

UNIVERSITÀ DEGLI
STUDI DI PADOVA



FACOLTÀ DI
INGEGNERIA

TESI DI LAUREA SPECIALISTICA

STRUTTURE A BANDA
ELETTROMAGNETICA PROIBITA
PER LA RIDUZIONE
DELL'ACCOPPIAMENTO MUTUO

RELATORE: *Ch.mo Prof. Antonio Daniele Capobianco*

LAUREANDO: *Luca Chioato*

Padova, 9 marzo 2010

Anno Accademico 2009-2010

CORSO DI LAUREA IN
INGEGNERIA DELLE
TELECOMUNICAZIONI

DEPARTMENT OF
INFORMATION
ENGINEERING
UNIVERSITY OF PADOVA



DIPARTIMENTO DI
INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE

Sommario

I moderni standard per la comunicazione wireless utilizzano la tecnologia Multiple Input Multiple Output (*MIMO*), che fa uso di più antenne, sia in trasmissione che in ricezione al fine di aumentare la capacità del canale.

Nei dispositivi composti da più elementi radianti disposti sullo stesso substrato e posti a distanze di frazioni della lunghezza d'onda, si verificano problemi di accoppiamento tra le antenne che compongono la struttura; una delle cause è lo stabilirsi delle onde superficiali che si propagano nella struttura. L'accoppiamento mutuo tra antenne comporta un innalzamento della correlazione tra i segnali ai morsetti delle antenne con conseguente riduzione delle prestazioni.

Lo scopo di questo lavoro di tesi è quello di progettare particolari strutture che, sfruttando l'effetto di band gap elettromagnetico (EBG), inibiscano l'accoppiamento mediante le onde superficiali. Tali strutture potranno essere inserite tra antenne adiacenti sullo stesso substrato.

Sommario	i
Indice	iv
Elenco delle figure	vi
Introduzione	1
1 Richiami	3
1.1 Formulazione delle matrici di trasmissione	3
1.2 Superfici ad alta impedenza e onde superficiali	5
2 Strutture periodiche	9
2.1 Materiali a banda elettromagnetica proibita	9
2.1.1 Modello basato sulle linee di trasmissione	9
2.1.2 Modello circuitale proposto per simulazioni con tecnica della microstriscia sospesa	14
2.2 Risonatori circolari	15
2.2.1 Modello approssimato mediante linee coplanari	16
3 Celle proposte per le strutture a banda proibita	19
3.1 Celle a dimensione quadrata	19
3.2 Celle a forchetta	20
3.3 Celle a castello	21
3.4 Risonatori circolari complementari	26
4 Strutture con difetti nel piano di massa	29
5 Strutture inibenti con substrato in Rogers 3010	35
5.1 Materiali a band gap proibito con celle “a fungo”	35
5.2 Risonatori circolari	36
5.3 Difetti applicati al piano di massa	37

6	Analisi dell'accoppiamento mutuo	39
6.1	Progettazione di una antenna patch	39
6.2	Accoppiamento mutuo tra due antenne di tipo patch con substrato FR4	41
6.2.1	Risultati accoppiamento mutuo in configurazione E-plane	42
6.2.2	Risultati accoppiamento mutuo in configurazione H-plane	44
6.3	Accoppiamento mutuo tra due antenne di tipo patch per substrato Rogers 3010	45
7	Analisi dei risultati	49
7.1	Accoppiamento mutuo con substrato FR4	50
7.2	Accoppiamento mutuo con substrato Rogers 3010	52
	Conclusioni	55
A	Analisi linee coplanari	57
B	Software di simulazione per la propagazione elettromagnetica	63
	Bibliografia	68

Elenco delle figure

1.1	Rete a due porte relazionata con matrice $ABCD$	3
1.2	Matrice $ABCD$ equivalenti	4
1.3	Decadimento esponenziale dell'onda superficiale all'interfaccia dielettrica	5
2.1	Circuito equivalente di una linea di trasmissione caricata. La linea priva di carico ha impedenza caratteristica Z_0 e costante di propagazione k	10
2.2	Vista dall'alto e vista laterale di una struttura periodica a cella quadrata	12
2.3	Diagramma di dispersione per EBG a cella quadrata con periodicit� $a = 6$ mm	13
2.4	Cella della struttura EBG con microstriscia sospesa	14
2.5	Modello cella base pi� microstriscia	14
2.6	Risonatore circolare complementare	16
2.7	Topologia del risonatore circolare con relativo modello circuitale	17
2.8	Topologia del risonatore circolare complementare con relativo modello circuitale	18
3.1	Parametri di scattering per EBG a cella quadrata	21
3.2	Struttura EBG formata da celle a forchetta e relativa cella base	22
3.3	Parametri di scattering per strutture EBG con celle a forchetta	23
3.4	Struttura EBG con cella a castello di periodicit� 2×3	24
3.5	Parametri della struttura EBG con cella a castello	24
3.6	Parametri di scattering per strutture periodiche con celle a castello	25
3.7	Strutture periodiche con cella base CSRR	26
3.8	Coefficiente di riflessione S_{11} per EBG con celle circolari CSRR	27
4.1	Vista dall'alto della struttura simulata con difetto nel piano di massa	30
4.2	Modello a circuito equivalente della struttura a difetto. La parte tratteggiata rappresenta il circuito equivalente alla cella mentre le impedenze Z_0 rappresentano i tratti di linea connessi alla cella	30
4.3	Modello circuitale del filtro di Butterworth passa basso del primo ordine. La parte tratteggiata rappresenta l'induttanza serie del filtro	31

4.4	Geometria del difetto e risonatore LC equivalente	32
4.5	Confronto tra risultati simulati in <i>CST</i> e risultati calcolati con il modello circuitale, per DGS	32
4.6	Variazione di S_{21} al variare della periodicit� del difetto simulati mediante l'utilizzo del software <i>CST</i>	33
5.1	Parametri di scattering per strutture EBG "a fungo" con substrato in RO3010	36
5.2	Parametri di scattering per CSRR con substrato Rogers 3010 . . .	37
5.3	Parametri di scattering per DGS con substrato Rogers 3010 . . .	38
6.1	Vista dall'alto dell'antenna di tipo patch con relativi parametri . .	40
6.2	Modulo del coefficiente di riflessione S_{11} in dB della patch in substrato FR4	41
6.3	Modulo del coefficiente di riflessione S_{11} in dB della patch in substrato RO3010	42
6.4	Configurazione <i>E</i> -plane e <i>H</i> -plane	42
6.5	Variazione dell'accoppiamento mutuo per antenne in configurazione <i>E</i> -plane e <i>H</i> -plane	43
6.6	Accoppiamento mutuo in configurazione <i>E</i> -plane con distanza tra le antenne in funzione del parametro m	43
6.7	Accoppiamento mutuo in configurazione <i>H</i> -plane con distanza tra le antenne in funzione del parametro m	45
7.1	Foto dei prototipi realizzati per la caratterizzazione sperimentale .	49
7.2	Frequenza di risonanza simulata e misurata con substrato FR4 . .	51
7.3	Confronto tra valori simulati e misurati del parametro S_{21} per FR4	51
7.4	Frequenza di risonanza simulata e misurata con substrato RO3010	53
7.5	Confronto tra valori simulati e misurati del parametro S_{21} per RO3010	53
A.1	Geometria della linea coplanare e relativa distribuzione del campo elettrico e magnetico	58
A.2	Casi particolari della linea coplanare:(a) substrato finito, (b) conduttori esterni di dimensione finita, (c) piano di massa	58
A.3	Trasformazione conforme per l'analisi della linea coplanare: (a) piano z , (b) piano w	59
A.4	Trasformazione conforme per l'analisi della linea coplanare con spessore finito h : (a) piano z , (b) piano t	61
B.1	Vista del reticolo per la struttura periodica con cella CSRR	63

Negli ultimi anni nell'ambito delle comunicazioni wireless, sono stati rilasciati degli standard che utilizzano la tecnologia Multiple Input Multiple Output (*MIMO*), che fa uso di più antenne per aumentare la capacità di canale senza un sostanziale aumento della potenza di trasmissione.

Nei dispositivi che prevedono l'utilizzo di questi sistemi, le classiche antenne disposte tipicamente a distanza di qualche lunghezza d'onda, saranno integrate nello stesso substrato e disposte a distanza di frazioni di lunghezza d'onda. Per dispositivi così miniaturizzati si verificano problemi di accoppiamento tra antenne e una delle cause è lo stabilirsi delle onde superficiali che si propagano nella struttura. Si può pensare quindi di utilizzare lo spazio tra le antenne per inserire particolari strutture in grado di limitare l'accoppiamento mutuo tra di esse. Queste particolari strutture sono chiamate strutture a banda elettromagnetica banda (*EBG*). Le strutture EBG si ottengono mediante la periodizzazione di un elemento base, detto cella. Quando la periodicità della cella è confrontabile con la lunghezza d'onda del fenomeno elettromagnetico si formano delle regioni di band gap entro le quali viene fortemente limitata la propagazione elettromagnetica.

A causa della sovrappopolazione nella banda attorno a 2.4 GHz, i sistemi wireless moderni si stanno muovendo verso la banda 5-6 GHz. Per questo motivo in questo studio si realizzano strutture con una banda proibita che comprenda le frequenze da 5 GHz a 6 GHz.

Le strutture a banda proibita progettate in questo lavoro sono composte da celle elementari di diverse geometrie già studiate in letteratura: celle quadrate, a forchetta, a castello e circolari. Oltre a queste, sono state realizzate anche strutture con difetti nel piano di massa, studiate più di recente in letteratura. In questo lavoro di tesi sono stati esaminati vari modelli per analizzare il comportamento di queste strutture, cercando in particolare di "prevedere" la posizione in frequenza della banda di inibizione a partire dai parametri della cella in esame. Non sempre però in letteratura era disponibile un modello esatto per questo scopo, quindi alcune volte si è partiti dalla simulazione con parametri di tentativo ragionevoli, per poi correggerli al fine di trovare il risultato cercato in termini di posizione della banda proibita.

Successivamente sono state scelte le strutture che presentavano un minor ingombro a parità di larghezza della banda di inibizione, e sono state inserite tra

una coppia di antenne di tipo patch stampate nello stesso substrato. Le antenne sono state poi disposte volutamente a distanze di frazioni di lunghezza d'onda al fine di manifestare l'effetto negativo dell'accoppiamento mutuo.

Per il progetto è stato considerato l'utilizzo di due materiali completamente diversi per il substrato: FR4 (Flame Retardant 4), spesso utilizzato per la fabbricazione di circuiti stampati, con costante dielettrica relativa pari a 4.9 e spessore del substrato 1.58 mm; Rogers RO3010, substrato di elevate prestazioni con costante dielettrica 10.2 e spessore 1.28 mm. Le strutture periodiche sono state progettate per entrambi i materiali in quanto per substrati differenti cambiano le dimensioni di progetto della cella base.

Organizzazione della tesi

Partendo da un'introduzione teorica sulle strutture a banda elettromagnetica proibita e sulla loro possibile modellazione, ci si sposta verso l'analisi della cella base. Segue un capitolo relativo alle simulazioni utilizzando un software di tipo commerciale per l'analisi elettromagnetica. Quindi si realizzano due prototipi (in linea con le simulazioni che riscontrano una riduzione maggiore dell'accoppiamento mutuo con l'inserimento degli EBG tra antenne patch). Si evidenzierà il buon accordo tra risultati simulativi e sperimentali in uno solo dei due casi.

Nel dettaglio:

Capitolo 1: introduzione sulle matrici di trasmissioni poi utilizzate per i modelli delle strutture periodiche e una breve introduzione sulle onde superficiali e loro trattamento alle microonde

Capitolo 2: proprietà degli EBG e come questi possono essere modellati tramite circuiti equivalenti, prevalentemente risonatori LC

Capitolo 3: elenco delle celle base proposte con relative proprietà

Capitolo 4: analisi delle prestazioni ottenute con l'applicazione di difetti nel piano di massa, come alternativa delle celle trattate in precedenza

Capitolo 5: progettazione delle celle base con substrato di materiale Rogers 3010

Capitolo 6: simulazione numerica per la valutazione dell'accoppiamento mutuo per antenne patch in configurazione E -plane e H -plane e per substrato in FR4 e RO3010

Capitolo 7: analisi dei risultati simulativi e confronto con i dati sperimentali.

In questa sezione si richiamano alcuni elementi della teoria delle linee di trasmissione con particolare attenzione alle matrici ABCD (o a catena) [1] che serviranno per introdurre il modello usato nelle strutture inibenti. Infine verrà riservata una sezione per le onde superficiali e una loro possibile rappresentazione alle microonde [2].

1.1 Formulazione delle matrici di trasmissione

Una rete a due porte può essere schematizzata come in Figura 1.1 e i valori di tensione e corrente ai suoi capi, possono essere relazionati mediante la matrice

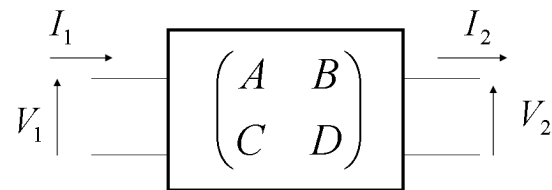


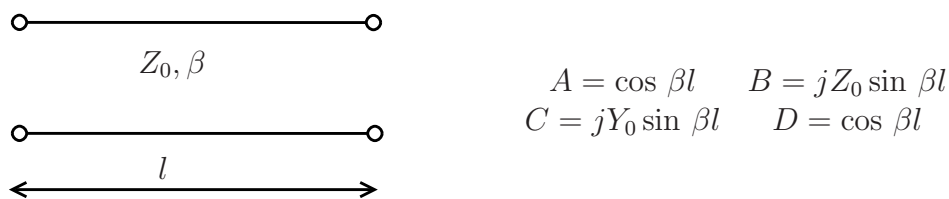
Figura 1.1: Rete a due porte relazionata con matrice $ABCD$

$ABCD$, come segue:

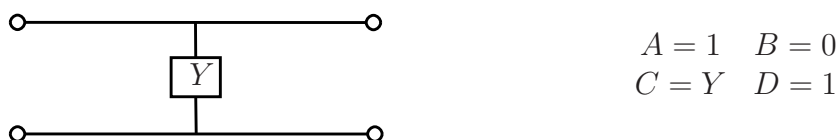
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

dove A , B , C , D sono i parametri della matrice e dipendono dal circuito che si vuole rappresentare, mentre \mathbf{C} è la matrice catena. In Figura 1.2 sono riportati i parametri della matrice $ABCD$ per schematizzare un tratto di linea di lunghezza l e una generica ammettenza Y [1]. In un circuito a due porte, come quelli presentati in Figura 1.1, si possono definire le impedenze

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0}, \quad Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0}, \quad Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0}, \quad Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0}. \quad (1.2)$$



(a) Matrici $ABCD$ per un tratto di linea



(b) Matrice $ABCD$ per un'ammettenza

Figura 1.2: Matrice $ABCD$ equivalenti

Il circuito in esame si definisce *simmetrico* se soddisfa la condizione

$$Z_{11} = Z_{22} \quad (1.3)$$

e si definisce *reciproco* se

$$Z_{12} = Z_{21}. \quad (1.4)$$

Per la matrici $ABCD$ la condizione di reciprocità si traduce nella relazione

$$\det \mathbf{C} = 1. \quad (1.5)$$

Altro modo per rappresentare dei circuiti a due o più porte sono le matrici di scattering mediante la formulazione

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}. \quad (1.6)$$

Gli elementi della matrice sono quindi

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0, \forall k \neq i} \quad S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0, \forall k \neq j} \quad (1.7)$$

e hanno il seguente significato:

- S_{ii} è il coefficiente di riflessione alla porta i quando le altre porte sono chiuse sull'impedenza di adattamento Z_0
- S_{ij} è il coefficiente di trasmissione dalla porta j alla porta i quando le porte sono chiuse sull'impedenza di adattamento Z_0 .

Nelle matrici \mathbf{S} la condizione di reciprocità (1.5) si traduce in

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}_T \quad (1.8)$$

dove $[\]_T$ indica la matrice trasposta.

In generale per un sistema a due porte i parametri di scattering possono essere ricavati dalla matrice $ABCD$ e si ha :

$$S_{11} = \frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad S_{21} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad (1.9)$$

$$S_{22} = \frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad S_{12} = \frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad (1.10)$$

1.2 Superfici ad alta impedenza e onde superficiali

Come noto un'antenna stampata viene progettata, con particolari geometrie, con un substrato e un piano di massa ottenuto metallizzando una superficie del substrato stesso.

La presenza di un piano di massa può dirigere parte della radiazione, consentendo un miglioramento nel guadagno dell'antenna.

I piani metallici possono supportare le onde superficiali che si manifestano come correnti propagantesi sul piano di massa. Nel caso in cui più antenne condividano lo stesso piano di massa, le onde superficiali possono causare fenomeni di accoppiamento mutuo indesiderati.

Interfaccia dielettrica

Per derivare alcune proprietà delle onde superficiali, consideriamo l'interfaccia dielettrica in Figura 1.3 (piano YZ). Nella regione delle x positive troviamo aria,

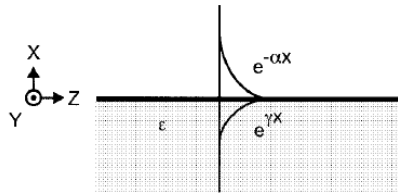


Figura 1.3: Decadimento esponenziale dell'onda superficiale all'interfaccia dielettrica

mentre l'altra regione è riempita con dielettrico di costante dielettrica ϵ . Assumiamo che l'onda si propaghi all'interfaccia e decada con costante di attenuazione α in aria e con costante di attenuazione γ nel dielettrico, mentre si propaghi lungo la direzione z con costante di propagazione k . Per un'onda polarizzata TM, il campo elettrico lungo l'asse y risulta nullo, cioè $E_y = 0$. Il campo elettrico nella parte superiore della struttura ha la seguente forma

$$E_1 = (\hat{x}E_{1x} + \hat{z}E_{1z})e^{j\omega t - j\kappa z - \alpha x} \quad (1.11)$$

mentre, analogamente, nella parte inferiore

$$E_2 = (\hat{x}E_{2x} + \hat{z}E_{2z})e^{j\omega t - j\kappa z + \gamma x}. \quad (1.12)$$

Per le onde appena descritte, si possono risolvere le equazioni di Maxwell ottenendo i seguenti risultati [3]:

$$k = \sqrt{\frac{\varepsilon}{1 + \varepsilon}} \frac{\omega}{c} \quad (1.13)$$

$$\alpha = i \sqrt{\frac{1}{1 + \varepsilon}} \frac{\omega}{c} \quad (1.14)$$

$$\gamma = i \sqrt{\frac{\varepsilon^2}{1 + \varepsilon}} \frac{\omega}{c} \quad (1.15)$$

Se ε è positiva, allora α e γ sono immaginarie e le onde non decadono con l'aumentare della distanza dalla superficie; sono delle semplici onde piane che si propagano attraverso l'interfaccia dielettrica.

