



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA



DIPARTIMENTO
DI INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE

Università degli Studi di Padova

Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione - DEI

Corso di Laurea in Ingegneria dell'Informazione

Antenne riconfigurabili per comunicazioni mobili

Relatore:

Prof. Marco Santagiustina

Candidato:

Mattia Figaro

Matricola:

1218705

ANNO ACCADEMICO 2021/2022

Abstract

Al giorno d'oggi i sistemi di comunicazione rappresentano la base per un efficace funzionamento di ogni singolo aspetto della società. In quest'ambito si distinguono vari tipi di tecnologie, tra cui anche le antenne riconfigurabili: dotate della peculiarità di poter cambiare le proprie caratteristiche di frequenza e radiazione in maniera dinamica. Questo particolare mezzo di comunicazione si distingue dagli altri in quanto il meccanismo di riconfigurazione è collocato all'interno della stessa antenna, piuttosto che esternamente. L'obiettivo di questa tesi è quello di descrivere il funzionamento di tale tecnologia, approfondendo il suo legame con i Mobile Terminals che sono usati quotidianamente. Si partirà inizialmente con un'introduzione ai campi elettromagnetici, passando poi per un approfondimento sulle schiere di antenne e concludendo con le Reconfigurable 5G Antennas.

*Alla famiglia, agli amici, ma soprattutto
ai compagni di vita che mi sono stati
accanto in questo lungo viaggio*

Indice

Abstract	I
Dedica	II
Indice	III
1 Elettromagnetismo	1
1.1 La natura dell'elettromagnetismo	1
1.1.1 Campi elettrici	2
1.1.2 Campi magnetici	4
1.2 Lo spettro elettromagnetico	5
1.3 Equazioni di Maxwell	7
1.4 Propagazione delle onde elettromagnetiche	8
1.4.1 Onde armoniche	8
1.4.2 Classificazione delle onde e polarizzazione	9
1.4.3 Principio di Huygens	10
Introduzione	1
2 Radiazione e Antenne	13
2.1 Caratteristiche di radiazione di un'antenna	13
2.1.1 Direttività di un'antenna	14
2.1.2 Guadagno d'antenna	15
2.1.3 Resistenza di radiazione	16
2.2 Schiera di antenne	17

2.3	Schiera di N elementi con distribuzione di fase uniforme	20
2.4	Schiere a scansione elettronica	21
3	Antenne Riconfigurabili	23
3.1	Frequency Reconfigurable Antennas	24
3.2	Polarization Reconfigurable Antennas	24
3.3	Pattern Reconfigurable Antennas	25
3.4	Compound Reconfigurable Antennas	26
3.5	Ottimizzazione, controllo e modellazione di antenne riconfigurabili	27
4	RA - Mobile Terminals	29
4.1	Antenna a fessura riconfigurabile per smartphone 5G	29
4.2	Antenna a polarizzazione riconfigurabile e ad alto guadagno per comunicazioni 5G	32
4.3	Antenna riconfigurabile per future riallocazioni dello spettro nelle comunica- zioni 5G	35
	Conclusioni	40
	Bibliografia	A

Elettromagnetismo

1.1 La natura dell'elettromagnetismo

Una delle caratteristiche principale dell'universo fisico è quella di essere governato da quattro principali forze fondamentali:

- **La forza nucleare:** senza alcun dubbio rappresenta la più potente tra le quattro, ma caratterizza principalmente oggetti submicroscopici come i nuclei degli atomi.
- **La forza elettromagnetica:** associata a tutte le particelle cariche, in particolar modo è la principale forza nei sistemi microscopici, come atomi e molecole, e la sua intensità è circa 10^{-2} volte quella nucleare.
- **La forza di interazione debole:** la si ritrova soprattutto nell'interazione tra particelle elementari radioattive, come nei processi di decadimento, e la sua intensità è nell'ordine di 10^{-14} volte rispetto alla nucleare.
- **La forza gravitazionale:** sicuramente è la più debole delle quattro, infatti è circa 10^{-41} volte la forza nucleare; al tempo stesso però compare prevalentemente nei sistemi macroscopici come l'interazione fra pianeti.

Il nostro interesse si focalizzerà sulla forza elettromagnetica e sulle sue proprietà. Anche se, come già detto, quest'ultima agisce principalmente su scala atomica, è al tempo stesso possibile osservare i suoi effetti sotto forma di onde elettromagnetiche. Come suggerito dal nome, quest'ultime sono la diretta combinazione tra campo elettrico e magnetico. Questi due campi sono strettamente e indissolubilmente connessi, è possibile infatti passare tra i due con un semplice cambio di sistema di riferimento. Un esempio è dato dall'onda monocromatica progressiva armonica piana polarizzata linearmente, che verrà meglio approfondita in seguito, in cui campo elettrico e magnetico giacciono su due piani sempre perpendicolari tra loro. Concludiamo quindi che campo elettrico e magnetico statici sono solo casi particolari con cui si manifesta un campo più generale detto *campo elettromagnetico*.

1.1.1 Campi elettrici

La forza elettromagnetica è caratterizzata da una forza elettrica F_e e da una forza magnetica F_m . F_e rappresenta la forza di interazione fra due cariche fisse nello spazio. In base alla positività o alla negatività della carica elettrica la forza risultante può essere positiva o negativa. L'unità di misura della carica elettrica è il coulomb (C), in onore dello scienziato Charles Augustin de Coulomb (1736-1806). La carica minima, che indicheremo con e è:

$$e = 1.6 \cdot 10^{-19} \quad (C) \quad (1.1)$$

La carica dell'elettrone sarà quindi $q_e = -e$, mentre quella del protone sarà uguale in modulo ma di polarità opposta: $q_p = e$.

In tale campo sono stati di fondamentale importanza gli esperimenti fatti da Coulomb, che portarono alle seguenti dimostrazioni:

- Due cariche dello stesso segno si respingono a vicenda, mentre due cariche di polarità opposta si attraggono.
- La forza agisce lungo la linea che congiunge le due cariche.
- L'intensità è proporzionale al prodotto dei moduli delle due cariche e inversamente proporzionale al quadrato delle loro distanze.

Queste proprietà portarono alla formulazione delle così detta *legge di Coulomb*, che matematicamente si esprime con:

$$\vec{F}_e = \frac{q_1 q_2}{4\pi\epsilon_0 r^2} \vec{\mu}_r \quad (N) \quad (1.2)$$

Dove $\vec{F}_e$ è la forza elettrica di tipo centrale esercitata e subita da entrambe le cariche q_1 e q_2 , r è la loro distanza, ϵ_0 è la costante dielettrica del vuoto e $\vec{\mu}_r$ è il versore.

Partendo dalla definizione della forza elettrica data dalla (1.2) è possibile ricavare l'espressione dell'intensità di *campo elettrico* $\vec{E}$ dovuta a una carica arbitraria q :

$$\vec{E} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 r^2} \vec{\mu}_r \quad (V/m) \quad (1.3)$$

Per estendere la validità della (1.2) e della (1.3) dal caso dello spazio libero a quello di un mezzo qualsiasi, si sostituisce ϵ_0 con ϵ , che esprime la *permittività dielettrica del materiale*; essa si ricava dall'espressione $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ (F/m), con ϵ_r detta *costante dielettrica relativa del materiale*.

In aggiunta al campo elettrico $\vec{E}$, possiamo definire un'ulteriore grandezza ad essa legata detta *spostamento elettrico* $\vec{D}$, data da:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (C/m^2) \quad (1.4)$$

Se una carica puntiforme q è collocata all'interno di un campo elettrico $\vec{E}$, dovuto ad altre cariche, essa è soggetta ad una forza $\vec{F}_e = q\vec{E}$.

La carica elettrica inoltre possiede due importanti proprietà:

- La prima è la *legge di conservazione della carica elettrica*, la quale afferma che la carica elettrica netta non si può creare né distruggere.
- La seconda è invece il *principio di sovrapposizione degli effetti*, il quale afferma che il vettore campo elettrico complessivo in un punto dello spazio dovuto ad un sistema di cariche puntuali è uguale alla somma vettoriale dei campi elettrici in quel punto, dovuti alle singole cariche presenti.

1.1.2 Campi magnetici

Già dal 800 a.C. i greci avevano scoperto che determinati tipi di rocce manifestavano una forza di attrazione verso altri tipi di materiali, come ad esempio il ferro. L'interazione però non è né gravitazionale né elettrica, in quanto sia la magnetite che il materiale che subisce la sua azione sono elettricamente neutri. Risulta dunque necessario definire un'ulteriore tipo di interazione: tale forza viene detta *forza magnetica*, i materiali che la esercitano sono detti magneti, mentre quelli che la subiscono sono detti materiali ferromagnetici. A tale forza deve inoltre essere associato un campo magnetico, detto *induzione magnetica* $\vec{B}$, originato dal magnete, le cui linee di campo possono essere evidenziate utilizzando materiali ferrosi leggeri, come ad esempio la limatura di ferro.

La proprietà di attrazione-repulsione appena citata è simile alla forza elettrica che agisce tra due cariche, tranne per una differenza fondamentale: le cariche elettriche possono essere isolate, mentre i poli magnetici esistono sempre a coppie. Se infatti si prova a tagliare a metà un magnete quello che si otterrà è una coppia di pezzetti più piccoli ma sempre dotati di un polo nord e un polo sud, indipendentemente dalla grandezza dei frammenti ottenuti.

Il legame indissolubile tra l'elettricità e il magnetismo fu scoperto nel 1819 dallo scienziato danese Hans Christian Ørsted (1777-1851), che osservò che una corrente elettrica lungo un filo provocava lo spostamento di un ago di una bussola collocata in prossimità di esso e che l'ago ruotava in modo che la sua direzione fosse perpendicolare al filo e alla retta radiale che congiunge quest'ultimo all'ago. Partendo da ciò, fu dedotto che il filo percorso da corrente induce un campo magnetico che forma degli anelli circolari attorno al filo.

Tali studi hanno portato alla formulazione della *legge di Biot-Savart*, con la seguente formulazione matematica:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \quad (T) \quad (1.5)$$

dove r rappresenta la distanza radiale dal flusso di corrente.

La grandezza μ_0 è invece la *permeabilità magnetica dello spazio libero*. Partendo dalla relazione fra le due è possibile ricavare la *velocità della luce nello spazio libero*, come segue:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 3 \cdot 10^8 \quad (m/s) \quad (1.6)$$

Come sappiamo già dal paragrafo 1.1.1 una carica elettrica q collocata in un campo elettrico, subisce una forza $F_e = qE$. Allo stesso modo ciò avviene anche col il campo di induzione magnetica con una forza magnetica F_m , a patto che la carica stessa sia in condizione di moto con velocità $\vec{u}$, la quale non deve essere in direzione parallela al vettore $\vec{B}$.

Analogamente al discorso fatto per ϵ , medesimo ragionamento può essere svolto per la permeabilità magnetica: nel caso generale si definisce allora $\mu = \mu_r \mu_0$ (H/m), dove μ_r è una grandezza adimensionale detta *permeabilità magnetica relativa del materiale*.

