep. 5989-8973EN, October 2008. [Online]. Available: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-8973EN.pdf>
- [4] A. El Zooghby, *Smart Antenna Engineering*. Artech House, Inc., 2005.

- [5] H. Friis, “A note on a simple transmission formula,” *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 5, pp. 254 – 256, may 1946.
- [6] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379–423 and 623–656, July and October 1948.
- [7] A. Ishimaru, *Electromagnetic Wave Propagation, Radiation and Scattering*. Prentice-Hall, Inc., 1991.
- [8] T. K. Sarkar, M. Salazar-Palma, and E. L. Mokole, *Physics of Multiantenna Systems and Broadband Processing*, K. Chang, Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [9] I. Sarris, A. Nix, and A. Doufexi, “Wimax mimo measurement in a residential line-of-sight environment,” in *Signal Processing and Communications, 2007. ICSPC 2007. IEEE International Conference on*, nov. 2007, pp. 1295 –1298.
- [10] W. Lindsey, “Error probabilities for rician fading multichannel reception of binary and n -ary signals,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 10, no. 4, pp. 339 – 350, oct 1964.
- [11] *IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements*, IEEE Std. [Online]. Available: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.11n-2009.pdf>
- [12] C. A. Balanis, Ed., *Modern Antenna Handbook*. John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [13] D. Gesbert, H. Bolcskei, D. Gore, and A. Paulraj, “Mimo wireless channels: capacity and performance prediction,” in *Global Telecommunications Conference, 2000. GLOBECOM '00. IEEE*, vol. 2, 2000, pp. 1083 –1088 vol.2.
- [14] T. Kaiser, A. Bourdoux, H. Boche, J. R. Fonollosa, J. B. Andersen, and W. Utschick, Eds., *Smart Antennas - State of the Art*. Hindawi Publishing Corporation, 2005.
- [15] T. Baumgartner, “Smart antenna strategies for the umts fdd downlink,” Ph.D. dissertation, Technischen Universitaet Wien, 2003.
- [16] W. Wasylkiwskyj, “Response of an antenna to arbitrary incident fields,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, vol. 3B, july 2005, pp. 39 – 42 vol. 3B.
- [17] M. Ozdemir, E. Arvas, and H. Arslan, “Dynamics of spatial correlation and implications on mimo systems,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 42, no. 6, pp. S14 – S19, june 2004.
- [18] H. Zhang, Z. Wang, J. Yu, and J. Huang, “A compact mimo antenna for wireless communication,” *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 50, no. 6, pp. 104 –107, dec. 2008.
- [19] N. Das, T. Inoue, T. Taniguchi, and Y. Karasawa, “An experiment on mimo system having three orthogonal polarization diversity branches in multipath-rich environment,” in *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*, vol. 2, sept. 2004, pp. 1528 – 1532 Vol. 2.
- [20] C.-Y. Chiu, J.-B. Yan, and R. Murch, “Compact three-port orthogonally polarized mimo antennas,” *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 6, pp. 619 –622, dec. 2007.
- [21] N. Herscovici, C. Christodoulou, E. Rajo-Iglesias, O. Quevedo-Teruel, and M. Sanchez-Fernandez, “Compact multimode patch antennas for mimo applications [wireless corner],” *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 50, no. 2, pp. 197 –205, april 2008.
- [22] A. Grau, J. Romeu, S. Blanch, L. Jofre, and F. De Flaviis, “Optimization of linear multielement antennas for selection combining by means of a butler matrix in different mimo environments,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 11, pp. 3251 –3264, nov. 2006.