Questa trattazione è stata fatta per le onde TM, ma può essere rifatta in maniera del tutto analoga sfruttando il principio di dualità [1], per trovare le soluzioni delle onde superficiali TE.

Superfici metalliche

Si considera di seguito una lamina di metallo in aria e si valuta la propagazione all'interfaccia metallo-aria.

L'effettiva costante dielettrica di un metallo può essere espressa come [3]

$$\varepsilon = 1 - \frac{j\sigma}{\omega\varepsilon_0} \quad (1.16)$$

dove σ è la conducibilità. Per le frequenze relativamente basse, come quelle nello spettro delle microonde, la conducibilità risulta principalmente reale e più grande dell'unità. Così, la costante dielettrica ottenuta è un numero immaginario relativamente grande. Con l'inserimento di (1.16) in (1.13) si ha una relazione di dispersione alle frequenze radio delle onde superficiali che si propagano all'interfaccia:

$$k \approx \frac{\omega}{c} \quad (1.17)$$

dove $c = 1/\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$ è la velocità della luce nel vuoto. Questa relazione indica anche che le onde superficiali lungo la superficie metallica si propagano con velocità vicina a quella della luce in aria e per molte lunghezze d'onda.

Inserendo invece la (1.16) in (1.14) si può ottenere un'espressione per la costante di attenuazione nello spazio vicino alla superficie:

$$\alpha = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\omega\varepsilon_0}{2\sigma}} (1 - j). \quad (1.18)$$

Per dei buoni conduttori alle microonde le onde superficiali possono estendersi per distanze relativamente grandi nello spazio prossimo alla sua superficie.

Possiamo inoltre calcolare la costante di propagazione ζ , che determina la penetrazione dell'onda superficiale nel metallo:

$$\zeta \approx (1+j)\sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}} = \frac{(1+j)}{\delta} \quad (1.19)$$

dove δ è lo spessore di penetrazione dell'onda superficiale.

Utilizzando (1.19) si può esprimere la corrente in funzione dello spessore di penetrazione, assumendo E_0 come campo elettrico alla superficie, con riferimento alla Figura 1.3, come

$$J_z(x) = \sigma E_z(x) = \sigma E_0 e^{-x(1+j)/\delta}. \quad (1.20)$$

Si ricorda che per una parete metallica perfettamente conduttrice il campo elettrico tangente e il campo magnetico normale alla superficie sono nulli.

Il campo magnetico alla superficie è calcolato come integrale della densità di corrente esteso alle x negative (Figura 1.3), ovvero

$$H_0 = \int_{-\infty}^0 J_z(x) dx = \frac{\sigma\delta}{1+j} E_0 \quad (1.21)$$

Dalle equazioni (1.20) e (1.21) si ottiene l'impedenza superficiale di uno strato di metallo:

$$Z_s = \frac{E_z}{H_y} = \frac{1+j}{\sigma\delta}. \quad (1.22)$$

Superfici ad alta impedenza

Alterando una superficie metallica, con opportune *fessure* si possono alterare le proprietà elettromagnetiche delle onde superficiali, tra cui l'impedenza della superficie stessa. Si considera il caso visto in precedenza, in cui l'onda superficiale decade esponenzialmente con α allontanandosi dall'interfaccia, la quale ha una sua impedenza di superficie. Si può vedere [4],[5] che le onde TM compaiono nelle superfici induttive e la loro impedenza superficiale può essere espressa come

$$Z_{TM} = \frac{j\alpha}{\omega\varepsilon} \quad (1.23)$$

mentre le onde di tipo TE hanno impedenza pari a

$$Z_{TE} = \frac{-j\omega\mu}{\alpha}. \quad (1.24)$$

L'impedenza superficiale, relativa alle strutture studiate in questo lavoro, può essere espressa anche mediante i parametri circuitali di un circuito risonatore LC. Quest'ultimo per frequenze più alte della frequenza di risonanza, risulta induttivo ed è utilizzabile come modello per le onde superficiali di tipo TE; per frequenze più basse rispetto alla frequenza di risonanza è invece capacitivo ed è utilizzabile come modello per le onde superficiali di tipo TM. Alla frequenza di risonanza l'impedenza risulta essere molto elevata e le onde non sono più confinate all'interfaccia ma si propagano anche nello spazio circostante. Seguendo questo approccio a parametri concentrati, l'impedenza superficiale si può esprimere come

$$Z_s = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (1.25)$$

la quale, come detto, risulterà elevata alla frequenza di risonanza

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (1.26)$$

Queste superfici possono essere considerate come una sorta di cristalli fotonici bidimensionali che inibiscono la propagazione delle correnti superficiali entro una certa banda di frequenze. Tale banda, detta “proibita” (o stopband) è quella in cui l’impedenza (1.25) risulta sufficientemente alta da impedire la propagazione. L’impedenza d’onda superficiale può essere messa in relazione alle costanti di propagazione k_{TE} e k_{TM} , per le onde superficiali TE e TM, rispettivamente. A tale scopo si può calcolare la relazione di dispersione delle onde superficiali inserendo (1.11) nelle equazioni di Maxwell. Il vettore d’onda k , relativo alla costante di attenuazione spaziale α e alla pulsazione angolare ω , può essere espresso come

$$k^2 = \alpha^2 + \mu_0\varepsilon_0\omega^2. \quad (1.27)$$

Per le onde TE, si combina quest’ultima equazione con (1.24), trovando un’espressione valida del vettore d’onda per questo tipo di polarizzazione TE, ovvero

$$k_{TE} = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{Z_s^2}{\eta^2}} \quad (1.28)$$

dove $\eta = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ è l’impedenza in spazio libero. Analogamente per le onde TM trovo

$$k_{TM} = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{\eta^2}{Z_s^2}} \quad (1.29)$$

Inserendo il valore di impedenza calcolata per un risonatore LC in queste ultime due equazioni, possiamo plottare i diagrammi di dispersione relativi alle onde superficiali, i quali forniscono una visione grafica della loro disposizione in frequenza.

Strutture periodiche

Si introducono in questo capitolo materiali a banda elettromagnetica proibita e i risonatori circolari. Successivamente si valuteranno alcuni modelli presenti in letteratura per analizzare il comportamento di tali strutture.

2.1 Materiali a banda elettromagnetica proibita

Una classe importante di materiali artificiali con particolari proprietà elettromagnetiche sono le strutture EBG (*Electromagnetic Band Gap*) caratterizzate da un intervallo di frequenze entro il quale è inibita la propagazione dell'onda elettromagnetica.

La loro realizzazione si ottiene a seguito di una periodicità introdotta per l'elemento base, detto *cella* o *cristallo* (per questo motivo a volte si parla di *cristallo elettromagnetico*).

Gli EBG possono essere utilizzati per realizzare guide d'onda. A tale scopo si introduce un difetto nella struttura, violando la periodicità della struttura stessa. Così facendo si crea un "canale" per la propagazione del segnale. Gli EBG si possono utilizzare anche per la realizzazione di divisori di potenza a cavità risonante. Tali applicazioni sono frequenti alle alte frequenze, come per le frequenze ottiche, e prevedono l'utilizzo di materiali dielettrici poichè l'uso dei materiali metallici comporterebbe la presenza di eccessive perdite per dissipazione.

A frequenze inferiori, come nel caso delle microonde, EBG realizzati con strutture metalliche possono essere sfruttati per l'inibizione dei modi superficiali per la realizzazione di substrati di antenne stampate, con l'obiettivo di ottenere un aumento dell'efficienza di radiazione riducendo i lobi laterali, o di diminuire l'accoppiamento mutuo tra antenne.

2.1.1 Modello basato sulle linee di trasmissione

Di seguito verrà presentato un modello per le strutture periodiche mediante le linee di trasmissione [1][6].

Si consideri le caratteristiche di propagazione in una linea di trasmissione caricata, infinitamente estesa, mostrata in Figura 2.1. Ogni cella è costituita da un tratto

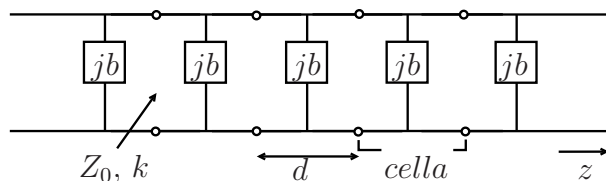


Figura 2.1: Circuito equivalente di una linea di trasmissione caricata. La linea priva di carico ha impedenza caratteristica Z_0 e costante di propagazione k

di linea di lunghezza d con una suscettanza in parallelo a metà del tratto di linea: la suscettanza b è normalizzata rispetto all'impedenza caratteristica Z_0 . Se la linea è rappresentata come la cascata di circuiti a due porte identici, si possono relazionare tensione e corrente della cella n -esima come

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

dove la matrice $ABCD$ rappresenta la cascata di un tratto di linea di lunghezza $d/2$, una suscettanza b e un altro pezzo di linea della stessa lunghezza. Dai parametri di Figura 1.2 si riscrive la matrice cascata, normalizzata, come

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} (\cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta) & j (\sin \theta + \frac{b}{2} \cos \theta - \frac{b}{2}) \\ j (\sin \theta + \frac{b}{2} \cos \theta - \frac{b}{2}) & (\cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.2)$$

dove $\theta = kd$, e k è la costante di propagazione del pezzo di linea priva di carico. Se la struttura periodica supporta la propagazione dell'onda elettromagnetica, è necessario che la tensione e la corrente dell' $(n + 1)$ -esima cella, sia uguale alla tensione e corrente dell' n -esima cella a meno della differenza di fase dovuta al tempo finito di propagazione dell'onda. È lecito assumere

$$V_{n+1} = e^{-\gamma d} V_n \quad (2.3)$$

$$I_{n+1} = e^{-\gamma d} I_n \quad (2.4)$$

dove $\gamma = j\beta + \alpha$ è la costante di propagazione della struttura periodica. In termini di matrice di trasmissione per la cella unitaria, si ottiene

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \\ \text{o} \quad \begin{bmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} &= 0. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Una soluzione non banale per V_{n+1} , I_{n+1} esiste solo se il determinante della matrice scritta sopra, si annulla. Ovvero

$$AD - BC + e^{2\gamma d} - e^{\gamma d}(A + D) = 0. \quad (2.6)$$

Per una rete reciproca vale la (1.5); si riscrive dunque la (2.6), tenendo conto della reciprocità, ottenendo

$$\begin{aligned} 1 + e^{2\gamma d} - e^{\gamma d}(A + D) &= 0 \\ e^{-\gamma d} + e^{\gamma d} &= A + D \\ \cosh \gamma d &= \frac{A + D}{2} = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \end{aligned} \quad (2.7)$$

dove nell'ultimo passaggio è stata usata la (2.2). Ora, se $\gamma = j\beta + \alpha$, si ha

$$\cosh \gamma d = \cosh \alpha d \cos \beta d + j \sinh \alpha d \sin \beta d = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta. \quad (2.8)$$

Se si considera l'ultimo membro della 2.8, questa è puramente reale, quindi o $\alpha = 0$ o $\beta = 0$. Distinguiamo i due casi:

Caso 1 : $\alpha = 0, \beta \neq 0$. L'equazione (2.8) diventa

$$\cos \beta d = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \quad (2.9a)$$

la quale può essere risolta per β quando il modulo del secondo membro della (2.9a), è minore o uguale dell'unità. Questa condizione inoltre corrisponde a non avere attenuazione nella propagazione dell'onda elettromagnetica nella struttura periodica e definisce la sua *banda passante*;

Caso 2 : $\alpha \neq 0, \beta = 0, \frac{\pi}{a}$. In questo caso non si ha propagazione ma bensì attenuazione lungo la linea. Il modulo della (2.8) diventa

$$\cosh \alpha d = \left| \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \right| \geq 1 \quad (2.9b)$$

per la quale si ha un'unica soluzione ($\alpha > 0$) per le onde progressive. Se $\cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta < -1$ la (2.9b) si ottiene da (2.8) ponendo $\beta = \pi$; allora tutti i carichi della linea sono posti a $\lambda/2$ e quindi l'impedenza d'ingresso alla cella è la stessa per il caso $\beta = 0$. Questa condizione corrisponde ad una inibizione del propagarsi dell'onda elettromagnetica nella struttura periodica, ovvero definisce la sua *banda proibita*

Oltre alla costante di propagazione delle onde nella struttura può essere interessante valutare la loro impedenza caratteristica. In riferimento alla cella unitaria, si può definire questa impedenza, normalizzata all'impedenza caratteristica della linea Z_0 , come

$$Z_B = \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}}. \quad (2.10)$$

la quale definisce l'impedenza normalizzata della singola cella nella linea di trasmissione (Figura 2.1). Sfruttando (2.5) e (2.10) risulta

$$Z_B = \frac{-BZ_0}{A - e^{\gamma d}}.$$

Dalla (2.6) si esprime l'esponenziale in funzione di A e D , trovando

$$e^{\gamma d} = \frac{(A + D) \pm \sqrt{(A + D)^2 - 4}}{2}.$$

Per una cella simmetrica (come si nota in Figura 2.1) si considera sempre $A = D$, quindi l'impedenza normalizzata relativa alla cella unitaria, si riduce a

$$Z_B^\pm = \frac{\pm B}{\sqrt{A^2 - 1}}. \quad (2.11)$$

Nelle strutture periodiche (Sezione 2.1), le curve di β in funzione di k mostrano immediatamente la banda di frequenze in cui si ha propagazione e la stopband nella quale invece la propagazione nella struttura è inibita. Il grafico risultante è chiamato diagramma $k - \beta$ o diagramma di Brillouin (riferito alla bande di energia nelle strutture cristalline). Tramite le equazioni (2.9a) e (2.9b) si riesce a rappresentare il diagramma di dispersione $k - \beta$ per una cascata composta da un pezzo di linea, una suscettanza e un altro pezzo di linea della medesima lunghezza d . Di seguito viene riportato un esempio relativo alle strutture studiate; in particolare si sono considerati gli EBG a cella quadrata come dei risonatori LC (visto in Sezione 1.2), e si è cercato di delineare il diagramma di dispersione, valutando se la struttura proposta presentasse una banda proibita centrata ai 5.5 GHz, frequenza di progetto per le strutture inibenti trattate in questo lavoro.

Esempio 2.1

Si consideri una struttura periodica (Figura 2.2) composta da celle quadrate di lato $w = 5$ mm e distanziate di $g = 1$ mm in modo che la costante reticolare, ovvero la periodicità, risulti $a = 6$ mm. Per collegare il piano di massa e le celle quadra-

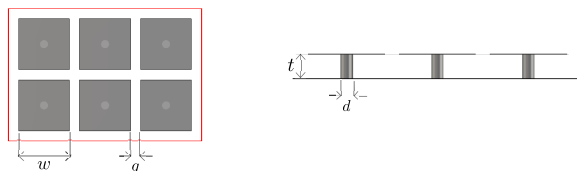


Figura 2.2: Vista dall'alto e vista laterale di una struttura periodica a cella quadrata

te poste nella parte superiore della struttura si applicano dei fori che verranno successivamente metallizzati (detti "vias") di diametro $d = 1$ mm. Il substrato ospite ha costante dielettrica $\varepsilon_r = 4.9$ e spessore $t = 1.58$ mm. Ogni cella unitaria composta da una patch quadrata e da un perno cilindrico (*via*), può essere vista come la cascata di un pezzo di linea di lunghezza $w/2$, una ammettenza Y e un altro pezzo di linea della stessa lunghezza del primo. L'ammettenza è associata al circuito LC equivalente: in particolare L è l'induttanza che rappresenta la connessione della patch con il piano di massa tramite un perno cilindrico, mentre la capacità C è dovuta alla vicinanza delle altre patch metalliche adiacenti posti a distanza g . Analoga rappresentazione è trattata in [7]. L'induttanza può essere calcolata come [8]

$$L = 2 \cdot 10^{-7} t \left[\ln \left(\frac{4t}{d} \right) + 0.5 \left(\frac{d}{t} \right) - 0.75 \right], \quad (2.12)$$

mentre la capacità tra le patch può essere espressa da [9]

$$C = \frac{w \varepsilon_0 (\varepsilon_{r1} + \varepsilon_r)}{\pi} \cos^{-1} \left(\frac{a}{g} \right) \quad (2.13)$$

dove $\varepsilon_{r1} = 1$ se si assume aria al di sopra della struttura. L'ammettenza relativa al risonatore LC risulta quindi

$$Y = j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \quad (2.14)$$

di conseguenza la suscettanza equivalente

$$b = \frac{\omega^2 LC - 1}{\omega L} Z_0$$

con Z_0 impedenza caratteristica pari a 50 ohm.

È possibile inserire il risultato appena trovato nell'equazione (2.9a) ottenendo

$$\cos \beta d = \cos kd + \left(\frac{1 - \omega^2 LC}{\omega L} \right) \sin kd$$

che esprime la banda passante per la struttura studiata. In Figura 2.3 viene presentata la costante di propagazione di un'onda piana nella struttura k in funzione della costante di propagazione dell'onda superficiale β , per valori di βd positivi¹. Si nota per valori di $\beta d = 0, \pi$ dei corrispondenti intervalli per kd in cui non si

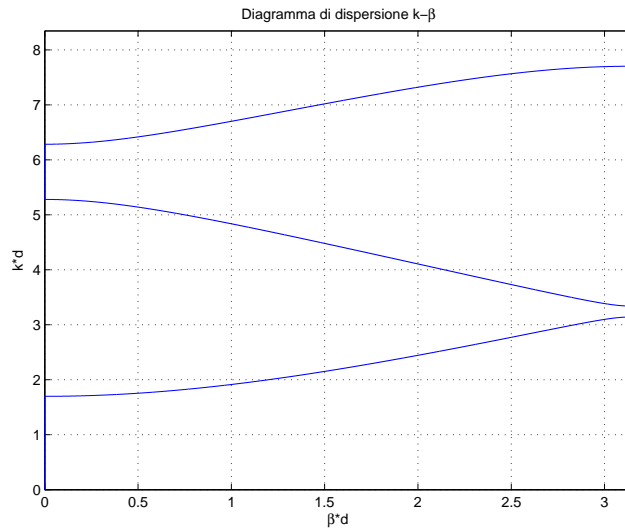


Figura 2.3: Diagramma di dispersione per EBG a cella quadrata con periodicità $a = 6$ mm

ha propagazione. In particolare per $\beta d = 0$ si ha un intervallo di $0 \leq kd \leq 1.7$ che corrisponde alla banda di frequenze 0-6 GHz in cui si ha una prima banda proibita. Per $\beta d = \pi$ corrisponde l'intervallo $3.1 \leq kd \leq 3.3$, ovvero una banda di frequenze 11-12 GHz che presenta una seconda banda proibita. Si osserva infine la presenza di altre due bande di inibizione per valori di $5.1 \leq kd \leq 6.2$ e $kd \geq 7.7$. Il diagramma di dispersione presentato in Figura 2.3 verifica la presenza di una banda di inibizione attorno alla frequenza di interesse 5.5 GHz mediante la struttura a celle quadrate proposta in Esempio 2.1.