Come già detto, una delle coppie fondamentali dei campi elettromagnetici è data dalle grandezze $\vec{E}$ e $\vec{D}$. Un'ulteriore coppia è formata da $\vec{B}$ e dall'*intensità di campo magnetico* $\vec{H}$, che sono legate da:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (1.7)$$

1.2 Lo spettro elettromagnetico

Per definizione lo *spettro elettromagnetico* è l'insieme di tutte le possibili frequenze della radiazione elettromagnetica. La luce visibile ne rappresenta solo una piccolissima porzione, come è possibile constatare dalla Figura 1.1. Convenzionalmente quindi al centro troviamo lo spettro visibile, alla sua sinistra sono presenti le onde a frequenza minore, che vanno dall'infrarosso alle onde radio, caratterizzate da una bassa intensità e minore energia; mentre alla sua destra troviamo quelle a frequenza maggiore, che vanno dall'ultravioletto ai raggi gamma, dotate di un'elevata energia e di un effetto ionizzante, per cui tendenzialmente più pericolose per organismi biologici come l'essere umano stesso.

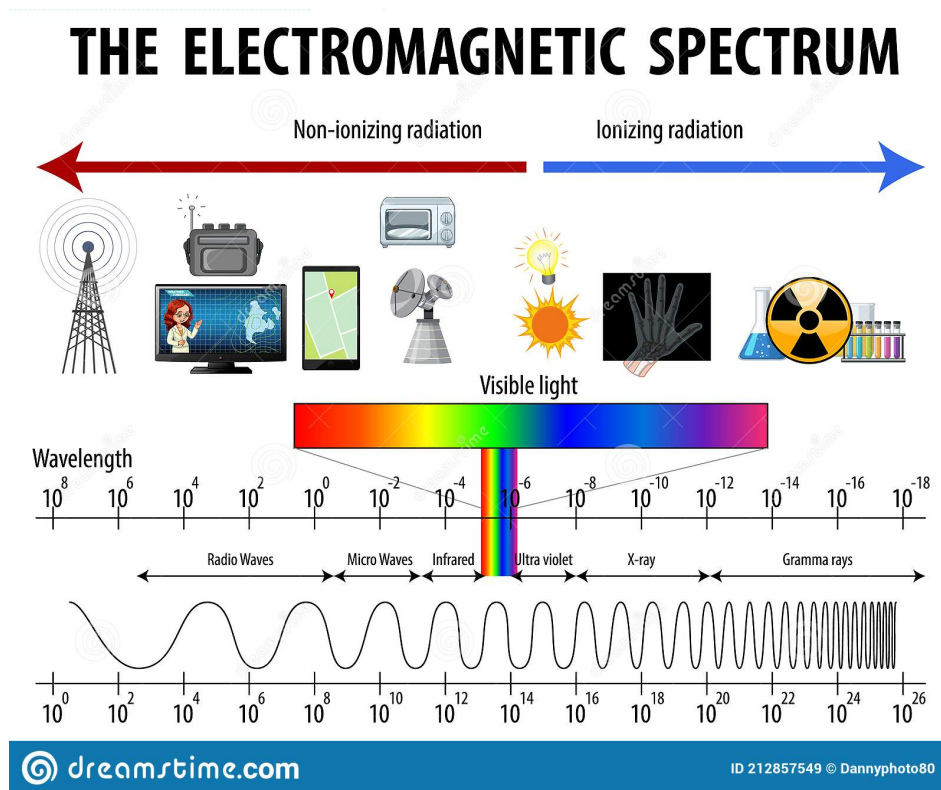


Figura 1.1: Spettro elettromagnetico.

In generale un'onda elettromagnetica monocromatica, ovvero a singola frequenza, è caratterizzata da un campo elettrico e un campo magnetico che oscillano alla medesima frequenza f . La già citata velocità della luce c , nella formula (1.6), rappresenta la specifica velocità di fase associata all'onda elettromagnetica. Risulta fondamentale inoltre enunciare la relazione che lega lunghezza d'onda λ e frequenza f nel vuoto:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.8)$$

Partendo da tale formula è chiaro che sarà possibile riferirsi a ciascuna specifica banda spettrale sia in termini di frequenza che in termini di lunghezza d'onda. Per convenzione però si tende a specificare un'onda in termini di λ se $\lambda < 1 \text{ mm}$, ovvero tutte le componenti dello spettro elettromagnetico ad eccezione delle onde radio, mentre si utilizza f se $\lambda > 1 \text{ mm}$. È importante ricordare che frequenze diverse hanno anche applicazioni diverse, in quanto sfruttano differenti meccanismi di funzionamento, e le proprietà di un'onda che si propaga in un preciso mezzo

possono variare considerevolmente da una banda all'altra.

Concludendo, risulta di particolar importanza la designazione delle *onde millimetriche* o *mmWave* per la banda delle EHF (Extremely High Frequency), associate alla porzione di spettro compreso tra 300GHz e 30GHz . Quest'ultime trovano numerose applicazioni, come ad esempio nella ricerca scientifica, nella medicina, ma soprattutto nelle telecomunicazioni, in quanto sono alla base del funzionamento della rete 5G.

1.3 Equazioni di Maxwell

Alla base della moderna teoria dell'elettromagnetismo troviamo un insieme di quattro equazioni note come *equazioni di Maxwell*:

$$\boxed{\nabla \cdot \vec{D} = \rho_v} \quad (1.9)$$

$$\boxed{\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}} \quad (1.10)$$

$$\boxed{\nabla \cdot \vec{B} = 0} \quad (1.11)$$

$$\boxed{\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}} \quad (1.12)$$

Dove $\vec{E}$ e $\vec{D}$ sono i vettori campo elettrico e spostamento elettrico, che sappiamo essere legati tra loro dalla relazione (1.4); $\vec{H}$ e $\vec{B}$ sono i vettori campo magnetico e induzione magnetica, e sono legati tra loro dalla relazione (1.7); mentre ρ_v è la densità di carica elettrica per unità di volume e $\vec{J}$ è la densità di corrente per unità d'area.

Tutte le grandezze appena citate possono essere funzione della posizione nello spazio (x, y, z) e del tempo t . Al tempo stesso però, esiste una particolare configurazione detta *caso statico* in cui le quantità presenti nelle equazioni di Maxwell non sono in funzione del tempo, per cui la derivata rispetto a t risulta essere nulla (ovvero $\partial/\partial t = 0$). Ciò accade se tutte le cariche presenti sono fissate nello spazio, oppure se si muovo in regime stazionario, con ρ_v e $\vec{J}$ costanti nel tempo. Sotto tali ipotesi le equazioni di Maxwell si riducono alle seguenti leggi:

Elettrostatica

$$\boxed{\nabla \cdot \vec{D} = \rho_v} \quad (1.13)$$

$$\boxed{\nabla \times \vec{E} = 0} \quad (1.14)$$

Magnetostatica

$$\boxed{\nabla \cdot \vec{B} = 0} \quad (1.15)$$

$$\boxed{\nabla \times \vec{H} = \vec{J}} \quad (1.16)$$

Le quattro equazioni iniziali si separano quindi in due sistemi distinti: il primo associato ai campi elettrici $\vec{E}$ e $\vec{D}$ e il secondo ai campi magnetici $\vec{B}$ e $\vec{H}$. Possiamo quindi dedurre che nel caso statico campo elettrico e magnetico sono *disaccoppiati*.

Concludiamo quindi dicendo che campo elettrico e campo magnetico statici sono solo casi particolari con cui si manifesta il più generale campo elettromagnetico.

1.4 Propagazione delle onde elettromagnetiche

1.4.1 Onde armoniche

Abbiamo quindi visto come le equazioni di Maxwell ammettano come soluzione onde elettromagnetiche, che rappresentano la base per la propagazione dei fenomeni elettrici e di quelli magnetici. Dal punto di vista generale un'onda rappresenta la propagazione di una perturbazione in un mezzo materiale. Un'importante classe sono le così dette *onde armoniche*, descritte da funzioni sinusoidali del tipo:

$$\boxed{y(x,t) = y_0 \sin(kx - \omega t)} \quad (1.17)$$

dove la quantità k rappresenta il *numero d'onda*, di dimensioni $[m^{-1}]$, in quanto l'argomento di una funzione trigonometrica deve essere adimensionale, mentre la quantità ω è detta

pulsazione dell'onda. Quest'ultime possono anche essere riscritte come:

$$\boxed{k = \frac{2\pi}{\lambda}} \quad (1.18)$$

$$\boxed{w = \frac{2\pi}{T}} \quad (1.19)$$

dove T è il periodo e λ è la lunghezza d'onda, e rappresentano rispettivamente la distanza temporale e spaziale tra due massimi o due minimi della sinusoide.

1.4.2 Classificazione delle onde e polarizzazione

Osservando la relazione che intercorre fra deformazione delle onde e direzione di propagazione quest'ultime possono avere varie classificazioni, possono essere infatti suddivise in: *onde trasversali*, *onde longitudinali*, *onde piane*, *onde circolari*, *onde sferiche*.

La più semplice fra queste è probabilmente l'onda piana, in cui la deformazione di quest'ultima è la stessa su tutti i punti appartenenti ad un piano perpendicolare alla direzione di propagazione. Quest'ultima è esprimibile come un campo elettrico e un campo magnetico variabili, associati tra loro e tra loro strettamente correlati. In generale il campo elettrico ha una forma del tipo:

$$\boxed{\vec{E} = E_y(x,t)\vec{u}_y + E_z(x,t)\vec{u}_z} \quad (1.20)$$

in cui E_y ed E_z esprimono le componenti del campo elettrico e sono tra loro totalmente indipendenti. Se tale condizione è soddisfatta l'onda si dice *non polarizzata*, al contrario verrà detta *polarizzata* e ciò sta ad indicare che esiste una precisa relazione fra le componenti dell'onda. Distinguiamo allora tre principali tipi di polarizzazione:

- *Polarizzazione rettilinea*: se il rapporto fra le componenti rimane costante in tutti i punti dell'onda ad ogni istante di tempo.

- *Polarizzazione circolare*: se l'ampiezza delle due componenti rimane costante e la loro differenza di fase vale $\pm\pi/2$. In base al segno viene poi definita *destrorsa* o *sinistrorsa*.
- *Polarizzazione ellittica*: se l'onda possiede le caratteristiche dell'onda non appartiene a nessuno dei due casi precedenti. Anche in questo caso è possibile la distinzione tra *destrorsa* o *sinistrorsa*.

Ad esempio, un'onda monocromatica progressiva armonica piana polarizzata linearmente nel piano xy ha equazione:

$$\begin{cases} \vec{E}(x,t) = E_0 \sin(kx - \omega t) \vec{u}_y \\ \vec{B}(x,t) = \frac{E_0}{c} \sin(kx - \omega t) \vec{u}_z \end{cases} \quad (1.21)$$

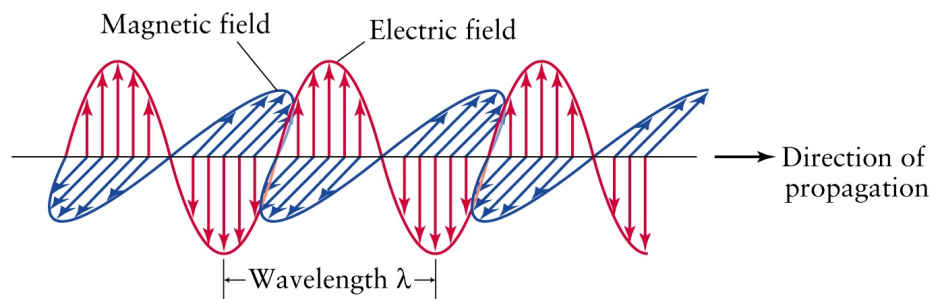


Figura 1.2: Onda piana armonica.

1.4.3 Principio di Huygens

La propagazione di un'onda in un mezzo omogeneo può essere determinata mediante il principio di Huygens e il conseguente teorema di Malus. Non è tuttavia possibile prevedere il suo comportamento nel passaggio attraverso una superficie di separazione di due mezzi o in presenza di ostacoli di vario genere.

Il *principio di Huygens* afferma che, se si considera un fronte d'onda che si propaga in un mezzo isotropo (ossia un mezzo in cui le proprietà fisiche non dipendono dalla direzione in cui si analizza il mezzo stesso) all'istante t_0 , si può considerare ciascun punto del fronte d'onda come sorgente di onde sferiche secondarie di ampiezza che si propagano con velocità v .

Il *teorema di Malus* afferma invece che l'intervallo di tempo che separa due fronti d'onda, è lo stesso per tutte le coppie di punti corrispondenti.

Concludendo, è utile sapere che il principio di Huygens ha una formulazione matematica rigorosa nota come *formula di Fresnel-Kirchhoff*, che dimostra come non vi sia propagazione in direzione opposta al fronte d'onda, per cui si considerano solo onde semisferiche. Quest'ultime non hanno intensità costante, ma essa diminuisce all'aumentare della distanza angolare θ dalla normale al fronte d'onda, con un massimo per $\theta = 0$ e intensità nulla per $\theta = \pi/2$.

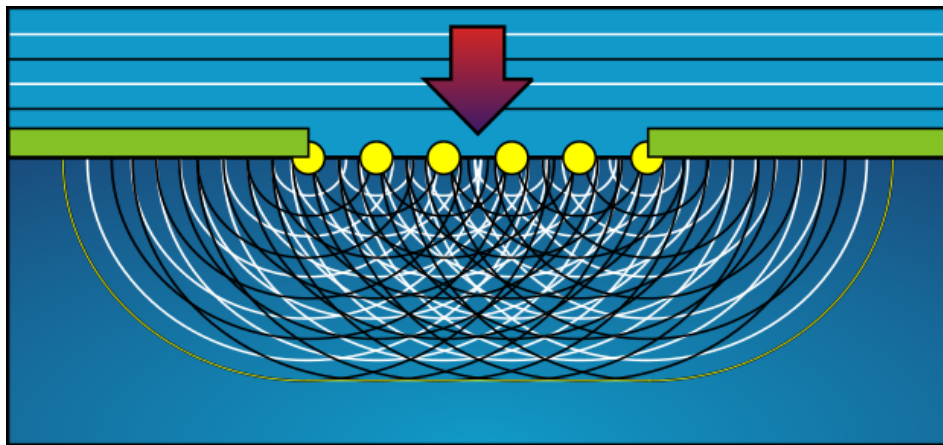


Figura 1.3: Principio di Huygens.

Radiazione e Antenne

2.1 Caratteristiche di radiazione di un'antenna

Un *diagramma di radiazione* è un grafico tridimensionale che descrive l'intensità del campo irradiato o la densità di potenza in funzione della direzione. Quest'ultima viene specificata mediante l'utilizzo dell'angolo zenitale θ e dell'angolo azimutale ϕ , che permettono di lavorare con le coordinate polari.

É importante sapere che in virtù del *teorema di reciprocità*, un'antenna ricevente ha lo stesso diagramma di radiazione che presenta quando è usata come trasmittente.

La potenza infinitesima irradiata da un'antenna attraverso un'area infinitesima è:

$$dP_{rad} = S \cdot dA \quad (W) \quad (2.1)$$

dove S è la componente radiale del vettore di Poynting medio e dA è l'area infinitesima.

Utilizzando le coordinate sferiche si ha che:

$$dA = R^2 \sin\theta \cdot d\theta \cdot d\phi \quad (2.2)$$

e l'angolo solido, definito come l'area sottesa divisa per R^2 , è dato da:

$$d\Omega = \frac{dA}{R^2} = \sin\theta \cdot d\theta \cdot d\phi \quad (sr) \quad (2.3)$$

Combinando le equazioni (2.1), (2.2), (2.3) si ottiene:

$$dP_{rad} = R^2 S(R, \theta, \phi) d\Omega \quad (2.4)$$

Infine, la *potenza totale irradiata* da un'antenna attraverso una superficie sferica a una distanza R si ottiene integrando l'equazione (2.4):

$$P_{rad} = R^2 S_{max} \iint_{4\pi} F(\theta, \phi) d\Omega \quad (W) \quad (2.5)$$

dove $F(\theta, \phi)$ è l'intensità di radiazione normalizzata, definita da:

$$F(\theta, \phi) = \frac{S(R, \theta, \phi)}{S_{max}} \quad (2.6)$$

Ogni possibile combinazione degli angoli θ e ϕ individuano una particolare direzione nel sistema di coordinate sferiche. L'intensità di radiazione normalizzata $F(\theta, \phi)$ caratterizza il diagramma direzionale dell'energia irradiata dall'antenna e dal grafico di $F(\theta, \phi)$, in funzione di θ e di ϕ , si ottiene un diagramma tridimensionale.

2.1.1 Direttività di un'antenna

La *direttività* D associata ad un'antenna è definita come il rapporto tra la sua massima intensità di radiazione normalizzata, che per definizione sappiamo essere unitaria, e il valore medio di $F(\theta, \phi)$ sull'angolo solido 4π , ed ha la seguente formulazione matematica:

$$D = \frac{F_{max}}{F_{av}} = \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} F(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi}{\Omega_p} \quad (adimensionale) \quad (2.7)$$

dove Ω_p è l'angolo solido equivalente definito da:

$$\Omega_p = \iint_{4\pi} F(\theta, \phi) d\Omega \quad (sr) \quad (2.8)$$

Si deduce quindi facilmente che più è stretto Ω_p nel diagramma di radiazione e maggiore sarà la direttività dell'antenna. Nel caso specifico di un'antenna isotropa si ha che $\Omega_p = 4\pi$, dunque la sua direttività sarà $D = 1$.

Combinando l'equazione (2.5) con la (2.7) si ottiene che:

$$D = \frac{4\pi R^2 S_{max}}{P_{rad}} = \frac{S_{max}}{S_{av}} \quad (2.9)$$

dove $S_{av} = P_{rad}/(4\pi R^2)$ è il valore medio della densità di potenza irradiata.

2.1.2 Guadagno d'antenna

Della potenza complessiva P_t , che viene trasferita dal trasmettitore all'antenna, una parte, che denominiamo con P_{rad} , viene irradiata nello spazio, mentre il restante, ovvero P_{loss} , viene dissipata sotto forma di calore nell'antenna. Per avere un'idea sulle performance della nostra antenna possiamo definire un nuovo parametro, ossia il *rendimento* ξ :

$$\xi = \frac{P_{rad}}{P_t} \quad (2.10)$$

Il *guadagno* di un'antenna è invece definito come:

$$G = \frac{4\pi R^2 S_{max}}{P_t} \quad (2.11)$$

Ricorrendoci all'equazione (2.10) otteniamo che:

$$G = \xi D \quad (adimensionale) \quad (2.12)$$

Il guadagno tiene conto delle perdite ohmiche nel materiale con cui è realizzata l'antenna, mentre la direttività non le considera. Nel caso ideale di un'antenna senza perdite avremmo quindi che $\xi = 1$ e $G = D$.

2.1.3 Resistenza di radiazione

Se prendiamo una linea di trasmissione con all'ingresso un generatore ideale, che fornisce una potenza P_t , e all'uscita un'antenna, allora il ruolo di quest'ultima è banalmente quello di un carico con *impedenze d'ingresso* Z_{in} . Ipotizziamo inoltre che la linea sia senza perdite e adattata al carico, così che tutta la potenza venga trasferita all'antenna. In generale sappiamo che Z_{in} è costituito da una componente resistiva R_{in} e da una reattiva X_{in} , ovvero:

$$\boxed{Z_{in} = R_{in} + j \cdot X_{in}} \quad (2.13)$$

dove R_{in} è definita come la resistenza equivalente che consuma una potenza P_t se sottoposta ad una corrente alternata I_0 , ossia:

$$\boxed{P_t = \frac{1}{2} I_0^2 R_{in}} \quad (2.14)$$

Siccome sappiamo che $P_t = P_{rad} + P_{loss}$ possiamo affermare che:

$$\boxed{R_{in} = R_{rad} + R_{loss}} \quad (2.15)$$

con ovviamente:

$$\boxed{P_{rad} = \frac{1}{2} I_0^2 R_{rad} \quad , \quad P_{loss} = \frac{1}{2} I_0^2 R_{loss}} \quad (2.16)$$

Partendo da ciò è possibile una riscrittura della formula (2.10):

$$\boxed{\xi = \frac{P_{rad}}{P_t} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{loss}} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}}} \quad (2.17)$$

La resistenza di radiazione R_{rad} si può calcolare integrando la densità di potenza in campo lontano su tutta la sfera per ricavare P_{rad} .

2.2 Schiera di antenne

La *radio diffusione AM* (amplitude modulation) è una tecnica di trasmissione utilizzata per trasmettere informazione mediante un segnale a radiofrequenza come segnale portante. Consiste nel modulare l'ampiezza del segnale radio che si intende utilizzare per la trasmissione (portante) in maniera proporzionale all'ampiezza del segnale che si intende trasmettere (modulante). Le stazioni di radiodiffusione AM trasmettono nella banda da 535 a 1605 KHz e impiegano delle antenne che possono essere considerati come dei dipoli verticali posizionati su dei lunghi tralicci.

A causa del fatto che il campo irradiato da un singolo dipolo è uniforme nel piano orizzontale, è necessario utilizzare più di un traliccio radiante per indirizzare il diagramma orizzontale dell'antenna lungo una precisa direzione. La combinazione di due o più antenne prende il nome di *schiera d'antenne*. Quest'ultime offrono grande flessibilità a chi le progetta, permettendo di ottenere elevata direttività, fasci stretti e riorientabili, lobi laterali piccoli e diagrammi di radiazione riconfigurabili su misura.

Tendenzialmente una schiera è costituita da elementi radianti uguali tra loro, come dipoli, fessure, antenne a tromba o paraboliche. Le configurazioni più comuni adottate sono quella monodimensionale rettilinea, in cui gli elementi sono disposti in linea retta, e la configurazione bidimensionale a matrice, nella quale gli elementi formano un reticolo planare. Mediante l'uso di controllori elettronici e a sfasatori a stato solido è possibile orientare elettronicamente la direzione del fascio, controllando gli sfasamenti relativi tra gli elementi della schiera.