¹il diagramma di dispersione è simmetrico all'asse delle ordinate

2.1.2 Modello circuitale proposto per simulazioni con tecnica della microstriscia sospesa

Strutture periodiche “a fungo” come quelle descritte nell’Esempio 2.1, possono essere simulate con la tecnica della microstriscia sospesa. Questa tecnica consiste nel coprire l’EBG con uno strato di dielettrico, in generale con la stessa costante dielettrica e spessore di quello ospite, e sopra di esso posizionare una microstriscia di opportuna larghezza. Il sistema simulato con l’EBG comprendente una cella è presentato in Figura 2.4. Questo può essere schematizzato con un circuito

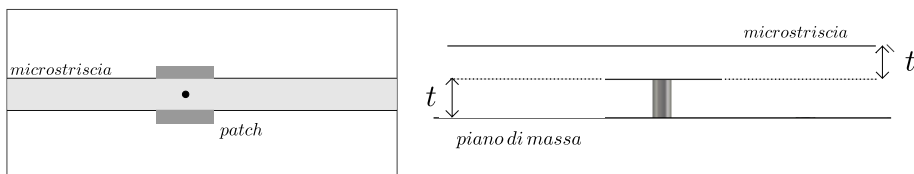


Figura 2.4: Cella della struttura EBG con microstriscia sospesa

equivalente[10],[11] mostrato in Figura 2.5. L’accoppiamento tra la linea a micro-

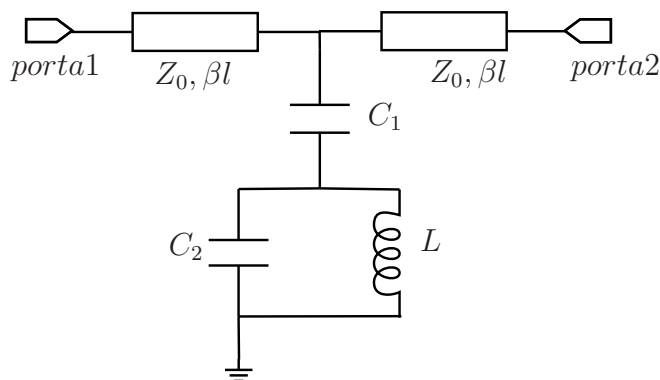


Figura 2.5: Modello cella base più microstriscia

striscia e la patch metallica genera una capacità C_1 , l’accoppiamento tra la patch e il piano di massa crea una capacità C_2 e la connessione metallica tra il piano di massa e la patch, rappresenta una induttanza L . L’impedenza caratteristica e la costante di fase della linea di trasmissione sono Z_0 e β rispettivamente, mentre l è la distanza tra la porta di alimentazione e il centro della patch quadrata. L’ammettenza equivalente del modello (Figura 2.5) si può calcolare come

$$Y = \frac{j\omega C_1(1 - \omega^2 LC_2)}{1 - \omega^2 L(C_1 + C_2)}. \quad (2.15)$$

La matrice $ABCD$ corrispondente, per quanto visto nella Sottosezione 2.1.1, risulta

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & j \sin \beta l \\ j \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta l & j \sin \beta l \\ j \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

e i parametri di scattering relativi possono essere calcolati da questa matrice tramite le relazioni (1.9).

Se i parametri circuitali fossero noti, si potrebbero calcolare i parametri di scattering.

Viceversa, dai parametri S ottenuti mediante simulazioni si possono ricavare i parametri circuitali di un modello semplificato (costituito da una sola ammettenza Y , senza i tratti di linea caratterizzati dai parametri β e Z_0 di Figura 2.5), che descrive il comportamento della singola cella. In particolare, si può procedere come segue:

1. per una prima simulazione, si adotta una cella dimensionata arbitrariamente e auspicabilmente efficace nella banda prestabilita (ad esempio adottando layout presenti in letteratura). I parametri S simulati sono legati all'ammettenza Y (2.15) attraverso le relazioni

$$\begin{aligned} S_{21} &= \frac{2}{2 + Y/Z_0} \\ S_{11} &= -\frac{Y/Z_0}{2 + Y/Z_0} \end{aligned} \quad (2.17)$$

2. sia f_1 la frequenza per cui $S_{21} = 0$ e f_2 la frequenza per cui $S_{11} = 0$. Risulta f_1 e f_2

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C_2)}} \\ f_2 &= \frac{1}{\sqrt{LC_2}} \end{aligned} \quad (2.18)$$

dove L , C_1 , C_2 sono legate all'ammettenza Y attraverso la (2.15). Esplicitando la 2.18 in funzione di C_2 si ha

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_1^2} C_2 \\ L &= \frac{1}{(2\pi f_2)^2 C_2}. \end{aligned} \quad (2.19)$$

3. sostituendo (2.19) in (2.15) e successivamente la (2.15) in (2.17) eguagliando le (2.17) a zero, si ottengono C_1 , C_2 e L

2.2 Risonatori circolari

Negli ultimi decenni è cresciuto l'interesse per quelle strutture artificiali (chiamate anche *metamateriali*) che esibiscono proprietà elettromagnetiche che generalmente non si trovano in natura. Queste sono caratterizzate da strutture periodiche costituite da elementi risonanti che rendono il comportamento d'insieme equivalente a quello di un mezzo con valori negativi di permeabilità (μ) e permittività (ϵ). Le proprietà di tali materiali sono stati studiati in primis da Veselago [12] il quale ha concluso che mezzi, che presentano simultaneamente ϵ e μ negativi, hanno delle caratteristiche elettromagnetiche molto diverse dai classici materiali, come l'inversione della legge di Snell e dell'effetto Doppler. In particolare per tali mezzi il vettore di fase dell'onda elettromagnetica si propaga in direzione opposta

rispetto al flusso di energia elettromagnetica. In questo caso il vettore d'onda \mathbf{k} , il vettore campo elettrico \mathbf{E} e il vettore campo magnetico \mathbf{H} formano una tripletta trirettangola sinistrorsa (*left-handed*) e per questo Veselago si riferisce a questi materiali come *left-handed metamaterials* (LHM). Gli *split ring resonators* (SRR) introdotti da Pendry [13] hanno mostrato la possibilità di realizzare materiali con permeabilità negativa tramite i quali ottenere mezzi *left-handed*.

Gli SRR si compongono di due corone circolari concentriche di metallo, non chiuse su se stesse (*split*). Dualmente, incidendo delle fessure di forma analoga, si ottengono delle strutture complementari con permittività negativa, chiamate *complementary split ring resonators* (CSRR) [14]. Combinando simultaneamente questi risonatori circolari con strutture periodiche a band gap proibito si possono ottenere mezzi in cui sia ϵ che μ siano negativi, cioè mezzi LHM. Si possono quindi verificare condizioni di una o più stop band, realizzando una struttura periodica, in cui le celle base sono SRR o CSRR.

Le strutture riguardanti tali materiali, studiate in questo lavoro, sono *complementary split ring resonator* a forma circolare e a forma rettangolare, incise nel piano di massa (Figura 2.6). I parametri di progetto della cella risonante,

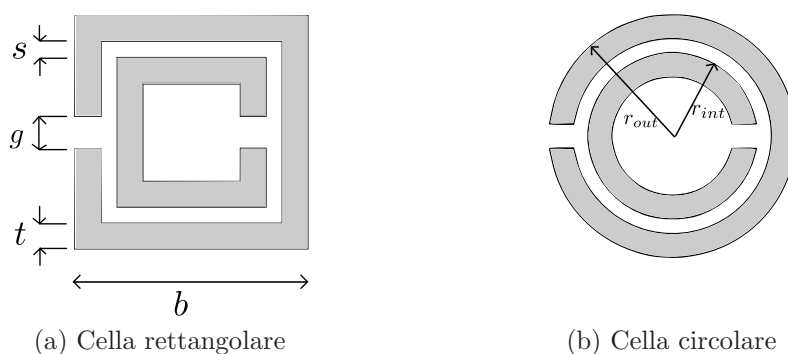


Figura 2.6: Risonatore circolare complementare

influiscono sulle caratteristiche della stopband, in particolare uno studio fatto di recente [15] mostra che si hanno i seguenti risultati:

- a. aumentando la dimensione della cella sia a forma circolare sia rettangolare, la frequenza di centro banda della stop band diminuisce
- b. aumentando il gap g che divide i singoli anelli (o rettangoli) aumenta la frequenza di centro banda
- c. costruendo CSRR o SRR con substrati di costante dielettrica differente si nota che a parità di dimensioni delle celle, più ϵ_r è elevata minore è la frequenza di risonanza

2.2.1 Modello approssimato mediante linee coplanari

Le proprietà elettromagnetiche degli *split ring resonators* sono già state studiate in [16] e [17]. Tali strutture si comportano come risonatori LC che esibiscono un intervallo di frequenze nel quale la propagazione elettromagnetica è fortemente inibita. In Figura 2.7 viene mostrata la cella base SRR e un suo possibile modello



Figura 2.7: Topologia del risonatore circolare con relativo modello circuitale

proposto in [17]. In figura, C_0 rappresenta la capacità totale tra gli anelli del risonatore, in particolare

$$C_0 = 2\pi r_0 C_{pul}, \quad (2.20)$$

con C_{pul} capacità per unità di lunghezza tra gli anelli. Si può scrivere la frequenza di risonanza per l' SRR come

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (2.21)$$

dove C_s rappresenta la capacità serie delle due “metà” dell’anello e vale $C_0/4$, mentre l’induttanza L_s può essere approssimata considerandola per un singolo anello di raggio medio r_0 e larghezza c [8]. Considerando quanto detto, si può riscrivere la (2.21) come

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{2\pi^3 r_0 L_s C_{pul}}} \quad (2.22)$$

dove il valore della capacità per unità di lunghezza è incognita.

Se si considera lo *split ring resonator* come una linea coplanare [17] dove le linee hanno larghezza finita c , si può ricavare l’impedenza caratteristica di questa linea e di conseguenza la sua capacità (vedi Appendice A).

Si può ottenere una stima della frequenza di risonanza per l’SRR procedendo per passi come segue:

passo 1. considerando gli anelli concentrici come una linea coplanare, si calcola la relativa impedenza caratteristica Z_0 e la costante dielettrica efficace ε_{eff} ;

passo 2. si calcola la capacità per unità di lunghezza della linea coplanare utilizzando [1]

$$C_{pul} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c_0 Z_0}; \quad (2.23)$$

passo 3. approssimando la struttura come un unico anello di raggio medio r_0 e larghezza c , si calcola l’induttanza dell’ SRR come [8]

$$\widetilde{L}_s = 1.257 \cdot r_0 \left(\log \left(\frac{r_0}{c} \right) + 0.078 \right) K_g \quad (2.24)$$

con $K_g = 0.57 - 0.145 \log(c/h)$ fattore di correzione dovuto alla presenza del piano di massa a distanza h (spessore del substrato);

passo 4. si applica la (2.22) per ottenere la frequenza di risonanza.

Per quanto riguarda la struttura complementare CSRR il modello è rappresentato in Figura 2.8. Nel circuito, l’induttanza serie del modello SRR viene sostituita

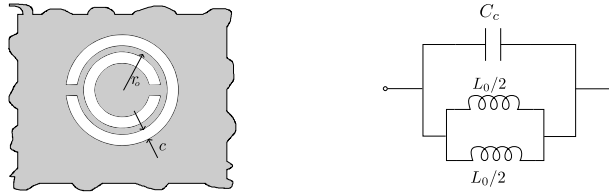


Figura 2.8: Topologia del risonatore circolare complementare con relativo modello circuitale

dalla capacità C_c di un disco di raggio $r_0 - c/2$ circondato dal piano di massa a una distanza c . Inoltre le due capacità in serie diventano il parallelo di due induttanze dovuto alle connessioni del disco centrale del CSRR al piano di massa. Ogni induttanza assume il valore $L_0/2$ dove

$$L_0 = 2\pi r_0 L_{pul} \quad (2.25)$$

e L_{pul} è l'induttanza per unità di lunghezza della struttura. Facendo riferimento al concetto di dualità [18],[19] possiamo ricavare i parametri del modello CSRR, dai parametri C_0 (2.20) e L_s (2.24) per l'SRR dalle relazioni $C_c = 4(\varepsilon_0/\mu_0)L_s$ e $L_0 = C_0/4(\varepsilon_0/\mu_0)$. Dato che il risonatore complementare è ancora un circuito LC, la frequenza di risonanza può essere data da

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c C_c}}$$

che, per dualità, risulta la stessa del modello SRR.

Le strutture circolari simulate in questo lavoro saranno soprattutto di tipo complementare in quanto più semplici da realizzare, mediante incisioni sulla metallizzazione di substrati commerciali.

Celle proposte per le strutture a banda proibita

Di seguito vengono riportate le simulazioni effettuate su strutture periodiche “a fungo” con celle a forma quadrata e a forchetta. È stata usata la tecnica della microstriscia sospesa con l’EBG inglobato all’interno di due strati di dielettrico FR4; la parte inferiore del componente è metallizzata (piano di massa), mentre quella superiore presenta la microstriscia (vedi Figura 2.4). Successivamente sono state realizzate strutture uniplanari con patch del tipo a “castello” e risonatori circolari complementari.

Il parametro osservato nelle prove è il coefficiente di riflessione alla porta 1 della struttura; in alcuni grafici è presente anche il parametro di scattering S_{21} che indica quanta potenza fornita alla porta di ingresso 1 arriva alla porta di uscita 2 della struttura.

Le simulazioni sono state effettuate mediante l’utilizzo del software commerciale *CST Microwave Studio 2008* (Appendice B).

3.1 Celle a dimensione quadrata

La cella base è formata da una patch a forma quadrata e da un via (perno cilindrico) che connette la patch con il piano di massa.

Si considera la cella base come un circuito risonatore LC equivalente, dove la capacità C si calcola dalla (2.13) e l’induttanza L dalla (2.12) ed entrambe dipendono dalle dimensioni della cella (Esempio 2.1). Si calcola la frequenza di risonanza del circuito equivalente dalla (1.26) con i valori di induttanza e capacità appena ricavati. Si variano successivamente le dimensioni fisiche della cella al fine di centrare la frequenza di risonanza (1.26) entro la banda 5-6 GHz.

Si ottiene che per una patch quadrata di lato $w=5$ mm e diametro del via $d=1$ mm la frequenza di centro banda è circa 5.5 GHz.

Si considerano per questa cella base due strutture periodiche: la prima si ottiene periodicizzando la cella in una sola direzione, ottenendo una struttura 1x3, formata da tre celle allineate lungo lo stesso asse; la seconda struttura si ottiene periodicizzando la cella in due direzioni, ottenendo una struttura 2x3 (Figura 2.2). Sono state riportate in Tabella 3.1 le dimensioni in millimetri degli EBG a cella

quadrata proposti. Le strutture a cella sono state simulate mediante l'utilizzo

EBG a cella quadrata	dimensione cella	gap tra celle	dimensioni totali EBG
periodicità 1x3	5	1	6x19
periodicità 2x3	5	1	13x19

Tabella 3.1: Dimensioni in mm della struttura EBG con cella quadrata

del software *CST Microwave Studio*. I parametri di scattering S ottenuti dalle simulazioni vengono presentati in Figura 3.1. Il parametro S_{11} risulta piatto, circa 0 dB, all'interno della banda 4.5-7 GHz, indice dell'assenza di propagazione. Il parametro S_{21} assume in entrambe le strutture 1x3 (Figura 3.1a) e 2x3 (Figura 3.1b) valori molto negativi, inferiori a -20 dB, indice che il segnale trasmesso alla porta d'ingresso 2 viene fortemente attenuato, nell'intervallo 4.5-7 GHz, prima di arrivare alla porta d'uscita 1. Si nota dunque come entrambe le strutture presentano una banda proibita da 4.5 GHz a 7 GHz.

Dato che ambo le strutture EBG presentano la stessa larghezza di banda per la stopband, centrata a 5.5 GHz, si sceglie una struttura che riduca al minimo gli ingombri e quindi una struttura del tipo 1x3.

3.2 Celle a forchetta

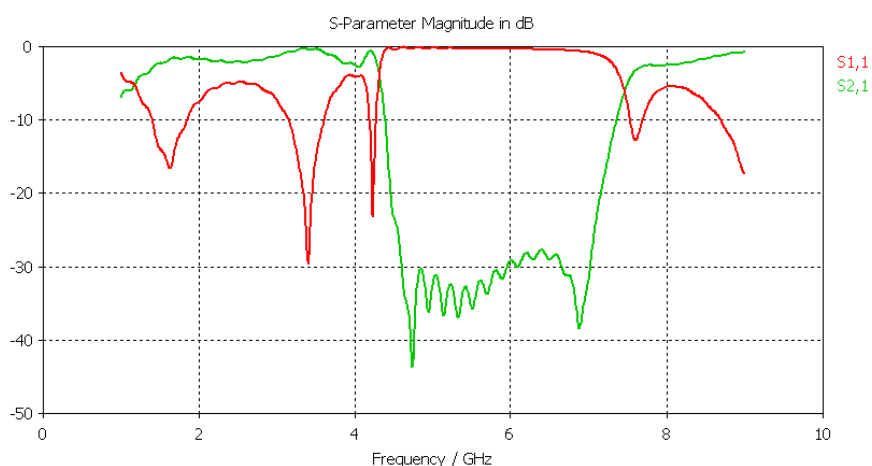
In letteratura sono presenti svariate forme di celle che costituiscono l'EBG oltre quelle a cella quadrata, ad esempio quelle proposte in [20]. In [21] è stata trattata una struttura con celle a forchetta (*fork-like*), composte da una patch a forma di forchetta, e perno cilindrico (via) per connettere la patch con il piano di massa (Figura 3.2b). Per dimensionare la cella si considera la patch a forchetta della stessa dimensione di una cella a patch quadrata e si calcola la frequenza di risonanza del circuito equivalente LC come per il caso di una cella quadrata (Sezione 3.1). In particolare si sceglie una lunghezza della forchetta $W+L_s$ (Figura 3.2b) pari al lato w della cella quadrata (Sezione 3.1).