Prendiamo ora in considerazione una schiera rettilinea monodimensionale e con N radiatori identici equispaziati e collocati lungo l'asse z , come in figura 2.1. Ciascun radiatore viene alimentato dal medesimo oscillatore mediante una rete di derivazione. Su ciascun ramo poi sono posizionati in serie un attenuatore o amplificatore e uno sfasatore per poter controllare ampiezza e fase. Ipotizzando di essere nella regione di campo lontano si ha che l'intensità di campo elettrico dell'elemento $\tilde{E}_e(R, \theta, \phi)$ sarà:

$$\tilde{E}_e(R, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkR}}{R} \tilde{f}_e(\theta, \phi) \quad (2.18)$$

dove $\frac{e^{-jkR}}{R}$ è il fattore di propagazione e tiene conto della dipendenza dalla distanza R , mentre $\tilde{f}_e(\theta, \phi)$ tiene conto della dipendenza dalla direzione del campo elettrico irradiato dall'elemento.

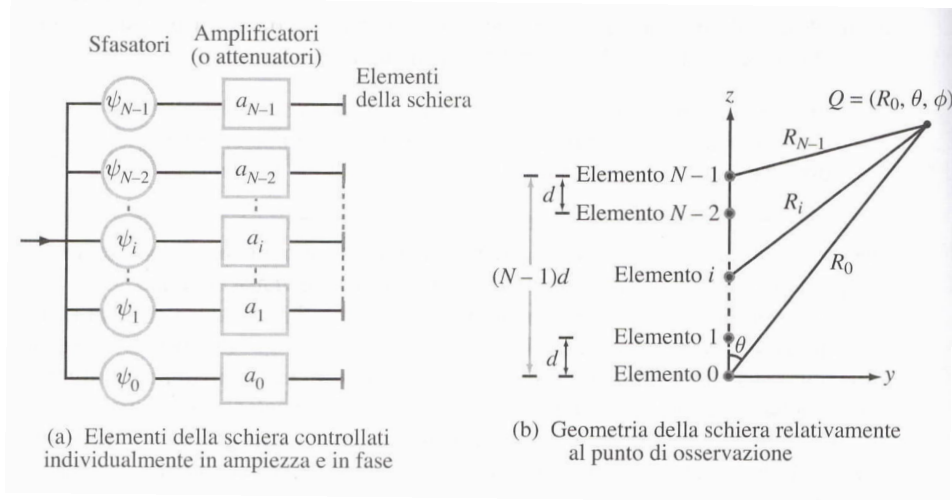


Figura 2.1: Configurazione a schiera rettilinea.

Come si nota in figura(2.1), il campo lontano dovuto all'elemento i-esimo dipende dal punto di osservazione Q , per questo motivo scriviamo il caso generale come:

$$\tilde{E}_i(R_i, \theta, \phi) = A_i \frac{e^{-jkR_i}}{R_i} \tilde{f}_e(\theta, \phi) \quad (2.19)$$

dove $A_i = a_i e^{j\psi_i}$ è un coefficiente complesso di alimentazione che tiene conto dell'ampiezza a_i e della fase ψ_i dell'eccitazione che produce $\tilde{E}_i$.

Concludendo, il campo totale nel punto di osservazione $Q(R_0, \theta, \phi)$ è dato da:

$$\tilde{E}(R_0, \theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{E}_i(R_i, \theta, \phi) = \left[\sum_{i=0}^{N-1} A_i \frac{e^{-jkR_i}}{R_i} \right] \tilde{f}_e(\theta, \phi) \quad (2.20)$$

Condizione necessaria per soddisfare la condizione di campo lontano per un'antenna di lunghezza $l = (N-1)d$, dove d è la distanza tra un elemento e il successivo, è che R_0 sia tale che:

$$R_0 \geq \frac{2l^2}{\lambda} = \frac{2(N-1)^2 d^2}{\lambda} \quad (2.21)$$

In questo caso è possibile porre $R_i = R_0$ ed applicare l'approssimazione di raggi paralleli, data da: $R_i \approx R_0 - z_i \cos \theta = R_0 - id \cos \theta$, dove $z_i = id$ è la distanza tra l' i -esimo elemento e l'elemento zero.

Applicando tali semplificazioni alla formula (2.20) si ottiene:

$$\tilde{E}(R_0, \theta, \phi) = \tilde{f}_e(\theta, \phi) \cdot \left(\frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right) \cdot \left[\sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{jikd \cos \theta} \right] \quad (2.22)$$

e la corrispondente densità di potenza della schiera è data da:

$$S(R_0, \theta, \phi) = \frac{1}{2\eta_0} |\tilde{E}(R_0, \theta, \phi)|^2 = S_e(R_0, \theta, \phi) \cdot \left| \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{jikd \cos \theta} \right|^2 \quad (2.23)$$

dove il primo fattore $S_e(R_0, \theta, \phi)$ è la *densità di potenza dell'energia* irradiata dal singolo elemento della schiera, mentre il secondo viene chiamato *fattore di schiera* ed è funzione della posizione dei singoli elementi e dei loro coefficienti di alimentazione, ma al tempo stesso è indipendente dal particolare tipo di radiatori utilizzati.

Il fattore di schiera rappresenta l'intensità di radiazione in campo lontano degli N elementi nel caso in cui ogni elemento sia un radiatore isotropo. Se lo indichiamo con $F_a(\theta)$, possiamo riscrivere l'equazione (2.23) come:

$$S(R_0, \theta, \phi) = S_e(R_0, \theta, \phi) F_a(\theta) \quad (2.24)$$

Quest'ultima espressione ottenuta rappresenta il *principio di moltiplicazione dei diagrammi* e permette di ricavare la densità di potenza associata ad una schiera in campo lontano. Ciò è possibile calcolando come prima cosa il diagramma di potenza in campo lontano, ipotizzando l'utilizzo di radiatori isotropi al posto dei singoli elementi, ricavando così il fattore di schiera, e concludendo infine il calcolo moltiplicando $F_a(\theta)$ con la densità di potenza $S_e(R_0, \theta, \phi)$ del singolo elemento, che deve essere uguale per tutti.

2.3 Schiera di N elementi con distribuzione di fase uniforme

Ipotizziamo di avere una schiera di N elementi distanziati tra loro da una spaziatura d ed eccitati in fase, ovvero $\psi_i = \psi_0$ per $i = 1, 2, \dots, N-1$. Una schiera di questo tipo viene denominata *schiera a radiazione trasversale* o *schiera broadside*, in quanto il lobo principale del diagramma di radiazione del suo fattore di schiera è sempre diretto trasversalmente all'asse della schiera stessa.

La differenza di fase tra i campi irradiati da elementi adiacenti è:

$$\gamma = k d \cos \theta = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta \quad (2.25)$$

Possiamo quindi riscrivere il fattore di schiera come:

$$F_a(\gamma) = \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{ji\gamma} \right|^2 \quad (\text{fase uniforme}) \quad (2.26)$$

Nel caso particolare di distribuzione d'ampiezza uniforme con $a_i = 1$ per $i = 1, 2, \dots, N-1$, possiamo riscrivere la formula (2.26) come:

$$F_a(\gamma) = \left| 1 + e^{j\gamma} + e^{j2\gamma} + \dots + e^{j(N-1)\gamma} \right|^2 \quad (2.27)$$

Risolvendo tale serie geometrica è possibile trovare la seguente forma compatta:

$$F_a(\gamma) = \frac{\sin^2(N\gamma/2)}{\sin^2(\gamma/2)} \quad (\text{fase e ampiezza uniforme}) \quad (2.28)$$

Dalla formula (2.28) vediamo che $F_a(\gamma)$ è massimo quando tutti i termini sono uguali a 1, ovvero se $\gamma = 0$ e quindi $\theta = \pi/2$, ottenendo così: $F_a(0) = N^2$. Dunque il fattore di schiera normalizzato è dato da:

$$F_a(\gamma) = \frac{F_a(\gamma)}{F_{a,max}} = \frac{\sin^2(N\gamma/2)}{N^2 \sin^2(\gamma/2)} \quad (2.29)$$

2.4 Schiere a scansione elettronica

Fino ad adesso abbiamo trattato schiere a fase uniforme, ossia con i coefficienti ψ_i tutti uguali. Ora invece ipotizziamo la presenza di un ritardo di fase tra elementi adiacenti, che possa permettere di orientare elettronicamente il lobo principale della schiera dalla direzione trasversale in cui $\theta = 90^\circ$ verso qualsiasi angolo θ_0 . Tutto ciò, oltre a rendere non più necessario l'orientamento meccanico dell'antenna per variare la direzione del fascio, consente inoltre una velocità di scansione molto elevata.

L'orientamento elettronico si ottiene applicando una distribuzione lineare di ritardi di fase progressivi allo scorrere degli elementi della schiera, tale che: $\psi_i = -i\delta$, dove δ è lo *sfasamento progressivo* tra elementi adiacenti. È possibile dunque una riscrittura dell'espressione del fattore di schiera come:

$$F_a(\theta) = \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{-ji\delta} e^{jikd\cos\theta} \right|^2 \triangleq F_a(\gamma') \quad (2.30)$$

dove $\gamma' = kd\cos\theta - \delta$. È anche possibile una riscrittura dello sfasamento come $\delta = kd\cos\theta_0$, ottenendo così:

$$\gamma' = kd(\cos\theta - \cos\theta_0) \quad (2.31)$$

Per qualsiasi distribuzione di ampiezza lungo la schiera, il suo fattore di schiera in caso di eccitazione con distribuzione di fase lineare si può ottenere dall'espressione calcolata nel caso di distribuzione di fase uniforme, sostituendo γ con γ' .

Nel caso di distribuzione di ampiezza simmetrica rispetto al centro della schiera, il fattore $F_a(\gamma')$ è massimo se $\gamma' = 0$. Quando la fase è uniforme, ossia $\delta = 0$, tale condizione corrisponde alla direzione $\theta = 90^\circ$ e per questo motivo si parla di radiazione trasversale. Nel caso invece in cui ci sia uno sfasamento lineare, secondo la formula (2.31), $\gamma' = 0$ corrisponde a $\theta = \theta_0$. Per cui, applicando uno sfasamento lineare lungo la schiera, il diagramma di radiazione viene traslato lungo l'asse $\cos\theta$ di una quantità pari a $\cos\theta_0$ e la direzione di massima radiazione viene orientata dalla direzione trasversale, ossia $\theta = 90^\circ$, verso la direzione $\theta = \theta_0$.

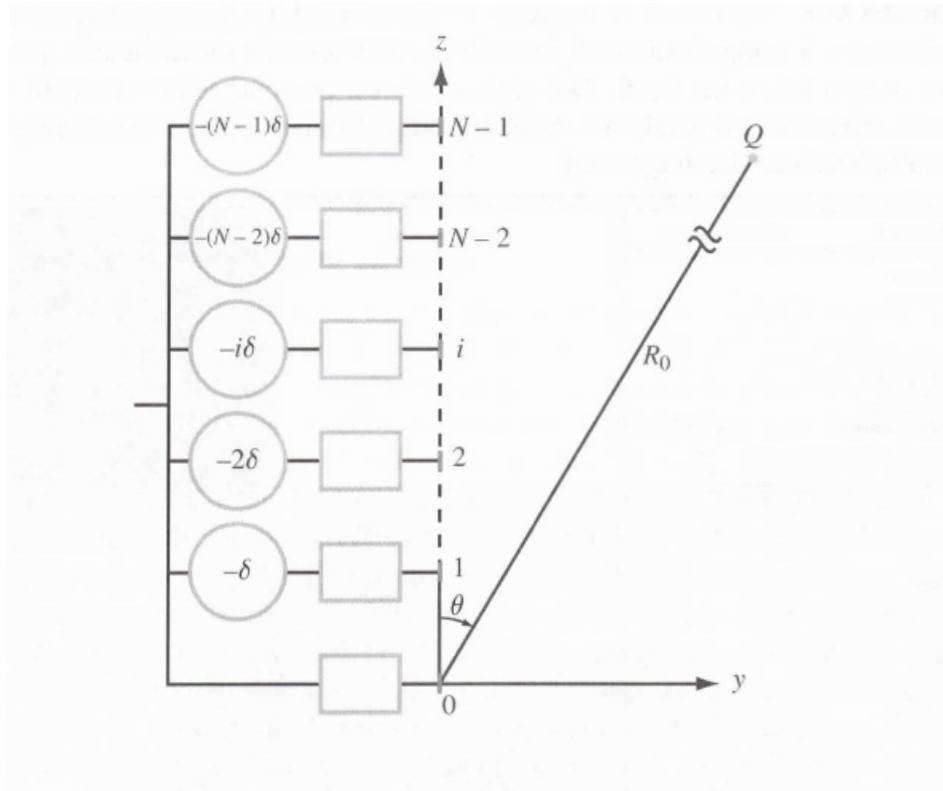


Figura 2.2: Applicazione di un ritardo di fase in progressione lineare.

Antenne Riconfigurabili

Un'antenna riconfigurabile (RA) è un particolare tipologia d'antenna in grado di modificare alcune proprietà che la caratterizzano in modo controllato e reversibile. Tale proprietà risulta estremamente utile allo scopo di massimizzare le prestazioni dell'antenna stessa, garantendo elevate performance in scenari che possono essere mutevoli e soddisfacendo così diversi requisiti operativi. Il particolare che le distingue dalle *antenne intelligenti* è che il meccanismo di riconfigurazione viene collocato all'interno dell'antenna stessa, piuttosto che in una rete di formazione del fascio esterna.

Al fine di fornire una risposta dinamica, le antenne riconfigurabili integrano un meccanismo, quali ad esempio attuatori meccanici, varactor, interruttori RF, che consente la redistribuzione delle correnti RF sulla superficie dell'antenna stessa e producendo così modifiche reversibili delle sue proprietà.

In base alla proprietà dell'antenna che viene regolata dinamicamente, le antenne riconfigurabili possono essere classificate in: *Frequency RA*, *Polarization RA*, *Pattern RA*, *Compound RA*.

3.1 Frequency Reconfigurable Antennas

Come suggerisce ovviamente il nome, le antenne riconfigurabili in frequenza sono in grado di regolare dinamicamente la loro frequenza di funzionamento. Quest'ultime risultano particolarmente utili in situazioni in cui più sistemi di comunicazione convergono, in quanto le antenne multiple necessarie in tali sistemi possono essere sostituite da un'unica antenna riconfigurabile. Genericamente infatti, strumenti radio come WLAN, Bluetooth e GPS lavorano su diverse bande di frequenze, per tale motivo sono necessari svariati tipi di antenne per poter lavorare su ogni specifica banda. Le antenne riconfigurabili risolvono questo problema e consentono di poter svolgere il medesimo lavoro impiegando però meno spazio. Vengono quindi preferite le RA in quanto genericamente riescono ad essere molto più compatte, in quanto consentono di diminuire il numero di filtri necessari al sistema.

La riconfigurazione della frequenza è in generale ottenuta mediante modifiche fisiche o elettriche alle dimensioni dell'antenna, utilizzando interruttori RF, carichi di impedenza o materiali sintonizzabili. Tali strumenti consentono quindi di modificare le caratteristiche in frequenza dell'antenna lasciando inalterati il pattern di radiazione e il tipo di polarizzazione.

A loro volta le antenne riconfigurabili in frequenza si possono suddividere in due sottoclassi: *frequency continuous tuning* e *frequency discrete tuning*. I primi vengono realizzati mediante dei diodi Varactor e il funzionamento si basa sulla variazione della tensione di polarizzazione di quest'ultimi, mentre i secondi si realizzano attraverso dei diodi PIN e MEMS switches.

3.2 Polarization Reconfigurable Antennas

La base del funzionamento di questo tipo di antenne è il cambio di polarizzazione della radiazione elettromagnetica. Ciò può essere fatto variando l'angolo di una polarizzazione lineare, oppure passando da una polarizzazione lineare ad una circolare, o ancora passando da una circolare destrorsa ad una sinistrorsa. La diversità dei tipi di polarizzazione serve per migliorare l'efficienza dei *sistemi MIMO* (Multiple-Input-Multiple-Output).

La capacità di commutare tra polarizzazioni orizzontali, verticali e circolari può essere uti-

lizzata per ridurre le perdite di disadattamento di polarizzazione nei dispositivi portatili. La riconfigurabilità della polarizzazione può essere fornita modificando l'equilibrio tra le diverse modalità di una struttura multimodale.

L'ostacolo più grande da superare in questo caso è quello di riuscire a realizzare delle antenne in grado di passare da un tipo di polarizzazione all'altro in maniera rapida ed efficiente, ma senza alterare le restanti proprietà dell'antenna. Ciò che si va a fare è quindi agire sulle caratteristiche d'impedenza in input dell'antenna. Risulta difficile infatti far coincidere l'impedenza d'ingresso necessaria ad una polarizzazione lineare e quella per una polarizzazione circolare. Una possibile soluzione al problema è data dalle *Polarization RA a Single Band*, che permettono di passare agilmente da una polarizzazione lineare ad una circolare e viceversa. Quest'ultime possono essere realizzate con l'impiego di una slot antenna dotata di un anello quadrato e di quattro diodi a pin.

Altra possibile soluzione è data dalle *Dual-Band Polarization RA*, che ricoprono un ruolo fondamentale nei dispositivi WLAN. Esse operano ad una banda di frequenza compresa tra 2.4 e 5.8 GHz, e permettono di passare efficientemente tra le polarizzazioni orizzontale, verticale e 450 lineari.

3.3 Pattern Reconfigurable Antennas

La riconfigurabilità del diagramma di radiazione consente di migliorare la copertura nel caso in cui la direzione in cui si vuole irradiare è variabile. L'aumento del guadagno del collegamento grazie al passaggio da una configurazione omni ad una direttiva permette di risparmiare energia, caratteristica fondamentale per i dispositivi mobili.

Le antenne basate sulla riconfigurazione del modello di radiazione hanno la possibilità di modificare la forma del loro raggio principale e un esempio di una loro possibile applicazione la si ritrova nei sistemi MIMO. Il *Beam Steering* è l'applicazione più estesa in questo ambito e consiste nell'indirizzare la direzione della radiazione per massimizzare il guadagno dell'antenna in un collegamento con dispositivi mobili.

La riconfigurazione viene realizzata cambiando la distribuzione adottata, al tempo stesso però parametri come le caratteristiche di frequenza rimangono i medesimi al variare del modello di radiazione dell'antenna. Riuscire a mantenere invariata la frequenza operativa variando solo il modello di radiazione non è stata una sfida facile da superare; sono state scoperte però varie procedure in grado di implementare tale proprietà.

Un esempio è il *Main-Beam Shape*: le antenne a banda larga e a patch circolare sono utilizzate come esempio per passare da un modello di radiazione conico a uno boresight e viceversa. La frequenza di radiazione associata ad un modello conico viene ridotta collegando la patch con dei perni di cortocircuito. La riconfigurazione del modello di radiazione viene raggiunta mediante una rete di corrispondenza integrata con degli switch.

3.4 Compound Reconfigurable Antennas

L'obiettivo che si vuole raggiungere quando si realizza una buona antenna riconfigurabile è di poter cambiare in maniera rapida ed efficiente, a seconda delle esigenze, il modello di radiazione, la polarizzazione e la frequenza operativa. Le antenne definite fino a questo punto si specializzavano principalmente in uno di questi tre ambiti, trascurando totalmente gli altri due; discorso diverso può essere fatto per le così dette antenne a riconfigurazione molteplice. Riassumendo possiamo quindi dire che la riconfigurazione composta è la possibilità di sintonizzare contemporaneamente diversi parametri dell'antenna, quali polarizzazione, frequenza e modello di radiazione.

Quest'ultime ricoprono un ruolo fondamentale nei sistemi di comunicazione wireless grazie alla maggiore adattabilità rispetto alle altre tipologie d'antenne già citate.

L'applicazione più comune della riconfigurazione molteplice è la combinazione di agilità in frequenza e scansione del fascio per fornire migliori efficienze spettrali. La riconfigurabilità molteplice si ottiene combinando nella stessa struttura diverse tecniche di riconfigurazione a singolo parametro o rimodellando dinamicamente una superficie di pixel.

3.5 Ottimizzazione, controllo e modellazione di antenne riconfigurabili

Per poter essere in grado di soddisfare tutti i possibili requisiti dei canali di comunicazione vengono spesso utilizzate le antenne riconfigurabili, in quanto sono in grado di passare da uno stato ad un altro molto facilmente. A questo scopo i progettisti hanno proposto diversi algoritmi di ottimizzazione per facilitare il passaggio tra stati differenti dell'antenna.

Altro aspetto da tenere in considerazione sono i design delle antenne riconfigurabili, in quanto, a causa delle loro numerose funzionalità, possono essere a volte estremamente complesse. Tutto ciò si traduce con un aumento dei costi e del tempo di lavoro necessario ad ogni progetto. Per ridurre la complessità molto approcci sono stati proposti con l'obiettivo però di non compromettere l'affidabilità dell'antenna. Generalmente questi sono basati su diverse tecniche e modelli esistenti già precedentemente. Il *learning state selection approach* è una delle tecniche più diffuse per determinare le caratteristiche delle antenne per diverse riconfigurazioni.

Al giorno d'oggi, svariate reti neurali sono usate per studiare il comportamento delle antenne e ciò può aiutare nella creazione di vari stati per le antenne riconfigurabili, basati su ciò che si è appreso precedentemente. Al tempo stesso, l'utilizzo di reti neurali ha portato ad una riduzione della complessità computazionale.



Figura 3.1: Antenna 5G.



Figura 3.2: Comunicazione 5G per terminali mobili.