I valori ottimali della cella a forchetta, ottenuti al fine di centrare la frequenza di risonanza del circuito equivalente LC a 5.5 GHz, si riportano in Tabella 3.2. Si

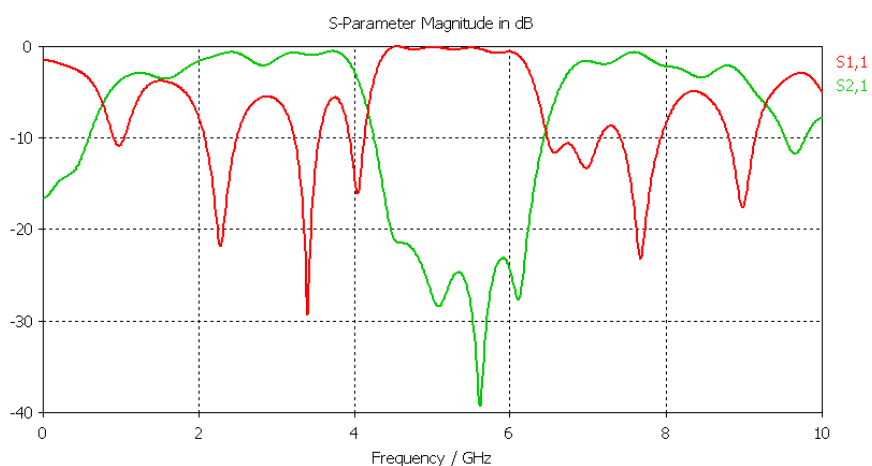
EBG cella a forchetta	W	gap	Ls	Lp	S	D	dim. EBG
periodicità 1x3	4	0.5	1.5	2	1	0.5	5x15.5
periodicità 2x3	4	0.5	1	2	1	0.5	9.5x14.5
periodicità 2x4	4	0.5	1.5	1.5	1	0.5	9.5x20

Tabella 3.2: Dimensioni in mm della struttura EBG con cella a forchetta

considerano strutture a forchetta con periodicità della cella in una sola direzione, 1x3, e in due direzioni, 2x3 (Figura 3.2a) e 2x4. Le simulazioni delle strutture si effettuano tramite il software *CST Microwave Studio*. I parametri S ottenuti dalle simulazioni evidenziano una stopband centrata ai 5.5 GHz circa, per tutte le periodicità proposte 1x3, 2x3 e 2x4 (Figura 3.3). Inoltre il parametro S_{21} denota una banda relativamente stretta con strutture 1x3 e 2x3 (circa 600 MHz) (Figura 3.3a, Figura 3.3b). Se si introduce un'ulteriore cella alla configurazione 2x3,



(a) square patch 1x3



(b) square patch 2x3

Figura 3.1: Parametri di scattering per EBG a cella quadrata

come nel caso 2x4, si nota un aumento della stopband in termini di larghezza di banda (circa 1 GHz) (Figura 3.3c).

A seguito di queste considerazioni per EBG con cella a forchetta, si preferisce a parità di stopband una struttura 1x3 che presenta un minor ingombro rispetto alle altre strutture. Se invece si necessita di una stopband più ampia della struttura 1x3, si sceglie la struttura con periodicità 2x4 a discapito di un maggior ingombro della struttura globale.

3.3 Celle a castello

Al contrario delle strutture EBG visti finora vengono introdotte in questa sezione configurazioni uniplanari [22], nei quali la struttura periodica interessa un solo lato del componente e non c'è più l'utilizzo di vias. Inoltre per la simulazione non viene adottata la tecnica della microstriscia sospesa, ma le celle periodiche vengono comprese tra due lamine di conduttore elettrico perfetto di 10 mm di larghezza al fine di avere all'inizio della struttura un modo già quasi *TEM*. La configurazione proposta è riportata in Figura 3.4. La cella che viene periodicizzata

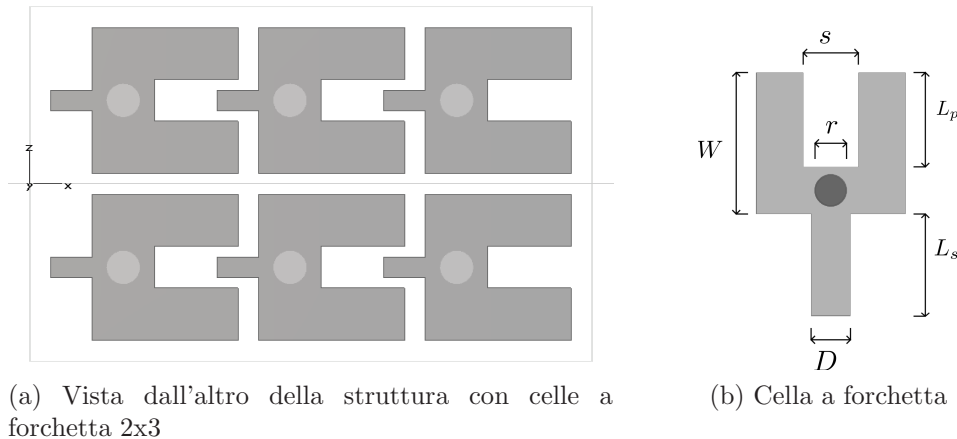


Figura 3.2: Struttura EBG formata da celle a forchetta e relativa cella base

è formata da un quadrato centrale di metallo e altri quattro agli angoli dello stesso (Figura 3.4). Al fine di dimensionare la cella, si considera la patch a castello come un circuito LC equivalente; i valori di capacità e induttanza del circuito si calcolano [7]

$$\begin{aligned}
 C &= 2b\varepsilon_0(1 + \varepsilon_r) \cosh^{-1} \left(\frac{w}{g} \right) \\
 L &= 0.25 \cdot 10^{-7} d \left[\ln \left(\frac{d}{s} \right) + 0.223 \left(\frac{d}{s} \right)^{-1} + 1.193 \right]
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

dove ε_0 è la permittività nel vuoto, ε_r la costante dielettrica relativa del substrato in FR4, mentre d , s , w , b , g i parametri iniziali da assegnare alla cella (Figura 3.5). Dalla (1.26) si ottiene la frequenza di risonanza inserendo i valori di induttanza e capacità calcolati in (3.1). Successivamente si variano i parametri iniziali assegnati alla cella a castello al fine di avere risonanza alla frequenza 5.5 GHz. I valori ottimali per dimensionare la cella sono tabulati in Tabella 3.3 e riferiti alla Figura 3.5.

Si considerano strutture a castello con periodicità della cella in una sola di-

	w	b	d	s	g
cella a castello	16	5.75	7.2	0.8	1.16

Tabella 3.3: Dimensioni in mm della cella a castello

rezione, 1x3, e in due direzioni, 2x3, 3x3 e 3x4. Le dimensioni fisiche in mm di tali strutture sono riportati in Tabella 3.4. Le simulazioni delle strutture si effettuano tramite l'utilizzo del software *CST Microwave Studio*. I parametri di scattering S_{11} e S_{21} ottenuti sono visualizzati in Figura 3.6. La struttura 1x3 con cella castello non presenta una stopband nell'intervallo 5-6 GHz. Infatti si nota come il coefficiente S_{21} non scenda mai sotto i -10 dB nella banda 5-6 GHz indice che la struttura non attenua la propagazione in quella banda di frequenze (Figura 3.6a). Se si aumenta la periodicità, come nella struttura 2x3 si nota invece la presenza di una stopband centrata alla frequenza 5.5 GHz (Figura 3.6b) la quale scompare introducendo ulteriori celle in configurazione 3x3 e 3x4 (Figura 3.6c e Figura 3.6d).

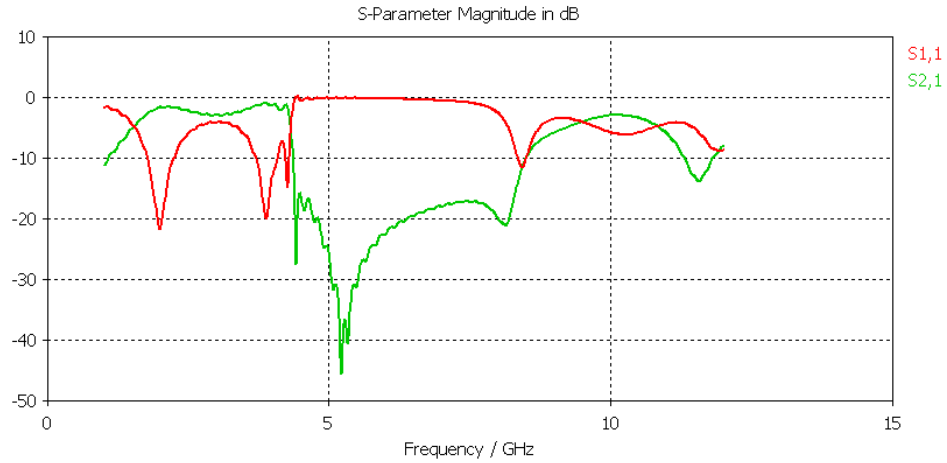
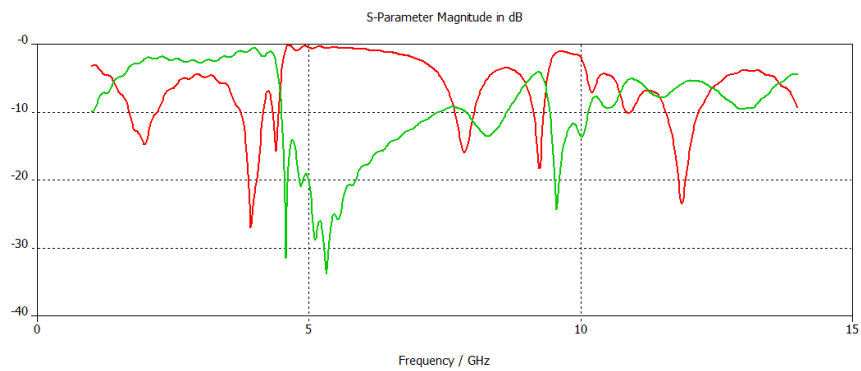
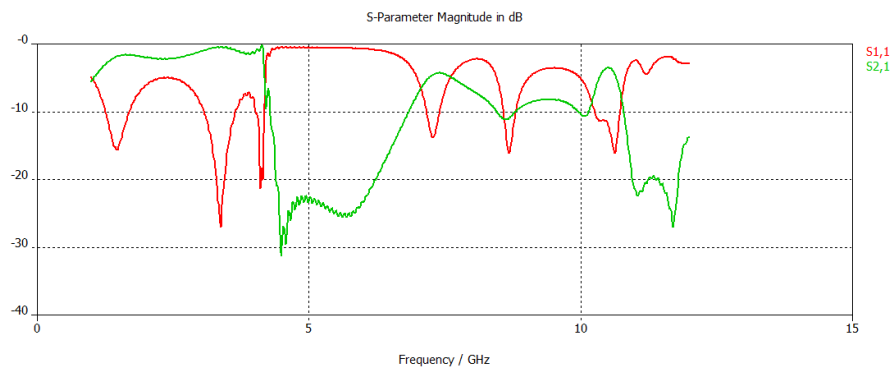
(a) S_{11} e S_{21} per struttura a forchetta di periodicità 1x3(b) S_{11} e S_{21} per struttura a forchetta di periodicità 2x3(c) S_{11} e S_{21} per struttura a forchetta di periodicità 2x4

Figura 3.3: Parametri di scattering per strutture EBG con celle a forchetta

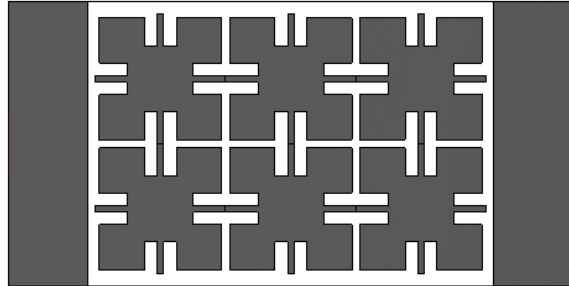


Figura 3.4: Struttura EBG con cella a castello di periodicit  2x3

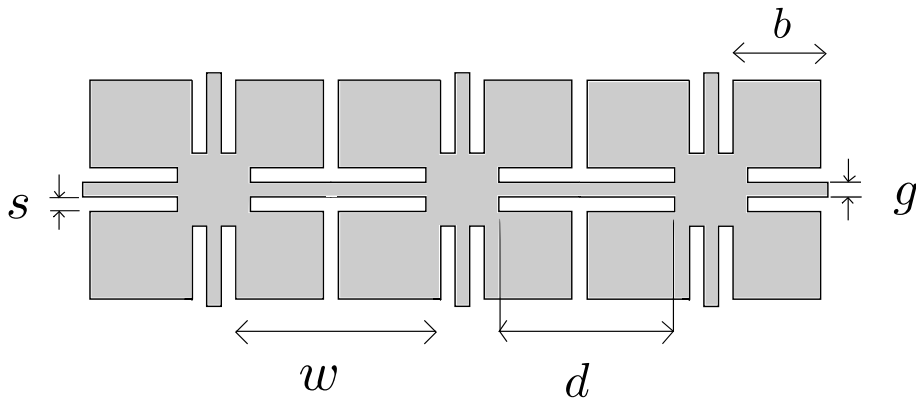


Figura 3.5: Parametri della struttura EBG con cella a castello

EBG con cella a castello	dim. cella	gap tra celle	dim. totali EBG
periodicit� 1x3	16.5	1	19.7x75.9
periodicit� 2x3	16.5	1	37.8x75.9
periodicit� 3x3	16.5	1	55.9x75.9
periodicit� 3x4	16.5	1	55.9x94

Tabella 3.4: Dimensioni in mm della struttura EBG con cella a castello

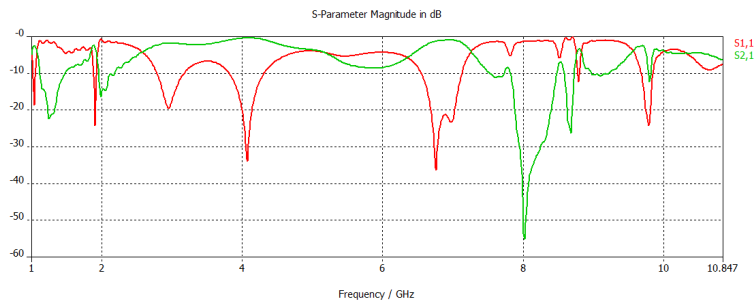
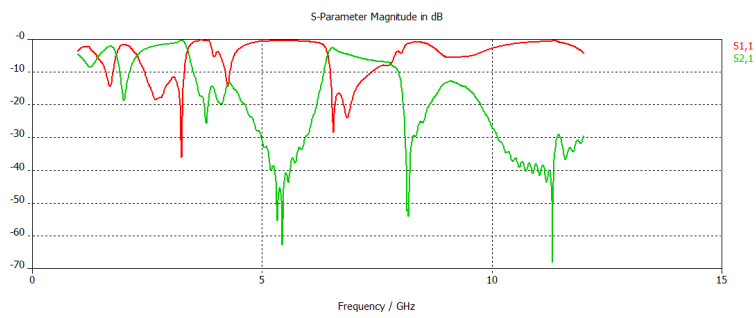
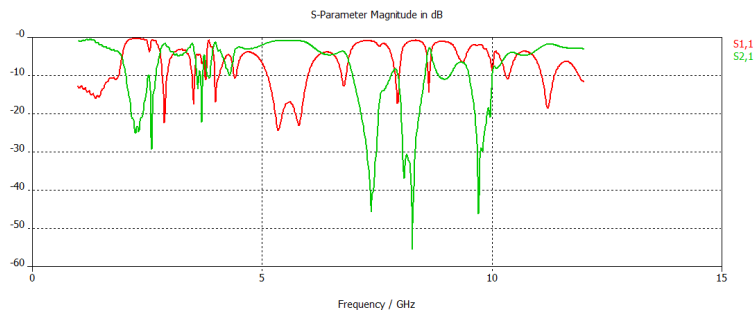
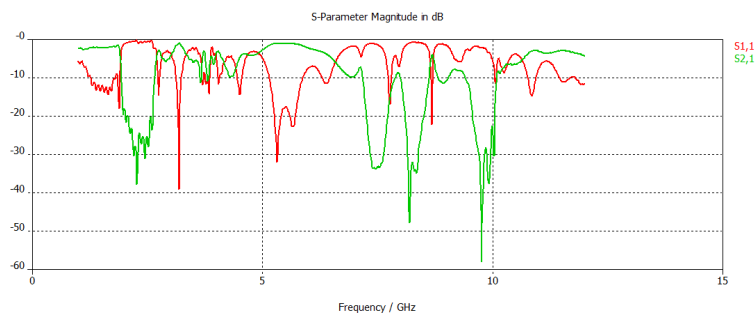
(a) S_{11} e S_{21} per strutture a castello 1x3(b) S_{11} e S_{21} per strutture a castello 2x3(c) S_{11} e S_{21} per strutture a castello 3x3(d) S_{11} e S_{21} per strutture a castello 3x4

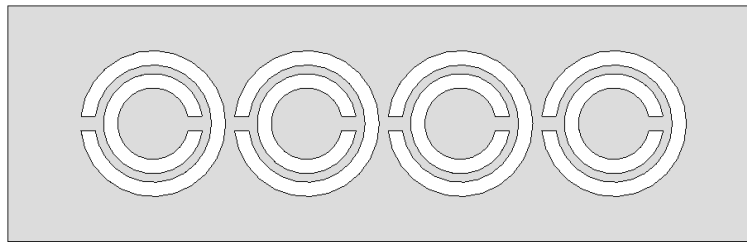
Figura 3.6: Parametri di scattering per strutture periodiche con celle a castello

3.4 Risonatori circolari complementari

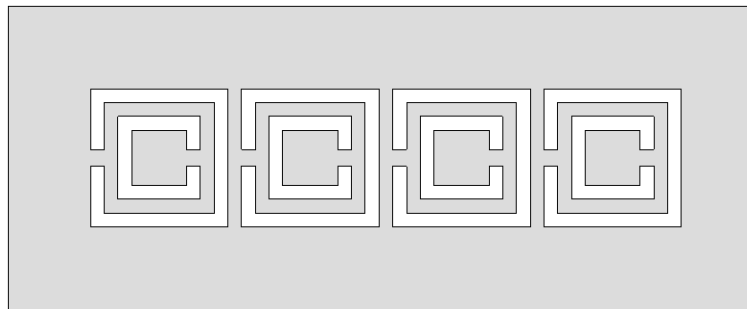
Vengono di seguito presentate strutture periodiche utilizzando *Complementary Split-Ring Resonators* (CSRR) (di geometria circolare e quadrata) [16],[23]. La cella base si realizza con degli intagli del piano di massa composti da corone circolari concentriche (o quadrati concentrici) di raggio medio r_0 non chiuse su se stesse (Figura 2.6).

La cella base CSRR si dimensiona con l'utilizzo delle equazioni in Sezione 2.2. Si calcola la capacità C_{pul} dalla (2.23) mediante la teoria delle linee coplanari (Appendice A) e l'induttanza L_s dalla (2.24); si ricava la frequenza di risonanza del circuito equivalente utilizzando la (2.22). Si fa variare il raggio medio del risonatore circolare al fine di ottenere una frequenza di risonanza a 5.5 GHz. Il raggio medio ottimale ottenuto per la cella CSRR è $r_0 = 2.25$ mm. Per la cella CSRR a forma quadrata (Figura 2.6) si considera il lato della cella pari al diametro del risonatore circolare, ovvero 4.5 mm.

Le strutture proposte si ottengono periodicizzando la cella base CSRR (a forma circolare o quadrata) (Figura 3.7). In particolare si considera una periodicità



(a) Top view modello CSRR con risonatori circolari



(b) Top view modello CSRR con risonatori rettangolari

Figura 3.7: Strutture periodiche con cella base CSRR

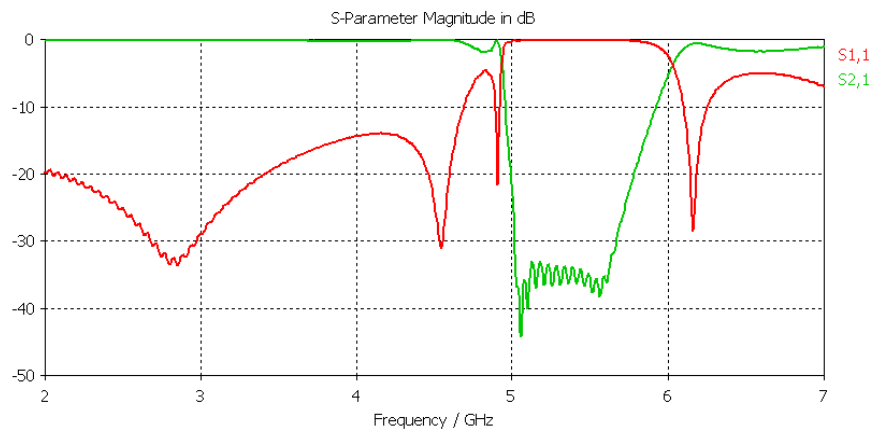
pari a quattro perchè, con un numero di celle CSRR inferiore, dalle simulazioni non si ottiene una stopband centrata alla frequenza 5.5 GHz. Le dimensioni di tali strutture sono tabulate in Tabella 3.5. I parametri di scattering S ottenuti

CSRR	dim. cella	gap tra celle	dim. totali struttura
circolare 1x4	$r_{out}=2.25$	0.5	8.25x26.4
quadrata 1x4	4.5x4.5	0.5	5.45x20.3

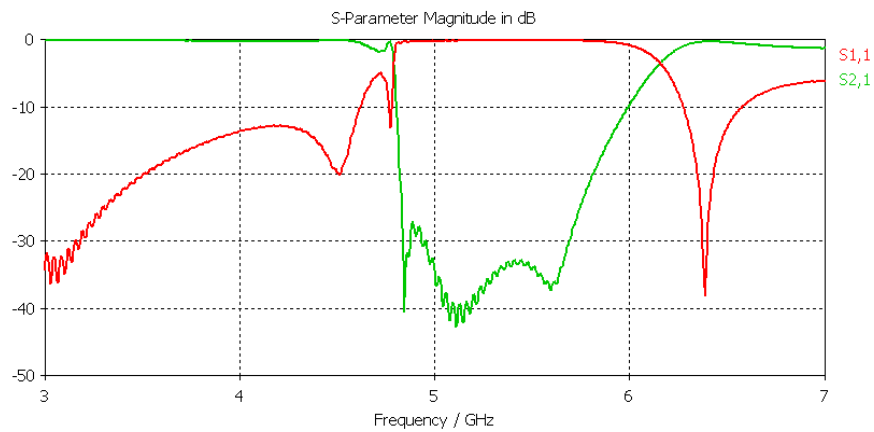
Tabella 3.5: Dimensioni in mm delle strutture con cella CSRR, di periodicità quattro

da simulazioni effettuate con il software *CST* (Appendice B), sono riportati in

Figura 3.8 ed evidenziano la presenza di una stopband con frequenza centrale 5.5 GHz e con larghezza di banda di 1 GHz circa



(a) S_{11} e S_{21} per risonatori complementari circolari



(b) S_{11} e S_{21} per risonatori complementari quadrati

Figura 3.8: Coefficiente di riflessione S_{11} per EBG con celle circolari CSRR

Conclusioni

Dalle simulazioni viste, a parità di stopband, la soluzione che consente di ridurre la dimensione della struttura inibente è la configurazione con celle a forchetta di periodicità 2x3. Dal punto di vista progettuale si è scelta una configurazione uniplanare che adotti soluzioni di tipo CSRR.

Strutture con difetti nel piano di massa

Le strutture EBG possono essere viste come una serie di circuiti LC in cui i poli della funzione di trasferimento coincidono con la frequenza di centro banda della stopband. Il principio è lo stesso quando si applicano dei difetti al piano di massa, ovvero questi difetti possono essere modellati come dei circuiti LC. In generale si può notare come la stopband possa essere maggiormente estesa rispetto a quella fornita dalle strutture EBG realizzate (Capitolo 3) a pari ripetizione della cella base.

Nelle *Defect Ground Structures* (DGS) proposte in [24], la configurazione geometrica della cella si compone di due rettangoli di dimensioni axb interconnessi da una striscia di lunghezza w e spessore g (Figura 4.1). Le dimensioni del difetto influiscono sui parametri del relativo modello LC, in particolare:

- l'induttanza serie L dipende dalle dimensioni della cella a, b ,
- la capacità C dipende dallo spessore g del ramo tra le due celle.

Per simulare i DGS, si realizzano difetti nel piano di massa e si alimenta la struttura con una microstriscia (Figura 4.1). Successivamente, si adotta un modello circuitale equivalente [25] come mostrato in (Figura 4.2). Allo stesso tempo la struttura proposta esibisce caratteristiche sia di stopband che di filtro passa basso. Si possono quindi confrontare i risultati ottenuti con il circuito LC equivalente e la risposta di un filtro di Butterworth passa basso del primo ordine [26], il cui modello è riportato in Figura 4.3. La reattanza equivalente di Figura 4.2 si può esprimere come

$$X_{LC} = \frac{1}{\omega_0 C (\omega_0/\omega - \omega/\omega_0)} \quad (4.1)$$

dove ω_0 è la pulsazione di risonanza del risonatore LC che corrisponde alla posizione del polo della risposta in frequenza del filtro. L'induttanza serie del filtro di Butterworth mostrata in Figura 4.3 può essere scritta come segue:

$$X_L = \omega' \cdot Z_0 g_1 \quad (4.2)$$

dove ω' è la pulsazione normalizzata rispetto a ω_0 , Z_0 l'impedenza d'ingresso/uscita della struttura e g_1 il valore "prototipale" normalizzato nel filtro di Butterworth

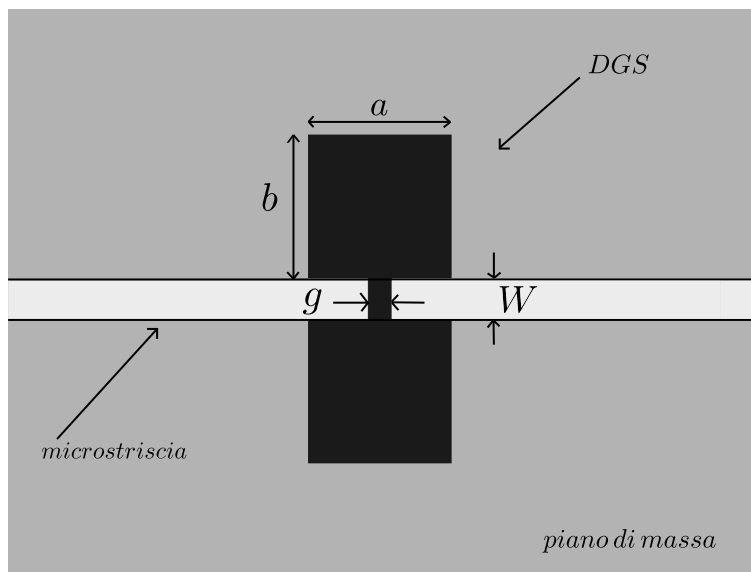


Figura 4.1: Vista dall'alto della struttura simulata con difetto nel piano di massa

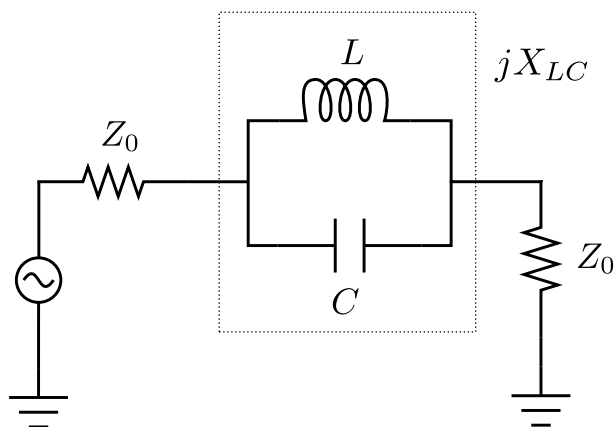


Figura 4.2: Modello a circuito equivalente della struttura a difetto. La parte tratteggiata rappresenta il circuito equivalente alla cella mentre le impedenze Z_0 rappresentano i tratti di linea connessi alla cella

passa basso del primo ordine [1]. Al fine di avere le caratteristiche del filtro passa basso, il circuito equivalente per il DGS (Figura 4.2), dovrebbe essere uguale al modello circuitale del filtro passa basso (Figura 4.3) ad una certa frequenza. L'uguaglianza alla frequenza di *cut-off* ω_c del filtro è data da

$$X_{LC}|_{\omega=\omega_c} = X_L|_{\omega'=1}. \quad (4.3)$$

Dall'uguaglianza scritta in (4.3), la capacità serie del circuito equivalente riportato in Figura 4.2, può essere ottenuta come

$$C = \frac{\omega_c}{Z_0 g_1} \cdot \frac{1}{\omega_0^2 - \omega_c^2}. \quad (4.4)$$

Dopo il calcolo della capacità (4.4), si ricava l'induttanza parallelo invertendo la (1.26), ottenendo

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 \cdot C} \quad (4.5)$$

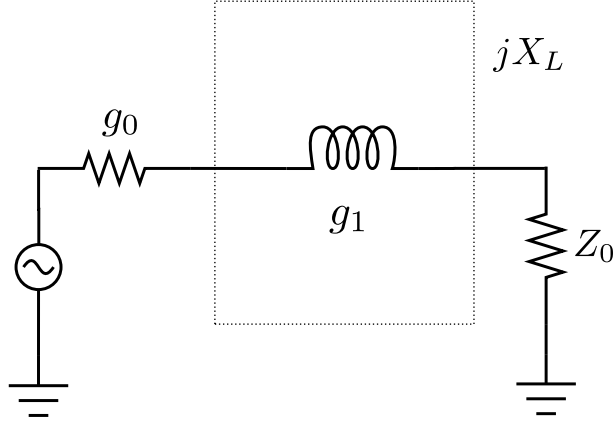


Figura 4.3: Modello circuitale del filtro di Butterworth passa basso del primo ordine. La parte tratteggiata rappresenta l'induttanza serie del filtro

dove f_0 è la frequenza di risonanza della struttura. Al fine di dimensionare il difetto si possono variare i suoi parametri fisici, in particolare i valori di a e b , finché la frequenza di centro banda simulata non corrisponde alla frequenza di risonanza del modello.

Esempio 4.1

La struttura simulata è mostrata in Figura 4.1 con substrato dielettrico in FR4 ($\epsilon_r = 4.9$) e spessore $h = 1.58$ mm. Il difetto è composto da due quadrati di dimensioni $a = b = 5.8$ mm distanti tra loro $w = 2.5$ mm e connessi da una linea larga $g = 1$ mm. Per il calcolo dei parametri circuitali del DGS, si è imposta la frequenza di *cut-off* f_c a -3 dB a 3.5 GHz e la frequenza di risonanza f_0 a 5.5 GHz. Utilizzando la (4.4) e (4.5), assumendo $Z_0 = 50$ ohm e $g1 \simeq 1.6$ [1], si calcola il valore dell'induttanza e della capacità per tale circuito, ottenendo

$$C = \frac{f_c}{2\pi Z_0 g1 (f_0^2 - f_c^2)} = 0.309 \text{ pF} \quad (4.6)$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0 C} = 2.705 \text{ nH.}$$

In Figura 4.4 è illustrata la reattanza equivalente del circuito (Figura 4.2) con i valori di C e L appena calcolati. Con i valori sopra riportati sono stati ricavati i parametri di scattering S_{11} e S_{21} utilizzando le equazioni (1.9) e quelle descritte in Figura 1.2. In Figura 4.5 è riportato il confronto tra i parametri S calcolati con il modello circuitale descritto ($S_{11}dB$ modello, $S_{21}dB$ modello) e quelli ottenuti dalle simulazioni *CST* ($S_{11}dB$ CST, $S_{21}dB$ CST). Si nota come i parametri S del modello circuitale siano in buon accordo con quelli relativi alle simulazioni *CST*: entrambi infatti presentano una stopband attorno alla frequenza $f = 5.5$ GHz

Successivamente sono state effettuate alcune simulazioni per comprendere come variano le caratteristiche di queste strutture se viene modificata la periodicità della struttura stessa. A tale scopo è stato realizzato un difetto sul piano di massa con substrato di FR4 e spessore $h = 1.58$ mm. Le dimensioni del difetto sono quelle riportate in Tabella 4.1. Prima è stato simulato, per mezzo del software

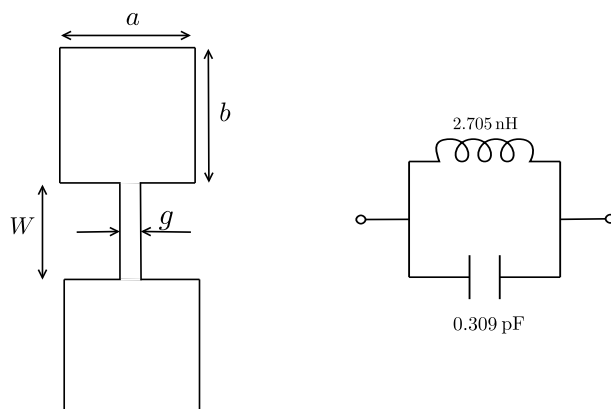


Figura 4.4: Geometria del difetto e risonatore LC equivalente

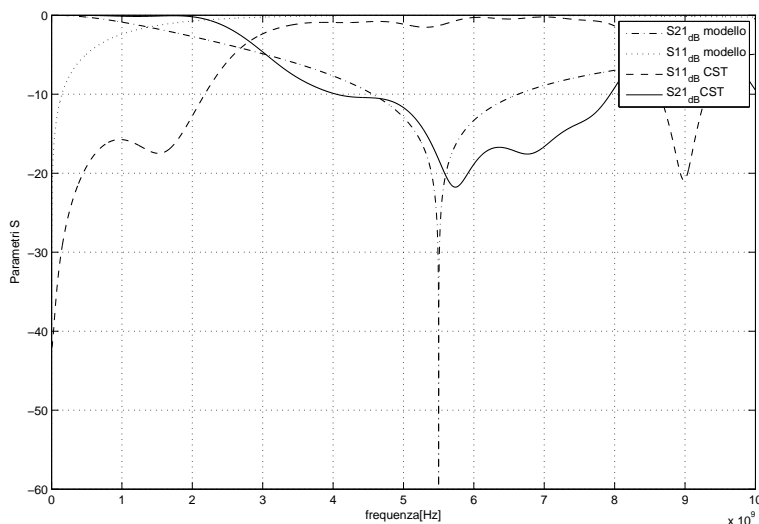


Figura 4.5: Confronto tra risultati simulati in *CST* e risultati calcolati con il modello circuitale, per DGS

CST, l'effetto nella struttura di un solo difetto, successivamente si è studiato il comportamento con due o tre difetti sempre della stessa dimensione.

In Figura 4.6 sono illustrati i valori relativi al parametro S_{21} ottenuti dalle simulazioni. Per la struttura con un solo difetto si nota una frequenza di centro banda a 6.8 GHz. Inserendo due difetti si ha la presenza di una stopband per una frequenza minore rispetto al caso di un solo difetto, in particolare a 5.1 GHz e un aumento della larghezza di banda, dato che il parametro S_{21} relativo rimane fino agli 8 GHz inferiore ai -20 dB. La struttura con tre difetti nel piano di massa presenta una stopband molto ampia a partire da una frequenza 4.5 GHz (se si considera la stopband per valori inferiori a -20 dB).

	a	b	W	g
DGS con FR4	4.5	4.5	2.5	0.8

Tabella 4.1: Dimensioni in mm di un difetto con substrato FR4

Da queste considerazioni possiamo affermare che aumentando la periodicità del difetto, la frequenza centrale della stopband risulta minore e la sua larghezza di banda aumenta. Inoltre si ha una maggiore attenuazione della propagazione elettromagnetica entro banda proibita con più di un difetto (valori di S_{21} circa -30 dB nella banda 5-6 GHz per i casi con due e tre difetti).