L'utilizzo di antenne riconfigurabili nelle comunicazioni fra terminali mobili è molto diffuso, in quanto consente di facilitare il passaggio tra un protocollo operativo all'altro in maniera facile e veloce. Dispositivi come smartphone, ricevitori GPS, laptop adottano delle antenne multibanda e quindi sfruttano diversi protocolli wireless. Per questo motivo le antenne riconfigurabili ricoprono un ruolo di fondamentale importanza in questo tipo di comunicazione.

4.1 Antenna a fessura riconfigurabile per smartphone 5G

Un'antenna a fessura è costituita da una superficie metallica, solitamente una piastra piatta, con uno o più fori o fessure ritagliate. Essa può essere pilotata applicando una certa corrente, in modo da stimolare le piccole fessure che la compongono ad irradiare delle onde elettromagnetiche che, al lato pratico, risultano simili a quelle emesse da un'antenna a dipolo. La forma e le dimensioni della fessura, così come la frequenza di pilotaggio, determinano il diagramma di radiazione dell'antenna. Le antenne a fessura vengono solitamente utilizzate nelle microonde e a frequenze UHF (Ultra High Frequency), ovvero nella banda che va da 300 MHz a 3 GHz. Lo scopo di questo paragrafo è di illustrare una possibile realizzazione di un'antenna a fessura riconfigurabile per le applicazioni di smartphone di quinta generazione

(5G), nelle bande di 824-960 MHz (*banda 1*), 1710-2690 MHz (*banda 2*), 3300- 3600 MHz (*banda 3*) e 4800-5000 MHz (*banda 4*), sviluppata da Peng Yang, Kuixi Yan, Feng Yang e L.Y Zeng presso l'istituto di Ingegneria Elettronica ed Informatica di UESTC in Guangdong, Cina. L'antenna è collocata nella parte inferiore del telefono, ed è stata progettata per una scocca di tipo metallico. Vengono utilizzati dei diodi PIN per consentire il raggiungimento di tre stati di lavoro distinti in modo da consentire una buona copertura in frequenza e poter miniaturizzare il più possibile l'antenna. Quest'ultima caratteristica è fondamentale per poter inserire nello smartphone un ampio display.

La scocca metallica del telefono può avere degli effetti negativi nell'operatività dell'antenna stessa, con un conseguente degradamento delle performance.

Nelle figure (4.1) e (4.2) qui di seguito è possibile trovare una schematizzazione della struttura hardware.

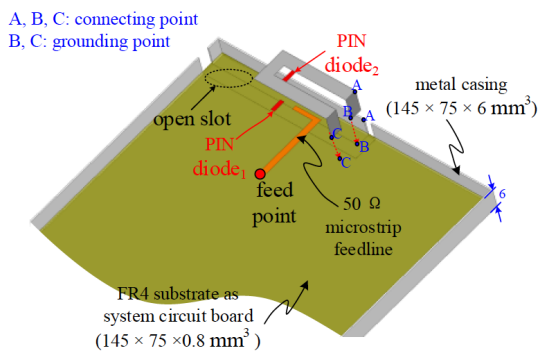


Figura 4.1: Rappresentazione 3D.

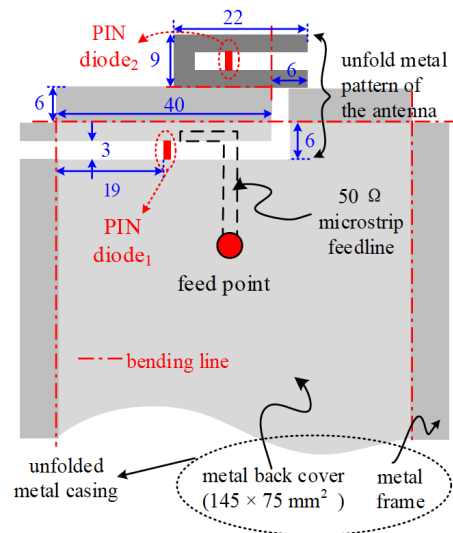


Figura 4.2: Rappresentazione planare.

Un sottile substrato di FR4, particolare materiale composto realizzato impregnando un tessuto di fibra di vetro con una matrice di resina epossidica, di spessore 0.8 mm, viene utilizzato come superficie per il circuito stampato.

Il sistema richiede una piccola apertura, di larghezza 3 mm, collocata nel fondo della scocca. La linea di alimentazione della microstriscia a forma di L è incisa distante dal lato del circuito stampato sulla scocca posteriore in metallo ed è necessaria per alimentare l'antenna a fessura.

I due diodi PIN invece sono utilizzati per realizzare la banda multifrequenza dell'antenna, inoltre quando quest'ultimi sono disconnessi la piastra metallica viene ritratta, altrimenti viene mantenuta nella sua posizione.

In base al tipo di lavoro che ciascun diodo svolge è possibile evidenziare tre tipi di configurazioni: *stato 1*, *stato 2*, *stato 3*. Nella prima configurazione entrambi i diodi sono disconnessi, nella seconda invece è connesso solo il *diodo 2*, mentre nella terza lo è solo il *diodo 1*.

Dopo alcune simulazioni si sono raccolti i risultati ottenuti nei seguenti due grafici.

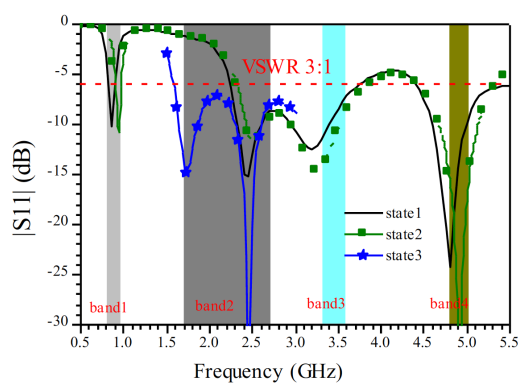


Figura 4.3: Simulazione dei parametri S.

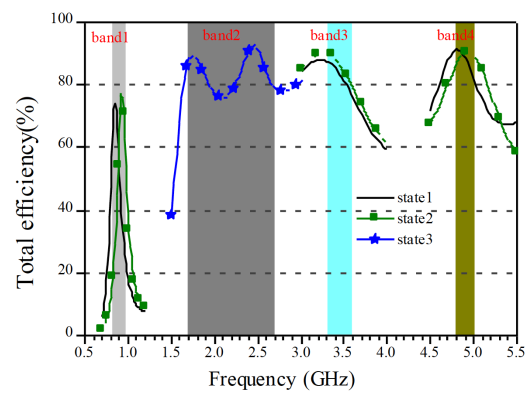


Figura 4.4: Simulazione efficienza totale.

In figura 4.3 sono raffigurati i *parametri S* o di *scattering*, che vengono utilizzati per descrivere il comportamento di circuiti lineari in alta frequenza richiusi su un carico con impedenza nota. Siccome la quasi totalità della strumentazione in radiofrequenza è a 50 Ω , questi parametri sono generalmente riferiti ad un generatore ed una linea a 50 Ω . Più specificatamente S_{11} è il coefficiente di riflessione in ingresso con uscita adattata. É presente inoltre una linea rossa tratteggiata che rappresenta il VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), ossia un parametro che indica il rapporto tra il valore massimo e il valore minimo del modulo della tensione lungo una linea. Fissata una certa frequenza, il VSWR è una misura del disadattamento di impedenza tra la linea di trasmissione ed il suo carico. Maggiore è il VSWR, maggiore è il disadattamento. Il valore minimo del VSWR, che corrisponde alla condizione di perfetto adattamento per cui le impedenze della linea di trasmissione e del carico sono uguali con assenza di onda riflessa, è pari a 1. É possibile perciò notare come in tutti gli stati del sistema sia possibile raggiungere buoni valori di S_{11} attraverso ciascuna banda d'interesse.

La figura 4.4 rappresenta invece una simulazione dell'efficienza totale di tutti e tre gli stati del sistema. Per quanto riguarda la prima banda d'interesse si nota come l'efficienza totale superi il 70 %, mentre nelle restanti tre si aggira tra il 75 e il 90 %.

Concludiamo dicendo che buoni valori d'efficienze totali sono stati raggiunti per ogni frequenza d'interesse e che quindi l'antenna proposta fornisce un'ottima soluzione per superare le principali difficoltà progettuali legate alla realizzazione di antenne per smartphone 5G ad alte prestazioni.

4.2 Antenna a polarizzazione riconfigurabile e ad alto guadagno per comunicazioni 5G

In questo paragrafo viene illustrata un'antenna a polarizzazione riconfigurabile e ad alto guadagno per comunicazioni nella banda del 5G, progettata da Dou Yang, Yi Xi, Huiqing Zhai, Yi Zeng and Zhigang Wang presso la National Key Laboratory on Antennas and Microwave Technology, School of Electronic Engineering, nell'università di Xidian in Cina.

Il progetto consiste in una patch di radiazione circolare, due diodi PIN, una superficie riflettente e un alimentatore coassiale. Modificando lo stato di commutazione dei diodi PIN, cambiano le caratteristiche della corrente superficiale, ottenendo così tre diversi stati di polarizzazione, ossia: polarizzazione circolare destrorsa (RHCP), polarizzazione circolare sinistrorsa (LHCP) e polarizzazione rettilinea (LP). La banda operativa di frequenza dell'antenna si aggira intorno ai 4,8-5,0 GHz e il guadagno di picco è di 12 dB.

La struttura dell'antenna viene illustrata nelle figure 4.5 e 4.6, e riassunta nella tabella che segue. R_4 e θ_2 indicano la posizione del punto di alimentazione, la toppa metallica a forma di anello è tagliata lungo due settori simmetrici rispetto all'origine, R_2 e R_3 rappresentano rispettivamente il raggio interno ed esterno dell'anello, lo spessore della toppa di radiazione è di 0,5 mm, l'altezza dell'alimentatore è H_1 , il raggio del riflettore è R_1 e la sua altezza è H_2 .

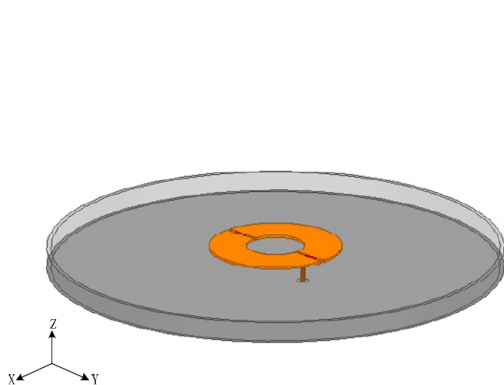


Figura 4.5: Struttura in 3D.

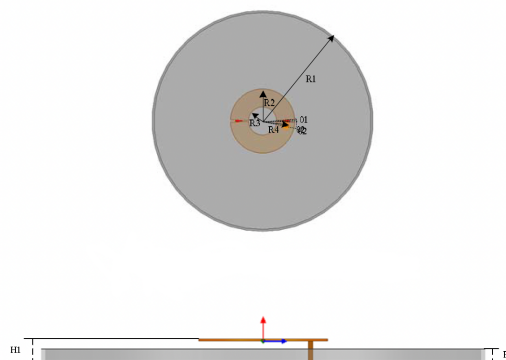


Figura 4.6: Dimensioni dell'antenna.