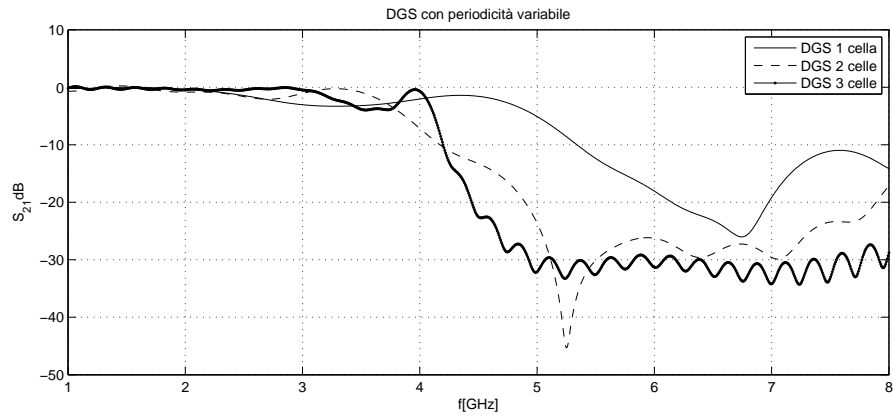


Figura 4.6: Variazione di S_{21} al variare della periodicità del difetto simulati mediante l'utilizzo del software *CST*

Strutture inibenti con substrato in Rogers 3010

In questo capitolo si considerano strutture inibenti con substrati di costante dielettrica elevata.

Si presentano strutture periodiche con cella a quadrato, a forchetta, CSRR e con difetti nel piano di massa, usando substrato Rogers 3010 ($\epsilon_r=10.2$) di spessore $h=1.28$ mm. Tutte le strutture proposte sono state progettate al fine di ottenere una frequenza di centro banda a 5.5 GHz. I modelli utilizzati per dimensionare le celle sono gli stessi usati per strutture con substrato FR4 e presentati nel Capitolo 3.

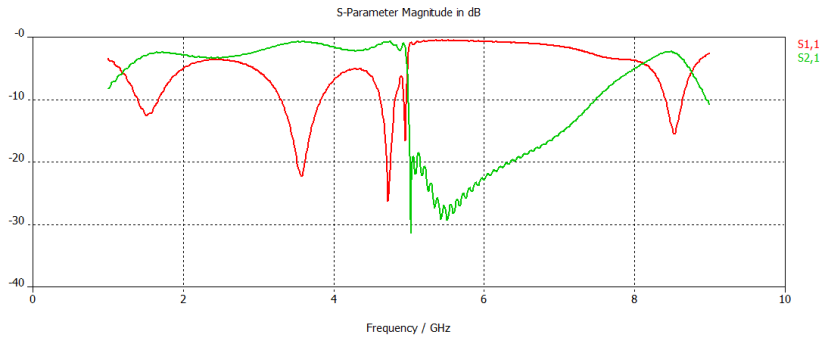
5.1 Materiali a band gap proibito con celle “a fungo”

In questa sezione sono proposte strutture a cella quadrata e a forchetta con substrato Rogers 3010. Il dimensionamento della cella è analogo al dimensionamento di una cella quadrata (Sezione 3.1) e di una cella a forchetta (Sezione 3.2) con substrato FR4.

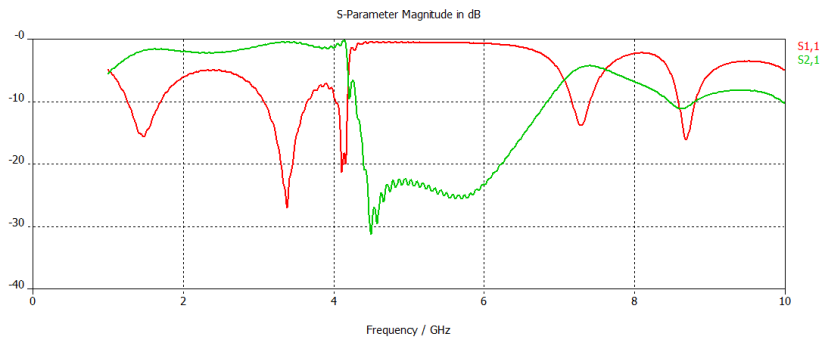
Allo scopo di verificare il loro comportamento, è stata utilizzata la tecnica della microstriscia sospesa, come nel caso di substrato in FR4. Inoltre, affinché la microstriscia abbia impedenza 50 ohm, la sua larghezza deve essere di circa 1.16 mm. Le strutture periodiche proposte a cella quadrata presentavano una periodicità 2x3 mentre le strutture con cella a forchetta presentavano periodicità 2x4. Le dimensioni fisiche degli EBG con celle quadrate e a forchetta e i relativi coefficienti di riflessioni sono riportati in Tabella 5.1. Le dimensioni della cella e conseguentemente della struttura, sono leggermente inferiori rispetto alle strutture con substrato FR4. Si nota inoltre come entrambi gli EBG proposti presentino la stopband desiderata attorno alla frequenza di 5.5 GHz (Figura 5.1).

<i>EBG</i>	w cella	gap	dimensioni struttura
cella quadrata con periodicit� 2x3	3.4	0.5	12.2x8.3
cella a forchetta con periodicit� 2x4	3.2	0.5	12.3x5.9

Tabella 5.1: Dimensioni in mm per la struttura EBG composta da celle quadrate e a forchetta in substrato RO3010



(a) Parametri S per cella quadrata di periodicit  2x3



(b) Parametri S per cella a forchetta di periodicit  2x4

Figura 5.1: Parametri di scattering per strutture EBG “a fungo” con substrato in RO3010

5.2 Risonatori circolari

La cella complementare ad anelli concentrici, CSRR, proposta per substrati in Rogers 3010 ha la stessa geometria di quella usata per substrato in FR4 (vedi Figura 2.6b).

Il dimensionamento della cella CSRR   analogo a quello della cella circolare con substrato FR4 (Sezione 3.4).

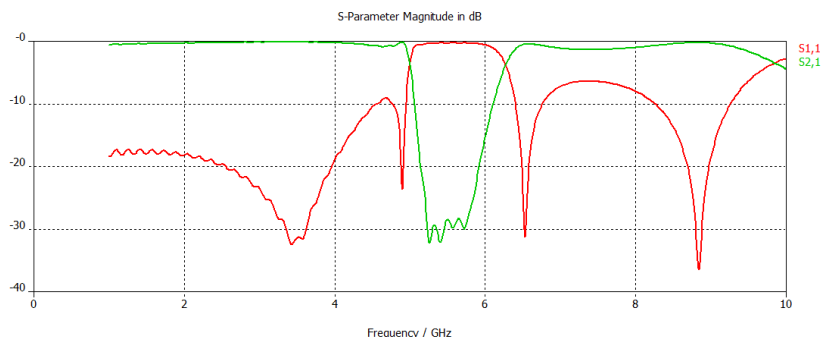
Le dimensioni del risonatore circolare, sono riportate in Tabella 5.2. Le simu-

CSRR	raggio esterno	raggio interno	gap tra celle
risonatore circolare	2	1.2	0.3

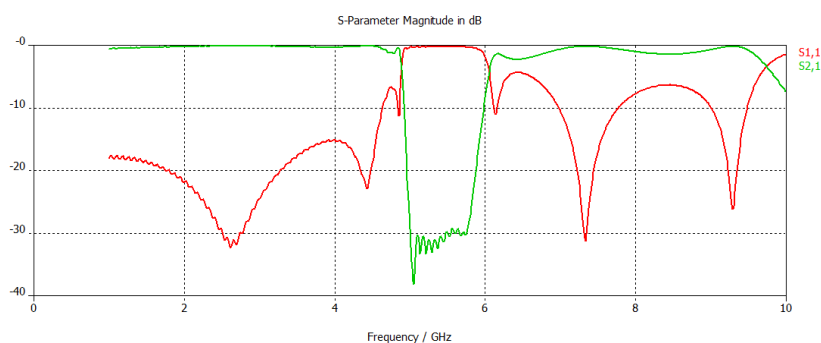
Tabella 5.2: Dimensioni in mm della cella CSRR per substrato in Rogers 3010

lazioni sono state eseguite come per substrato in FR4, ovvero alimentando con microstriscia la struttura con risonatori “incisi” sul piano di massa.

Sono state simulate strutture con periodicità tre e quattro, mediante l'utilizzo del software *CST*, senza riscontrare sostanziali differenze in termini di larghezza di banda per la struttura inibente centrata a 5.5 GHz (Figura 5.2). Per substrato



(a) Strutture CSRR 1x3



(b) Strutture CSRR 1x4

Figura 5.2: Parametri di scattering per CSRR con substrato Rogers 3010

FR4 la stopband 5-6 GHz si presentava con un numero di celle CSRR non inferiore a quattro, mentre con substrato in Rogers 3010 si nota una banda proibita da 5 GHz a 6 GHz con una periodicità tre della cella circolare CSRR (Figura 5.2a).

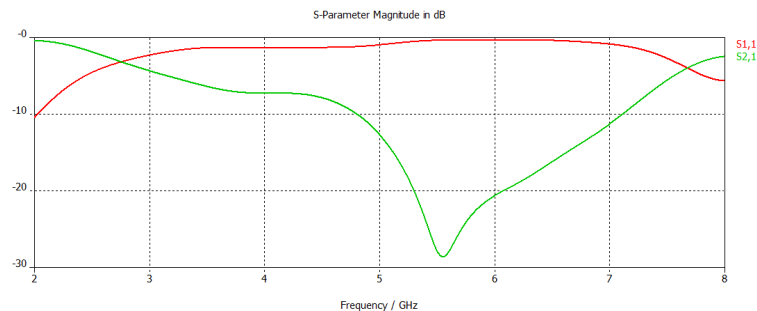
5.3 Difetti applicati al piano di massa

Nel caso specifico del Rogers 3010 sono state realizzate strutture a difetto che presentavano periodicità maggiore o uguale a una cella. In Tabella 5.3 sono riportate le dimensioni relative alla singola cella in riferimento alla loro configurazione geometrica (Figura 4.1). Tutte le strutture inibenti proposte evidenziano una sto-

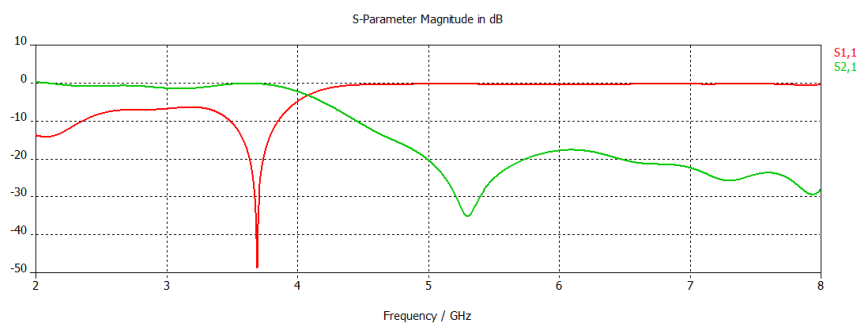
DGS	a	b	w	s
DGS 1	5.4	5.4	1.16	0.9
DGS 1x2	4	4	1.16	0.9
DGS 1x3	3.8	3.8	1.16	0.9
DGS 1x4	3.8	3.8	1.16	0.9

Tabella 5.3: Dimensioni in mm dei difetti per substrato in RO3010

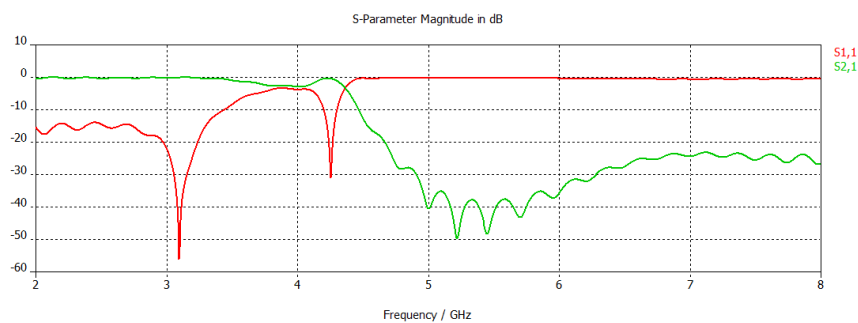
pband attorno alla frequenza desiderata di 5.5 GHz e nel caso specifico, aumentando il numero di difetti nel piano di massa si nota un allargamento della banda proibita (Figura 5.3), come già presentato nello studio dei DGS (Capitolo 4).



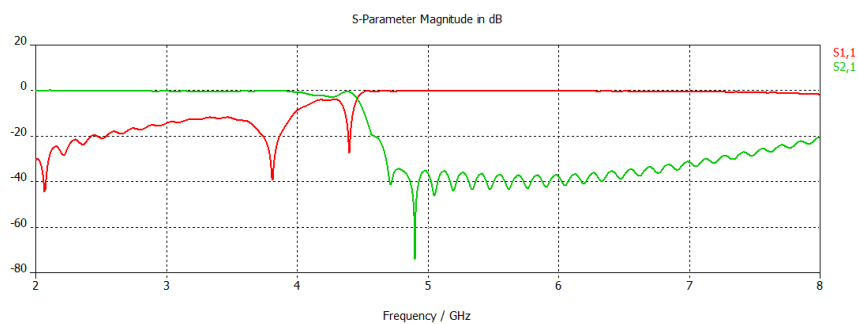
(a) Struttura con un solo difetto



(b) Struttura con difetti di periodicità 1x2



(c) Struttura con difetti di periodicità 1x3



(d) Struttura con difetti di periodicità 1x4

Figura 5.3: Parametri di scattering per DGS con substrato Rogers 3010

Analisi dell'accoppiamento mutuo

In questo capitolo viene dapprima presentato il progetto di un'antenna di tipo patch con frequenza centrata a 5.5 GHz. Successivamente si realizza una coppia di antenne patch nello stesso substrato, a distanza s tra loro, in configurazione E -plane e H -plane e si interpone tra di esse le strutture inibenti al fine di valutare una possibile riduzione dell'accoppiamento mutuo tra le antenne.

Per le simulazioni sono state considerate strutture EBG che presentavano uguale stopband a parità di ingombro. Visti i risultati ottenuti dalle prove precedenti è stato scelto di utilizzare strutture con cella a quadrato, a forchetta, CSRR e strutture con difetti nel piano di massa.

6.1 Progettazione di una antenna patch

Si presenta in questa sezione il progetto di un'antenna di tipo patch con substrato in FR4 e Rogers 3010.

Per calcolare le dimensioni fisiche opportune, ci si avvale delle formule approssimate presenti in [27].

Dati i parametri del substrato, su cui si andrà a realizzare l'antenna

$$\varepsilon_r = 4.9, \quad h = 1.58\text{mm}$$

$$f_0 = 5.5\text{GHz}$$

le misure fisiche della patch sono date dalle seguenti relazioni:

1. $W = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{1+\varepsilon_r}} = 15.87 \text{ mm}$
2. $\varepsilon_{r,eff} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left(1 + \frac{12d}{W}\right)^{-1/2} = 4.26$
3. $l_{eff} = \frac{c}{2f\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} = 13.2 \text{ mm}$
4. $\Delta l = 0.412 \frac{(\varepsilon_{r,eff}+0.3)\left(\frac{W}{d}+0.264\right)d}{(\varepsilon_{r,eff}-0.258)\left(\frac{W}{d}+0.8\right)} = 0.705 \text{ mm}$

$$5. l = l_{eff} - 2\Delta l = 11.79 \text{ mm}$$

dove W e l sono rispettivamente la larghezza e la lunghezza della patch. Dovendo alimentare la patch con una microstriscia, per essere in condizioni di adattamento al carico si deve trovare un punto x_0 (Figura 6.1) tale che l'impedenza di linea R_0 e l'impedenza d'ingresso siano uguali. Definita la conduttanza

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0 h)^2 \right], \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10}$$

con $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, si calcola l'impedenza d'ingresso della patch con la formula approssimata

$$R_i \simeq \frac{1}{G_1}$$

nella quale non si é considerato l'accoppiamento mutuo di due slot presenti sulla patch. Successivamente si eguagliano le due impedenze calcolando il punto in cui inserire l'alimentazione come

$$x_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \left(\frac{R_i}{R_0} \right).$$

Avendo scelto di usare una linea di impedenza a 50 ohm, la microstriscia deve avere una larghezza di 2.9 mm e il punto x_0 risulta essere a 3.96 mm dal bordo della patch.

Una volta realizzata la patch mediante il software *CST*, usando i parametri

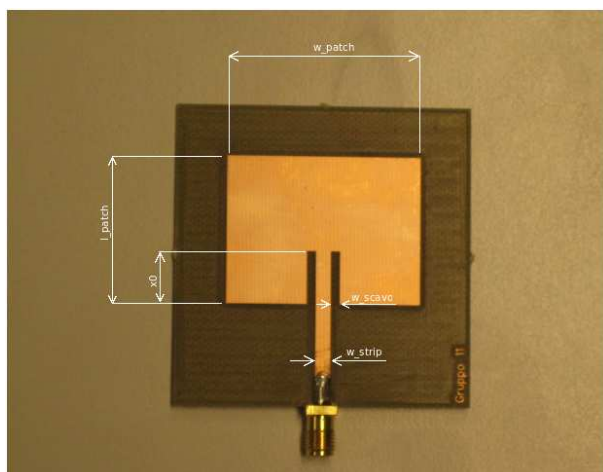


Figura 6.1: Vista dall'alto dell'antenna di tipo patch con relativi parametri

appena calcolati, dopo una prima simulazione non si ottengono i risultati voluti in termini di frequenza di lavoro. Questo accade perché le formule usate sono approssimate. Occorre a questo punto variare alcuni parametri (come la lunghezza della patch, o il punto in cui si inserisce l'alimentazione) in modo da ottenere un massimo adattamento alla frequenza desiderata. Dopo alcune simulazioni parametriche si ottengono i valori ottimali presentati in Tabella 6.1.

Il coefficiente di riflessione S_{11} presenta un picco negativo alla frequenza di risonanza voluta e una banda ai -10 dB di circa 134 MHz (Figura 6.2).

L'analisi appena esposta è del tutto analoga per la progettazione di una patch

Patch 5.5 FR4	W	L	x_0	w_{strip}	w_{scavo}
valori	16.5	11.56	4	3	1.55

Tabella 6.1: Valori ottimali in mm dell'antenna patch con substrato FR4 con frequenza di risonanza a 5.5 GHz

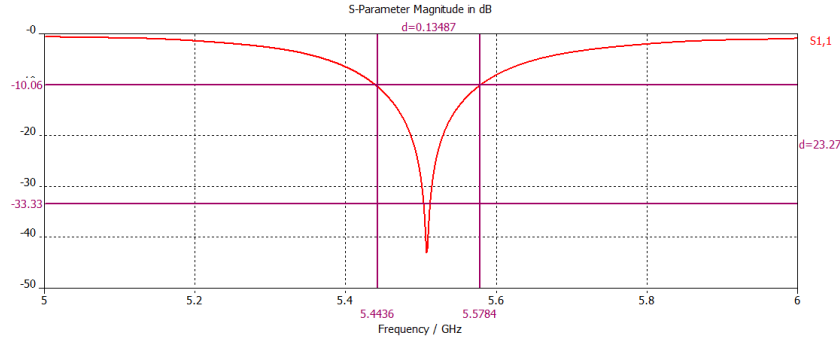


Figura 6.2: Modulo del coefficiente di riflessione S_{11} in dB della patch in substrato FR4

con substrato Rogers3010 alla stessa frequenza di risonanza, con specifiche

$$\varepsilon_r = 10.2, \quad h = 1.28\text{mm}$$

$$f_0 = 5.5\text{GHz}.$$

I valori ottenuti per tale antenna sono tabulati in Tabella 6.2. Se si valuta il para-

Patch 5.5 Rogers	w patch	l patch	x0	w scavo	w strip
valori	11.52	8.1	1.55	2.75	1.16

Tabella 6.2: Valori ottimali in mm dell'antenna patch con substrato Rogers 3010 con frequenza di risonanza a 5.5 GHz

metro di scattering S_{11} , si nota un picco di risonanza alla frequenza $f = 5.5$ GHz e una banda ai -10 dB di circa 63 MHz (Figura 6.3).

6.2 Accoppiamento mutuo tra due antenne di tipo patch con substrato FR4

Una volta realizzate le patch, sono state disposte in due configurazioni: la prima orientando le patch in modo collineare alle linee del campo elettrico, configurazione E -plane e la seconda rispetto alle linee del campo magnetico, configurazione H -plane (Figura 6.4).

L'andamento tipico del mutual coupling per E -plane e H -plane variando la distanza s tra le antenne può essere quello riportato in [28] (Figura 6.5). Nel caso in esame la distanza s che separa le antenne è superiore a $s = 0.1\lambda_0$ (λ_0 lunghezza d'onda nel vuoto) e ciò comporta un accoppiamento mutuo maggiore. Si noti inoltre come la configurazione E -plane presenti, in generale, un accoppiamento maggiore rispetto alla configurazione H -plane (Figura 6.5)

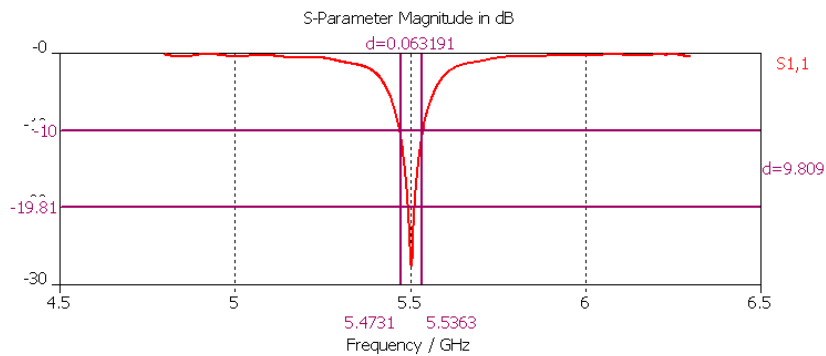


Figura 6.3: Modulo del coefficiente di riflessione S_{11} in dB della patch in substrato RO3010

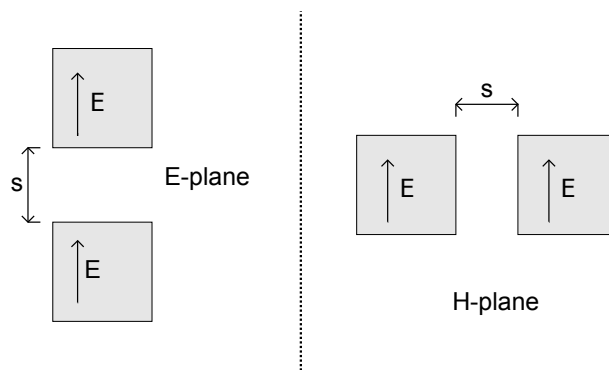


Figura 6.4: Configurazione E -plane e H -plane

Nelle simulazioni effettuate, la distanza s tra le patch è stata fatta variare al fine di valutarne l'effetto sull'accoppiamento mutuo. Valori opportuni di s consentono l'inserimento della struttura inibente.

6.2.1 Risultati accoppiamento mutuo in configurazione E -plane

Si presenta la disposizione delle antenne patch e dell'EBG in una configurazione E -plane (Figura 6.6a). I valori dell'accoppiamento mutuo tra le antenne patch in assenza di strutture inibenti sono riportati in Figura 6.6b. Nelle simulazioni è stato variato un parametro m , il cui significato e i relativi valori sono riportati di seguito

- $m = 0 \rightarrow s = 21\text{mm}$;
- $m = 1 \rightarrow s = 27\text{mm}$, circa $0.5 \lambda_0^1$;
- $m = 2 \rightarrow s = 33\text{mm}$;
- $m = 3 \rightarrow s = 39\text{mm}$, circa $0.75 \lambda_0$;
- $m = 4 \rightarrow s = 45\text{mm}$.

¹lunghezza d'onda nel vuoto alla frequenza di lavoro 5.5 GHz

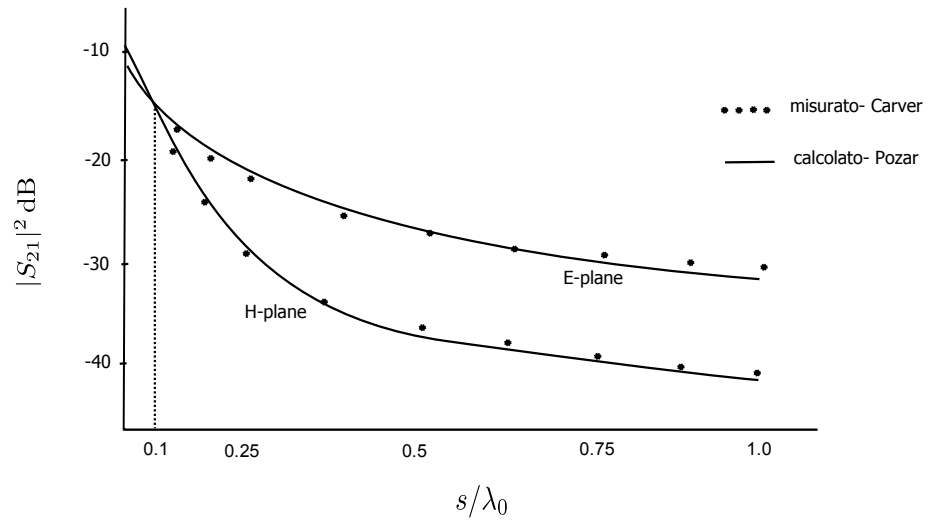


Figura 6.5: Variazione dell'accoppiamento mutuo per antenne in configurazione *E*-plane e *H*-plane

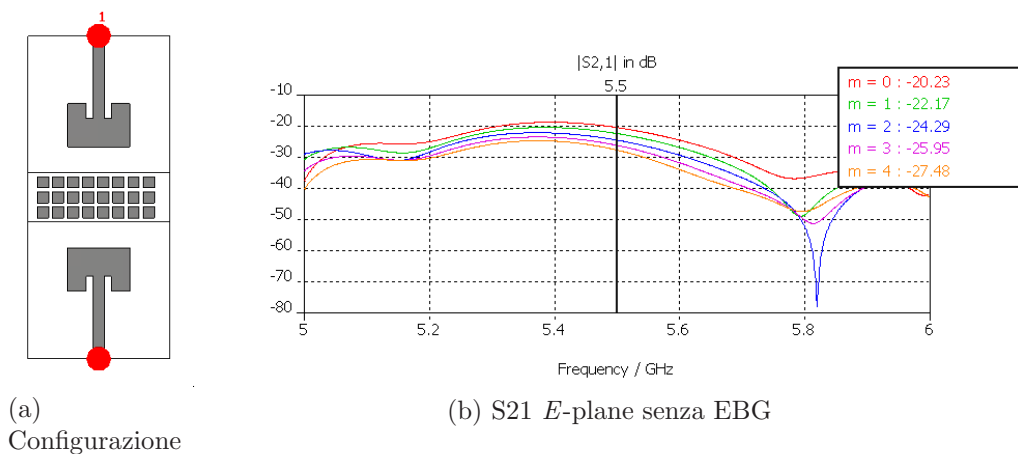


Figura 6.6: Accoppiamento mutuo in configurazione *E*-plane con distanza tra le antenne in funzione del parametro m

Nelle prove effettuate sono state simulate strutture “a fungo” con cella quadrata, a forchetta e celle CSRR, con periodicità lungo l’ E -plane di tre o quattro celle, a parità di distanza tra le antenne ($s=0.75 \lambda_0$). Si notano dei miglioramenti abbastanza ridotti (da 1 a 2dB) per tutte le strutture “a fungo ”e CSRR simulate (Tabella 6.3).

EBG	periodicità	distanza s [mm]	S_{21} [dB]	S_{21} [dB] senza EBG
celle quadrata	1x3	39	-27.3	-25.9
cella quadrata	1x4	39	-26.9	-25.9
cella a forchetta	1x3	39	-27.1	-25.9
cella a forchetta	1x4	39	-27.2	-25.9
CSRR	1x4	39	-27.5	-25.9

Tabella 6.3: Valori dell’accoppiamento mutuo tra antenne in configurazione E -plane con substrato FR4 per strutture EBG “a fungo”e CSRR

Infine la struttura con difetto nel piano di massa, studiata in Capitolo 4, è stata inserita tra le due patch in configurazione E -plane. Nelle simulazioni sono stati adottati due, tre e quattro difetti. I relativi valori di accoppiamento sono riportati in Tabella 6.4. Si può notare come diminuisca l’accoppiamento mutuo

	periodicità	distanza s [mm]	S_{21} [dB]	S_{21} [dB] senza EBG
DGS	1x2	39	-28.9	-25.9
DGS	1x3	39	-28.8	-25.9
DGS	1x4	39	-28.6	-25.9

Tabella 6.4: Valori dell’accoppiamento mutuo per DGS con substrato FR4 in configurazione E -plane

tra le patch lungo l’ E -plane rispetto alle classiche soluzioni con EBG.

6.2.2 Risultati accoppiamento mutuo in configurazione H-plane

Le antenne patch vengono ora disposte in configurazione H -plane (Figura 6.7a). I valori del’accoppiamento mutuo con questa configurazione in assenza di strutture inibenti tra le antenne patch sono riportati in Figura 6.7b. Come per la configurazione E -plane, nelle simulazioni si è fatto variare un parametro m , al fine di valutare l’accoppiamento mutuo tra antenne poste a diversa distanza. Nelle prove effettuate sono state simulate strutture “a fungo” con cella quadrata, a forchetta e celle CSRR, con periodicità lungo l’ H -plane di tre o quattro celle, a parità di distanza tra le antenne. Dai risultati emerge che solamente la struttura CSRR porta ad un abbassamento dell’accoppiamento mutuo rispetto al caso senza EBG. Le strutture “a fungo ”con cella a quadrato e a forchetta non portano dei miglioramenti in questa configurazione (Tabella 6.5). Infine anche le strutture DGS sono state considerate in configurazione H - plane. Come nel caso E -plane sono state impiegate DGS di periodicità due, tre e quattro. Dai risultati riportati in Tabella 6.6, si può notare come non ci siano miglioramenti significativi per la configurazione H -plane nemmeno con l’impiego di DGS.

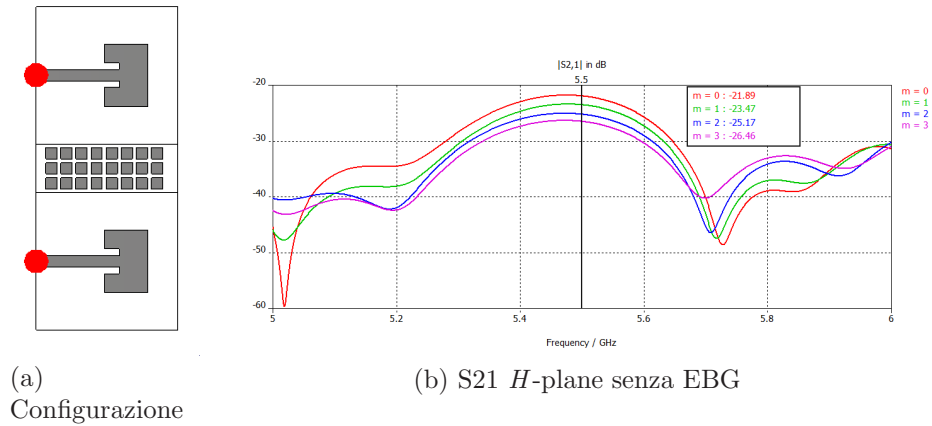


Figura 6.7: Accoppiamento mutuo in configurazione H -plane con distanza tra le antenne in funzione del parametro m

EBG	periodicit�	distanza s [mm]	S_{21} [dB]	S_{21} [dB] senza EBG
cella quadrata	1x3	39	-25.5	-26.46
cella quadrata	1x4	39	-25.6	-26.46
cella a forchetta	1x3	39	-25.2	-26.46
cella a forchetta	1x4	39	-25.1	-26.46
CSRR	1x4	39	-26.8	-26.46

Tabella 6.5: Valori dell'accoppiamento mutuo tra antenne in configurazione H -plane con substrato FR4 per strutture EBG "a fungo" e CSRR

	periodicit�	distanza s [mm]	S_{21} [dB]	S_{21} [dB] senza EBG
DGS	1x2	39	-27.1	-26.46
DGS	1x3	39	-27	-26.46
DGS	1x4	39	-26.8	-26.46

Tabella 6.6: Valori dell'accoppiamento mutuo per DGS con substrato FR4 in configurazione H -plane

Dalle prove finora effettuate si osserva un maggior accoppiamento mutuo tra antenne in configurazione E -plane rispetto ad una configurazione H -plane. Le strutture EBG analizzate per configurazioni E -plane portano al massimo un miglioramento di qualche dB nella riduzione dell'accoppiamento mutuo tra antenne mentre con le strutture DGS scende di 3 dB. Le strutture simulate in configurazione H -plane non portano a miglioramenti significativi in termini di accoppiamento mutuo

6.3 Accoppiamento mutuo tra due antenne di tipo patch per substrato Rogers 3010

Per valutare l'accoppiamento mutuo tra le due patch, progettate con substrato Rogers 3010, si   considerata una configurazione E -plane, la quale consente di va-

lutare, rispetto ad una configurazione H -plane, il miglioramento delle prestazioni nella configurazione più sfavorevole.

Le antenne patch sono state poste ad una distanza pari a $0.75 \lambda_0$ dove λ_0 è la lunghezza d'onda nel vuoto alla frequenza di lavoro di 5.5 GHz.

Nella struttura formata da due patch disposte lungo l' E -plane la frequenza di risonanza si discosta di qualche decina di megahertz dalla frequenza 5.5 GHz di progetto, come nel caso con substrato in FR4: ciò è dovuto all'accoppiamento tra le due antenne.

Le strutture progettate per l'analisi dell'accoppiamento mutuo con substrato in Rogers 3010 sono EBG a celle quadrate e a forchetta (Capitolo 3), risonatori circolari complementari (Sezione 2.2) e strutture con difetti nel piano di massa (Capitolo 4). È stato valutato l'accoppiamento mutuo tra antenne con substrato Rogers 3010 alla frequenza di 5.5 GHz. I risultati ottenuti inserendo tra le patch strutture inibenti a cella quadrata, a forchetta e CSRR sono riportati in Tabella 6.7 ed evidenziano una riduzione dell'accoppiamento (di 1dB) soltanto con la struttura a cella CSRR.

Infine sono state impiegate DGS di periodicità due, tre e quattro. I risultati

EBG	periodicità	distanza s [mm]	S_{21} dB	S_{21} dB senza EBG
cella a quadrato	1x3	39	-24.4	-25.1
cella a quadrato	1x4	39	-24.5	-25.1
cella a forchetta	1x3	39	-24.9	-25.1
cella a forchetta	1x4	39	-24.2	-25.1
CSRR	1x4	39	-26.3	-25.1

Tabella 6.7: Valori dell'accoppiamento mutuo tra antenne in configurazione E -plane con substrato RO3010 per strutture EBG "a fungo" e CSRR

riportati in Tabella 6.8 mostrano un miglioramento di 2-3 dB, con l'impiego di DGS di periodicità due e tre.

	periodicità	distanza s [mm]	S_{21} dB	S_{21} dB senza EBG
DGS	1x2	39	-27.2	-25.1
DGS	1x3	39	-26.7	-25.1
DGS	1x4	39	-25.6	-25.1

Tabella 6.8: Valori dell'accoppiamento mutuo per DGS con substrato RO3010 in configurazione E -plane

Confronto tra i risultati ottenuti dai due substrati

Per le due patch in configurazione E -plane si nota un accoppiamento mutuo superiore nel caso venga impiegato substrato in Rogers 3010. Quest'ultimo, grazie ad un elevato valore della costante dielettrica, favorisce il confinamento dell'energia elettromagnetica associata all'onda superficiale all'interno del substrato.

Le strutture EBG a cella quadrata e a forchetta simulate con substrato Rogers

3010 e FR4, non evidenziano miglioramenti significativi nella riduzione dell'accoppiamento mutuo tra antenne patch così come strutture a cella CSRR. Qualche miglioramento si nota con DGS di periodicità due e tre sia per substrato Rogers 3010 che FR4.

Analisi dei risultati

In questo capitolo vengono riportati i valori di accoppiamento mutuo ottenuti simulando le strutture inibenti considerate più promettenti (Capitolo 6). È stata presa in considerazione una configurazione E -plane delle patch in quanto porta a un accoppiamento mutuo maggiore rispetto alla configurazione H -plane e consente quindi di valutare il miglioramento delle prestazioni nella configurazione più sfavorevole. La distanza tra le patch è stata ridotta rispetto ai casi precedentemente trattati e posta pari a $0.25 \lambda_0$ (λ_0 è la lunghezza d'onda nel vuoto alla frequenza di lavoro 5.5 GHz) ovvero $s \simeq 13.64$ mm.