Parametri	R1	R2	R3	R4
Valore	55 mm	16 mm	7 mm	12 mm
Parametri	$\theta 1$	$\theta 2$	H1	H2
Valore	4°	12°	5 mm	3 mm

La tabella che segue invece illustra come è possibile ottenere ognuna delle tre configurazioni in base allo stato di ciascun diodo:

Stati	D1	D2	Polarizzazione
1	ON	ON	LP
2	OFF	ON	LHCP
3	ON	OFF	RHCP

Come ultima cosa troviamo dei grafici che riassumono delle simulazioni fatte mediante HFSS (high frequency structure simulator), ossia un software di simulazione elettromagnetica ad alta frequenza.

In figura 4.7 viene illustrato il coefficiente di riflessione S11 nei tre possibili stati di polarizzazione. La banda operativa per la polarizzazione lineare va da 4.51 GHz a 4.98 GHz, per quella circolare sinistrorsa va da 4.55 GHz a 5.45 GHz, mentre per la circolare destrorsa va da 4.59 GHz a 5.27 GHz.

In figura 4.8 invece è raffigurato il guadagno per tutti gli stati di polarizzazione considerati.

Come si può facilmente evincere il guadagno dell'antenna nelle frequenze d'interesse supera i 10 dB, raggiungendo un picco di 12 dB.

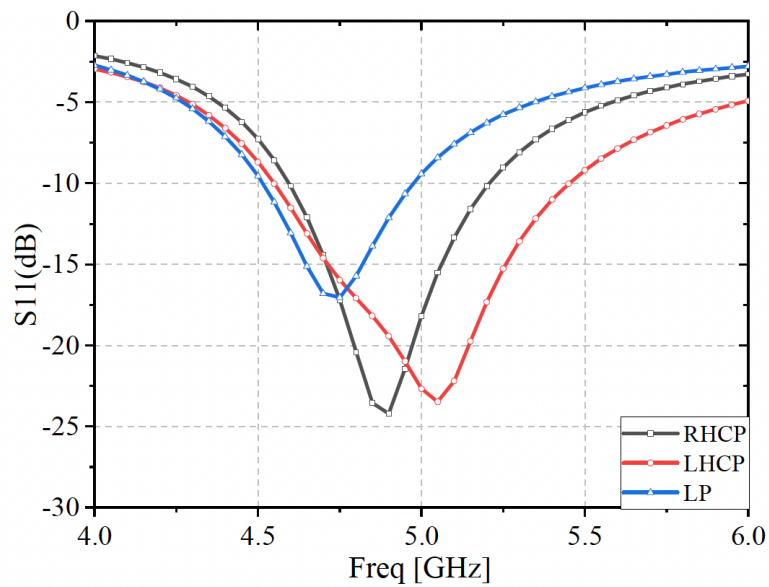


Figura 4.7: Coefficiente di riflessione dell'antenna.

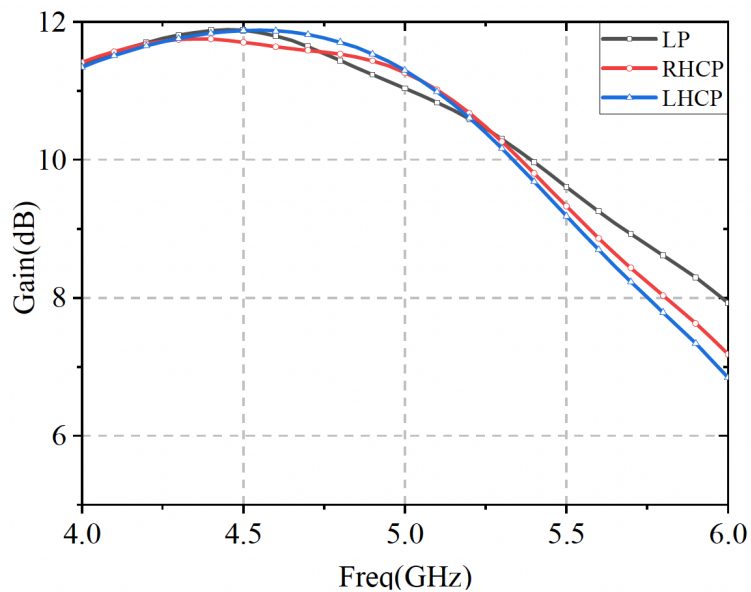


Figura 4.8: Guadagno dell'antenna.

4.3 Antenna riconfigurabile per future riallocazioni dello spettro nelle comunicazioni 5G

La continua crescita esponenziale del traffico dati sui dispositivi mobili obbliga i principali network providers e le istituzioni a ricercare nuove bande di frequenza utili. Al giorno d'oggi la tendenza sembra spingersi verso lo spettro UHF TV e verso le frequenze superiori ai 3 GHz. Una possibile soluzione in Italia è data dalla porzione di spettro che va dai 698 ai 806 MHz, permessa dalla minore banda necessaria alla televisione digitale rispetto a quella analogica. Rispetto alle frequenze più alte, le onde a 700 MHz hanno ottime caratteristiche di propagazione, che ne consentono di penetrare facilmente negli edifici e di coprire vaste aree geografiche con poche infrastrutture. Per le bande più alte, la possibile riallocazione dello spettro include porzioni del tipo 3600–4200 MHz e 4400–4990 MHz, che sono buoni candidati per una piccola copertura con un'elevata capacità di dati. L'arrivo di queste nuove bande di frequenza comporta nuove sfide per i progettisti di antenne. Innanzitutto, a causa della necessaria compatibilità con sistemi 2G, 3G e 4G, il numero di bande operative è naturalmente in aumento. In secondo luogo, il volume dedicato all'antenna non può essere ampliato con conseguenti problemi di progettazione. Per coprire le nuove bande di frequenza superiori a 3 GHz, di solito è sufficiente una struttura più complessa dell'antenna, utilizzando elementi parassiti, per ottenere la copertura desiderata. Tuttavia, per quanto riguarda le bande di bassa frequenza, la tecnologia dell'antenna passiva mette in luce tutti i suoi limiti.

Questo paragrafo si pone come obiettivo l'illustrazione di un'antenna riconfigurabile per dispositivi mobili con apertura di banda estensibile mediante un condensatore sintonizzabile digitalmente (DTC) sviluppata da Le Huy Trinh, Fabien Ferrero, Leonardo Lizzi Robert Staraj e Jean-Marc Ribero.

La struttura dell'antenna è adattata in modo permanente su bande ad alta frequenza compresi DCS/PCS, UMTS, LTE 1800/2600 e bande nell'intorno dei 3,5 GHz. Per quanto riguarda le bande sub-GHz, diversi stati riconfigurabili consentono una copertura completa degli standard LTE 600/700 e GSM 850/900, nonché la riallocazione dello spettro prevista per le comunicazioni 5G. Le dimensioni dell'antenna sono di $40 \times 10 \times 6 \text{ mm}^3$, mentre quelle del circuito

stampato (PCB) di $130 \times 70 \times 0.8 \text{ mm}^3$ e ciò rende tale struttura compatibile con la quasi totalità dei terminali mobili in commercio.

Come componente riconfigurabile, viene utilizzato un condensatore sintonizzabile digitalmente (DTC) CMOS, poiché combina un'elevata gestione della potenza (34 dBm), un basso consumo energetico ($150 \mu\text{A}$), una bassa tensione di alimentazione (2.3–3.6 V), il tutto racchiuso in dimensioni estremamente compatte. È inoltre controllato con i protocolli I2C o SPI ed ha 32 stati differenti.

Dalla letteratura sappiamo che le antenne ad alto Q possono subire perdite dovute a componenti RF riconfigurabili. Per superare questo problema, il seguente progetto propone una struttura con un compromesso tra antenne a Q basso e Q alto. Il sistema ha un fattore Q basso nella banda di 860–960 MHz grazie a due risonanze accoppiate e un Q alto per la banda 630–860 MHz, ottenuto mediante una singola risonanza.

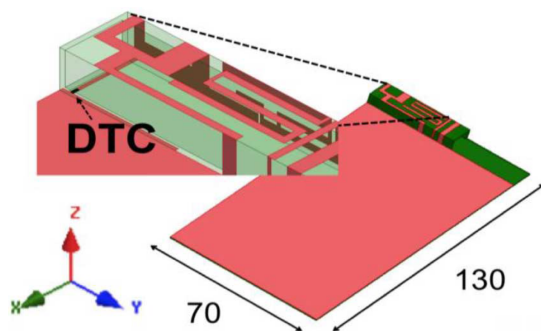


Figura 4.9: Geometrie dell'antenna.

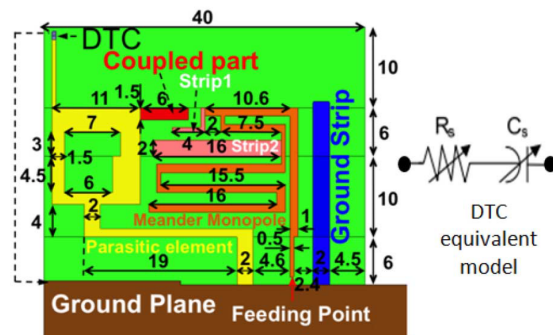


Figura 4.10: Modello DTC.

Come osservabile nelle figure 4.9 e 4.10 la geometria dell'antenna proposta si basa sul principio di accoppiamento capacitivo tra un monopolo alimentato ed elementi parassiti. L'antenna ha un design compatto ($40 \times 10 \times 6 \text{ mm}^3$) ed è posizionata sopra un substrato epossidico FR4 con una dimensione di $130 \times 70 \times 0.8 \text{ mm}^3$.

La struttura è composta da tre elementi indipendenti: l'elemento guidato al centro è un monopolo a meandri alimentato da una linea di microstrisce a 50Ω (arancione). La lunghezza complessiva (84 mm) di questo monopolo è pari a un quarto di lunghezza d'onda a 900 MHz. I suoi modi di terzo e quinto ordine sono regolati a 1750 e 3500 MHz utilizzando le due strisce

(rosa). Un'ulteriore risonanza viene creata mediante l'utilizzo dell'elemento parassita nel cortocircuito sinistro (giallo).

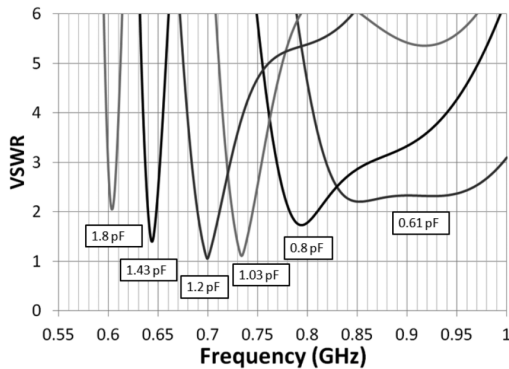


Figura 4.11: Simulazione VSWR - 1.

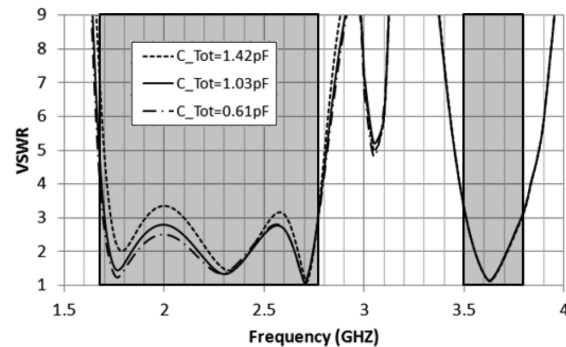


Figura 4.12: Simulazione VSWR - 2.

Quest'ultimo elemento è collegato al piano di massa tramite un condensatore variabile. Per valori di capacità inferiori, l'accoppiamento tra l'elemento pilotato e l'elemento parassita è sintonizzato per aumentare il più possibile la larghezza di banda come mostrato in figura 4.11 per 0,61 pF. Quindi, per C_{Tot} a capacità più elevate, è possibile riconfigurare una banda stretta per coprire lo spettro di frequenze di 630–860 MHz. Sul lato destro, una striscia di massa (blu) viene utilizzata per coprire la banda a 2.5 GHz. Infine, si ottiene una nuova risonanza a 2.7 GHz grazie ad un'ottimizzazione della forma del monopolo a meandro come mostrato in figura 4.12.

Le curve VSWR simulate nelle bande di frequenza più basse sono presentate in figura 4.11. Quando il valore del condensatore C_{Tot} è sintonizzato tra 0.61 e 1.8 pF, il coefficiente di riflessione dell'antenna viene modificato. Per valori della capacità di 0.61 pF si ottiene una banda di 170 MHz tra 820 e 990 MHz. Per valori di capacità superiori, una banda stretta può essere sintonizzata da 600 a 860 MHz con una larghezza di banda istantanea 3:1 VSWR e sempre maggiore di 10 MHz. L'antenna è quasi costantemente abbinata tra 1.7–2.7 e 3.5–3.75 GHz con un VSWR 3:1, nonostante un piccolo superamento a 1.9 GHz per $C_{Tot}=0.61$ pF.

In accordo ai risultati mostrati in figura 4.13, le efficienze totali simulate sono all'incirca da 5 a 2 dB per le basse frequenze, da 3 a 0,4 dB per le medie frequenze e da 3 a 1 dB per le alte frequenze.

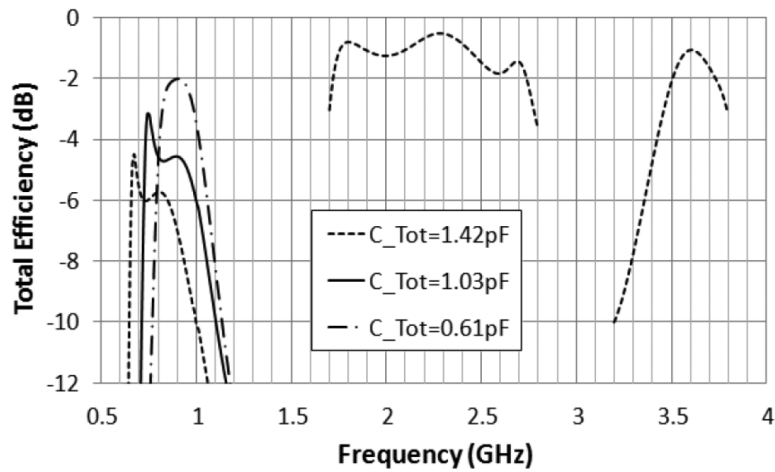


Figura 4.13: Simulazioni dell'efficienza totale.

L'efficienza totale dell'antenna è presentata nelle figure 4.14 e 4.15. Alcune lievi differenze tra simulazioni e misurazioni sono visibili nelle bande di frequenza più basse. Tuttavia, i risultati sono abbastanza ragionevoli considerando la precisione di 1 dB della Starlab-Satimo station utilizzata. Da tali esiti è possibile constatare come il livello di efficienza totale è sufficiente per le applicazioni di telefoni cellulari. I valori variano da 4 dB a 730 MHz a 2 dB a 860 MHz, da 6 a 0.5 dB nella banda 1710–2700 MHz e da 2.5 a 1.5 dB nella banda 3500–3800 MHz.

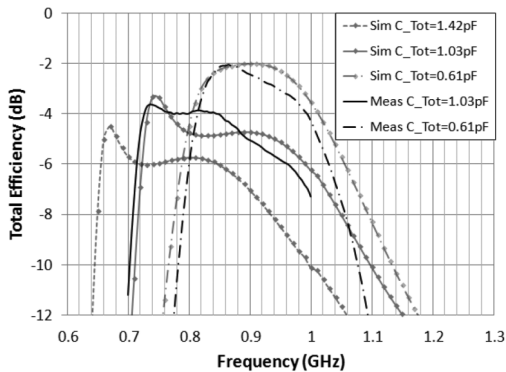


Figura 4.14: Misurazioni e simulazioni dell'efficienza totale a basse frequenze.

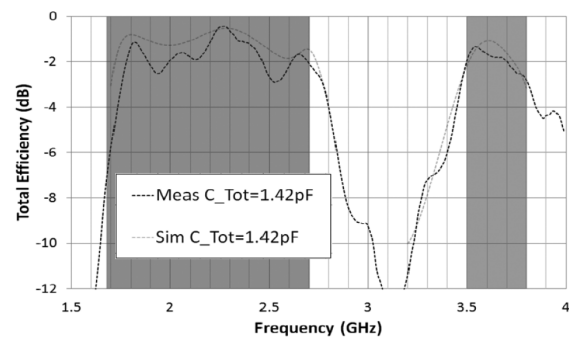


Figura 4.15: Misurazioni e simulazioni dell'efficienza totale a medie e alte frequenze.

Conclusioni

Abbiamo quindi appurato come una RA sia una particolare tipologia d'antenna in grado di modificare alcune proprietà che la caratterizzano in modo controllato e reversibile; fattore che risulta estremamente utile allo scopo di massimizzare le prestazioni dell'antenna stessa, garantendo elevate performance in scenari che possono essere mutevoli e soddisfacendo così diversi requisiti operativi.

Per poter essere in grado di stare al passo con tutte le possibili necessità dei canali di comunicazione vengono infatti spesso utilizzate le antenne riconfigurabili, in quanto sono in grado di passare da uno stato ad un altro molto efficacemente.

L'utilizzo di antenne riconfigurabili nelle comunicazioni fra terminali mobili è molto diffuso, in quanto consente di facilitare il passaggio tra un protocollo operativo all'altro in maniera facile e veloce. Dispositivi come smartphone, ricevitori GPS, laptop adottano delle antenne multibanda e quindi sfruttano diversi protocolli wireless.

Per tali motivi possiamo concludere come le antenne riconfigurabili rappresentino un solido presente ed un promettente futuro per la ricerca e lo sviluppo dei principali mezzi di comunicazione, in particolar modo per i terminali mobili.

Bibliografia

- [1] Figura 1.1. URL: <http://www-cs-faculty.stanford.edu/~uno/abcde.html>.
- [2] Figura 1.2. URL: <https://www.militarypedia.it/guerra-elettronica>.
- [3] Figura 1.3. URL: https://www.wikiwand.com/it/Principio_di_Huygens-Fresnel.
- [4] Figura 2.1. *Fondamenti di campi elettromagnetici, Fawwaz Ulaby e Umberto Ravaioli*.
- [5] Figura 2.2. *Fondamenti di campi elettromagnetici, Fawwaz Ulaby e Umberto Ravaioli*.
- [6] Figura 3.1. URL: <https://it.wikipedia.org/wiki/5G>.
- [7] Figura 3.2. URL: <https://www.telegaertner.com/it/global/comunicazioni-mobili>.
- [8] Figura 4.1. *Reconfigurable Slot Antenna Design for 5G Smartphone with Metal Casing*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8608908>.
- [9] Figura 4.10. *Reconfigurable Antenna for Future Spectrum Reallocations in 5G Communications*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7347359>.
- [10] Figura 4.11. *Reconfigurable Antenna for Future Spectrum Reallocations in 5G Communications*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7347359>.
- [11] Figura 4.12. *Reconfigurable Antenna for Future Spectrum Reallocations in 5G Communications*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7347359>.

- [12] Figura 4.13. *Reconfigurable Antenna for Future Spectrum Reallocations in 5G Communications*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7347359>.
- [13] Figura 4.14. *Reconfigurable Antenna for Future Spectrum Reallocations in 5G Communications*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7347359>.
- [14] Figura 4.15. *Reconfigurable Antenna for Future Spectrum Reallocations in 5G Communications*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7347359>.
- [15] Figura 4.2. *Reconfigurable Slot Antenna Design for 5G Smartphone with Metal Casing*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8608908>.
- [16] Figura 4.3. *Reconfigurable Slot Antenna Design for 5G Smartphone with Metal Casing*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8608908>.
- [17] Figura 4.4. *Reconfigurable Slot Antenna Design for 5G Smartphone with Metal Casing*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8608908>.
- [18] Figura 4.5. *High-gain polarization reconfigurable antenna applied to 5G communication frequency band*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9386463>.
- [19] Figura 4.6. *High-gain polarization reconfigurable antenna applied to 5G communication frequency band*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9386463>.
- [20] Figura 4.7. *High-gain polarization reconfigurable antenna applied to 5G communication frequency band*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9386463>.
- [21] Figura 4.8. *High-gain polarization reconfigurable antenna applied to 5G communication frequency band*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9386463>.
- [22] Figura 4.9. *Reconfigurable Antenna for Future Spectrum Reallocations in 5G Communications*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7347359>.

- [23] *Antenna riconfigurabile - Reconfigurable antenna*. URL: https://www.no-regime.com/ru-it/wiki/Reconfigurable_antenna.
- [24] Fawwaz Ulaby; Umberto Ravaioli. *Fondamenti di campi elettromagnetici*. Ottava edizione. Pearson, 2021. ISBN: 9788891906618B.
- [25] Le Huy Trinh; Fabien Ferrero; Leonardo Lizzi; Robert Staraj; Jean-Marc Ribero. *Reconfigurable Antenna for Future Spectrum Reallocations in 5G Communications*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7347359>.
- [26] Pierluigi Zotto; Sergio Lo Russo; Paolo Sartori. *FISICA GENERALE*. Elettromagnetismo - Ottica. Edizioni LaDotta, 2019. ISBN: 9788898648368.
- [27] *Slot antenna*. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Slot_antenna.
- [28] Dou Yang; Yi Xi; Huiqing Zhai; Yi Zeng; Zhigang Wang. *High-gain polarization reconfigurable antenna applied to 5G communication frequency band*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9386463>.
- [29] Peng Yang; Kuixi Yan; Feng Yang; L.Y Zeng. *Reconfigurable Slot Antenna Design for 5G Smartphone with Metal Casing*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8608908>.