In seguito ai risultati simulativi ottenuti con substrato FR4 e Rogers 3010, sono stati realizzati due prototipi (Figura 7.1) al fine di confrontare i valori misurati

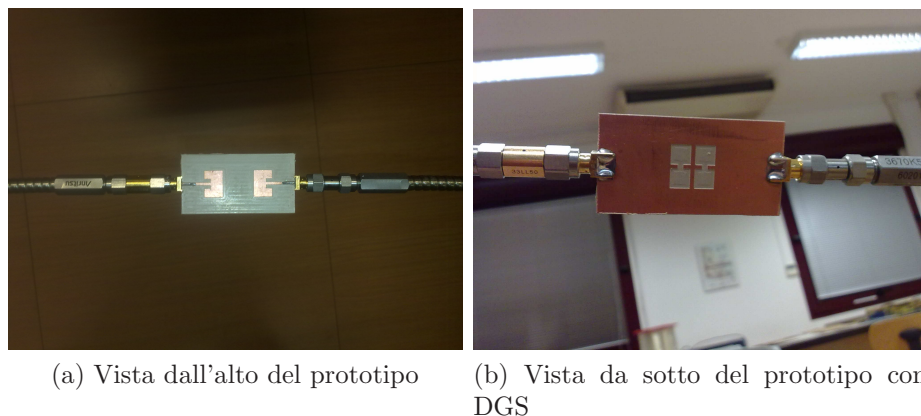


Figura 7.1: Foto dei prototipi realizzati per la caratterizzazione sperimentale con quelli riportati dalle simulazioni. Si misurano i parametri di scattering dei prototipi mediante gli strumenti di laboratorio. A tal fine è stato utilizzato un analizzatore di rete vettoriale *Anritsu MS4624D*.

7.1 Accoppiamento mutuo con substrato FR4

Di seguito vengono riportati i risultati relativi all'accoppiamento mutuo tra antenne patch nelle diverse simulazioni con substrato in FR4.

In configurazione E -plane, senza inserire le strutture inibenti tra le antenne, il valore massimo del parametro S_{21} alla distanza scelta $d = 0.25 \lambda_0$ è pari a -19 dB alla frequenza $f = 5.38$ GHz.

Tutte le strutture valutate sono composte da una sola fila di celle per motivi di ingombro, volendo mantenere la distanza $d=0.25 \lambda_0$ tra le antenne. Le strutture

<i>Struttura</i>	cella [mm]	$max S_{21}@f=5.38$	$S_{21}@f=5.5$	test
EBG cella quadrata	$w = 5$	-18.42	-18.53	×
EBG cella a forchetta	$w = 4$	-17.1	-17.22	×
CSRR	$r_{out} = 2.25$	-18.7	-18.78	×
DGS 1	$a = b = 5.8$ $s = 1$ $g = 1.16$	-21.5	-22.65	✓
DGS 1	$a = b = 5.8$ $s = 1$ $g = 2.2$	-22.3	-25	✓
DGS 2	$a = b = 4.5$ $s = 0.8$ $g = 1.5$	-21	-21.7	✓

Tabella 7.1: Accoppiamento mutuo tra patch in configurazione E -plane poste a distanza $d = 0.25 \lambda$ con substrato FR4

contrassegnate con segno ✓ (Tabella 7.1) sono quelle che abbassano l'accoppiamento mutuo. Si può notare come gli EBG a cella quadrata, a forchetta e CSRR, non portino a un miglioramento in termini di accoppiamento, che invece si ottiene con dei difetti nel piano di massa, in particolare due difetti consentono una riduzione di quasi 5 dB alla frequenza $f = 5.5$ GHz. Da questi risultati si può ipotizzare che le onde superficiali siano distribuite non tanto nel substrato ma si propagano in prossimità del piano di massa della struttura e quindi le DGS consentano di abbassare l'accoppiamento tra antenne patch.

In seguito a queste considerazioni si è deciso di realizzare un prototipo con substrato FR4, dove la struttura a difetto composta da sola cella nel piano di massa viene interposta tra le antenne patch in configurazione E -plane. Le dimensioni relative alla cella che compone il difetto sono riportati in Tabella 7.2 e sono riferite alla configurazione geometrica di Figura 4.1. Con l'utilizzo dell'ana-

	a	b	W	g
DGS	5.8	5.8	2.2	1

Tabella 7.2: Dimensioni in mm per DGS con substrato FR4

lizzatore di rete vettoriale sono stati misurati il coefficiente di riflessione S_{11} per l'andamento della frequenza di risonanza del prototipo e i valori del parametro S_{21} per valutarne l'accoppiamento mutuo.

Le misure effettuate sul prototipo con substrato FR4 mostrano come la frequenza di risonanza sia centrata a 6.1 GHz (quella di progetto è di 5.5 GHz) e non scenda mai sotto i -6 dB (Figura 7.2). Inoltre non si ha un miglioramento dell'accoppiamento mutuo nella frequenza di centro banda 5.5 GHz rispetto ai valori simulativi che presentano invece una riduzione dell'accoppiamento a tale frequenza (Figura 7.3).

Non si osserva quindi un buon accordo dei valori sperimentali con quelli simulativi perchè il valore di ϵ_r di progetto non corrisponde con quello dichiarato.

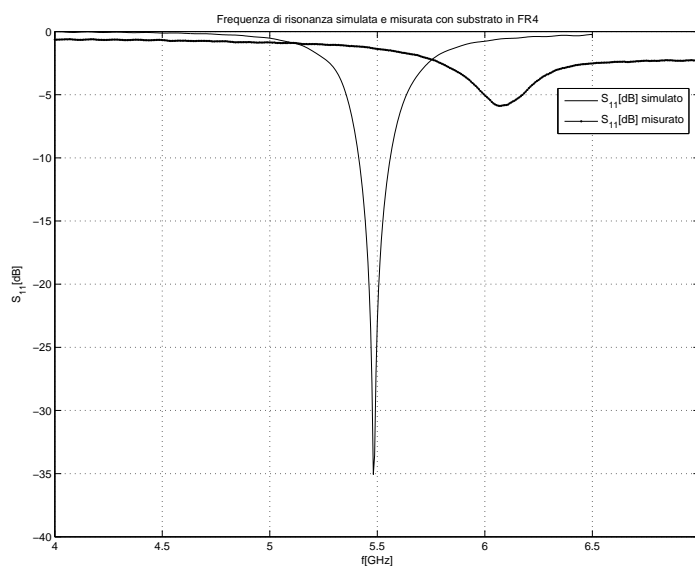


Figura 7.2: Frequenza di risonanza simulata e misurata con substrato FR4

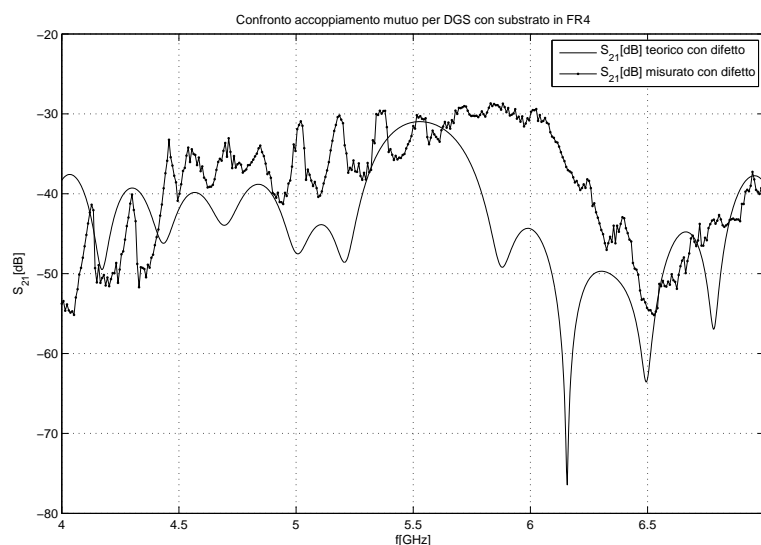


Figura 7.3: Confronto tra valori simulati e misurati del parametro S_{21} per FR4

7.2 Accoppiamento mutuo con substrato Rogers 3010

Mantenendo le antenne patch in configurazione E -plane alla distanza $d=0.25 \lambda_0$, vengono elencati in i valori simulati dell'accoppiamento mutuo per substrato in RO3010 (Tabella 7.3). Date le dimensioni ridotte delle strutture inibenti, rispetto al caso FR4, si considerano nelle simulazioni solo una o due file di celle interposte tra le patch, mantenendo la distanza delle antenne invariata.

Il valore del parametro di scattering S_{21} senza alcuna struttura inibente tra le patch, in configurazione E -plane, assume il valore massimo di -15.74 dB alla frequenza $f = 5.48$ GHz.

Come per l'FR4, anche con substrato Rogers 3010 si osserva una riduzione del-

Struttura	cella [mm]	$max S_{21}@f=5.48$	$S_{21}@f=5.5$	test
cella quadrata	$w = 3.4$	-15.65	-15.73	×
cella quadrata (2 file di celle)	$w = 3.4$	-15.18	-15.28	×
cella a forchetta	$w = 2.2$	-15.7	-16.12	×
cella a forchetta (2 file di celle)	$w = 2.2$	-15.04	-15.56	×
CSRR	$r_{out} = 2$	-11	-11.3	×
DGS 1	$a = b = 3.8$ $s = 0.8$ $g = 1.16$	-15.52	-15.6	×
DGS 1	$a = b = 5.4$ $s = 0.9$ $g = 2.2$	-17.2	-17.6	✓
DGS 2	$a = b = 3.8$ $s = 0.8$ $g = 1.16$	-15.57	-15.66	×
DGS 2	$a = b = 5.4$ $s = 1.5$ $g = 1$	-19.2	-20.5	✓

Tabella 7.3: Accoppiamento mutuo tra patch in configurazione E -plane poste a distanza $d = 0.25 \lambda$ con substrato Rogers 3010

l'accoppiamento solo se si applicano dei difetti nello strato di PEC che costituisce il piano di massa.

A seguito di questa considerazione si è deciso di realizzare un prototipo con substrato Rogers 3010, che utilizzi strutture a difetto per ridurre l'accoppiamento mutuo tra antenne patch in configurazione E -plane.

Il difetto è formato da due celle spaziate di 1.2 mm con dimensioni riportate in Tabella 7.4. La geometria della cella è riferita alla Figura 4.1. Si noti la scelta di

	a	b	W	g
DGS	5.4	5.4	1.5	1

Tabella 7.4: Dimensioni in mm per DGS con substrato RO3010

utilizzare due difetti per substrato in Rogers 3010 in quanto la struttura inibente

ha un ingombro minore rispetto a quella con substrato FR4 e può essere quindi inserita nella configurazione E -plane senza variare la distanza tra le patch.

Dalle misure effettuate sul prototipo con substrato in RO3010, si osserva un buon accordo con i valori simulati. Come mostrato in Figura 7.4 la frequenza di risonanza è molto vicina alla frequenza di progetto 5.5 GHz. Inoltre dal parametro S_{21} si evidenzia un miglioramento dell'accoppiamento mutuo in buon accordo con quello previsto dalle simulazioni (Figura 7.5). Più precisamente il difetto porta a una riduzione di circa 5 dB, stesso valore che risulta dalle simulazioni effettuate (Tabella 7.3).

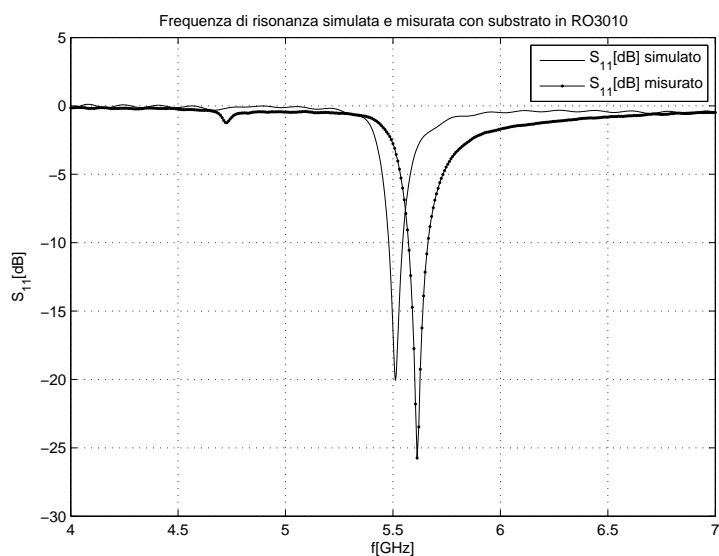


Figura 7.4: Frequenza di risonanza simulata e misurata con substrato RO3010

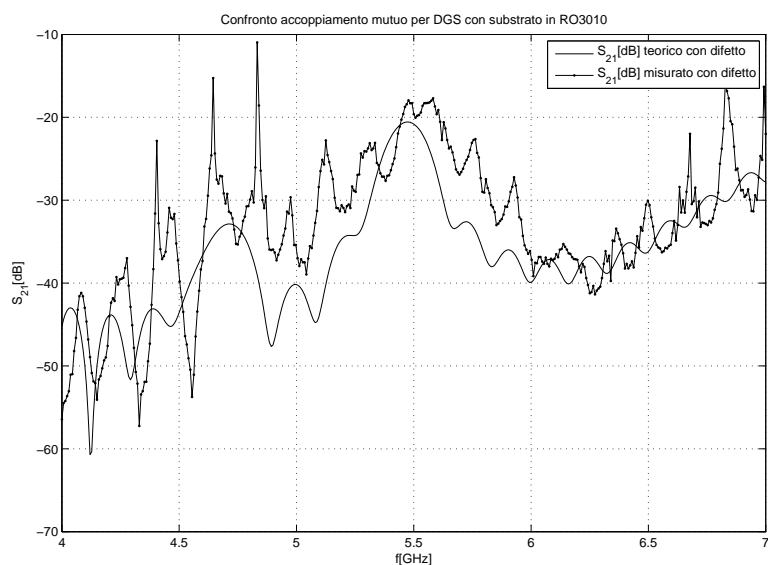


Figura 7.5: Confronto tra valori simulati e misurati del parametro S_{21} per RO3010

Conclusioni

Negli ultimi anni con l'introduzione della tecnologia Multiple-Input Multiple-Output (*MIMO*) nelle comunicazioni wireless si è fatta particolare attenzione al *mutual coupling* (accoppiamento mutuo) tra antenne, perchè porta ad un degrado delle prestazioni del sistema. Recenti articoli [29]-[31] mostrano come particolari strutture a band gap elettromagnetico possano essere opportunamente inserite in questi sistemi al fine di migliorare le loro prestazioni.

Il fatto di avere più elementi radianti posti a distanze sempre minori rende il problema del mutual coupling non trascurabile.

Una soluzione può essere appunto quella di usare delle strutture compatte, con basso profilo e dimensioni ridotte come quelle che si propongono in questo studio, da inserire in modo opportuno tra tali elementi.

In questa tesi sono state dapprima trattate teoricamente le onde superficiali presenti nelle strutture planari e le superfici ad alta impedenza caratterizzate come circuiti risonatori; sono state introdotte successivamente alcune nozioni sulle matrici di trasmissione poi utilizzate per presentare il modello relativo alle strutture EBG "a fungo" simulate con la tecnica della microstriscia sospesa. Per i risonatori circolari CSRR è stato proposto un modello approssimato mediante le linee coplanari, mentre le strutture con difetto nel piano di massa sono state modellate come risonatori LC i cui parametri circuitali sono stati derivati da uno studio comparato con i filtri passa basso.

L'analisi dell'accoppiamento mutuo è stata effettuata per antenne patch in configurazione *E*-plane e *H*-plane inserendo tra di esse strutture inibenti con dimensioni ridotte e stopband presente nella banda d'interesse 5-6 GHz.

Studiando l'accoppiamento mutuo nelle due configurazioni proposte (*E*-plane e *H*-plane) per una coppia di antenne patch, si riscontra un maggior accoppiamento per una disposizione *E*-plane rispetto a una *H*-plane delle antenne. L'accoppiamento mutuo è maggiore per il substrato in Rogers 3010 rispetto a quello in FR4, e ciò potrebbe essere dovuto ad un contributo delle onde superficiali nel meccanismo di accoppiamento. Queste si propagano maggiormente in substrati con costante dielettrica relativamente alta, perchè si ha un maggiore confinamento della propagazione elettromagnetica all'interno del substrato.

Le strutture periodiche composte da cella quadrata, a forchetta e cella CSRR non hanno portato ad un significativo miglioramento dell'accoppiamento; le uni-

che strutture nelle quali si riscontra un'apprezzabile riduzione dell'accoppiamento mutuo sono quelle con difetti incisi sul piano di massa. Si può quindi ipotizzare che per una coppia di antenne patch alimentate a microstriscia le onde superficiali che si propagano siano confinate in prossimità del piano di massa.

Le caratterizzazioni sperimentali di coppie di antenne patch in configurazione *E-plane* nelle quali sono stati inseriti dei difetti sul piano di massa, evidenziano come i valori dell'accoppiamento mutuo misurati dal prototipo per substrato Rogers 3010 siano in buon accordo con i valori simulati. I valori misurati, relativi al prototipo realizzato con substrato in FR4, non sono invece in buon accordo con i risultati simulativi. Questo è da attribuirsi principalmente alla scarsa qualità del materiale, in cui il valore della costante dielettrica dichiarata non corrisponde a quello reale.

APPENDICE A

Analisi linee coplanari

Presentiamo una trattazione di base delle linee coplanari allo scopo di utilizzare i risultati trovati per il calcolo dei parametri circuitali nel modello usato per gli *Split Ring Resonators*. Maggiori dettagli sono riportati in [32]. Si inizierà con l'introduzione degli integrali ellittici per poi procedere con l'analisi delle linee coplanari.

Integrali ellittici di prima specie

Per convenzione si dichiara k modulo ellittico, m parametro, α angolo modulare e Φ ampiezza. Per essi valgono le relazioni $k = \sin \alpha$ e $m = k^2 = \sin^2 \alpha$.

Definizione A.1. *Dato k modulo ellittico, si definisce integrale ellittico di prima specie*

$$K(k) = \int_0^1 \frac{1}{\sqrt{(1-t^2)(1-k^2t^2)}} dt \quad (\text{A.1})$$

È possibile esprimere equivalentemente l'integrale (A.1) come:

1. sviluppo in serie di Taylor

$$K(k) = \frac{\pi}{2} \sum_{n=0}^{\infty} k^{2n} \frac{((2n)!)^2}{16^n (n!)^n}$$

2. forma integrale del seno

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}}$$

$K(k)$ può essere calcolato numericamente utilizzando la funzione MATLAB *ellipke(m)* ($1 \leq m \leq 0$).

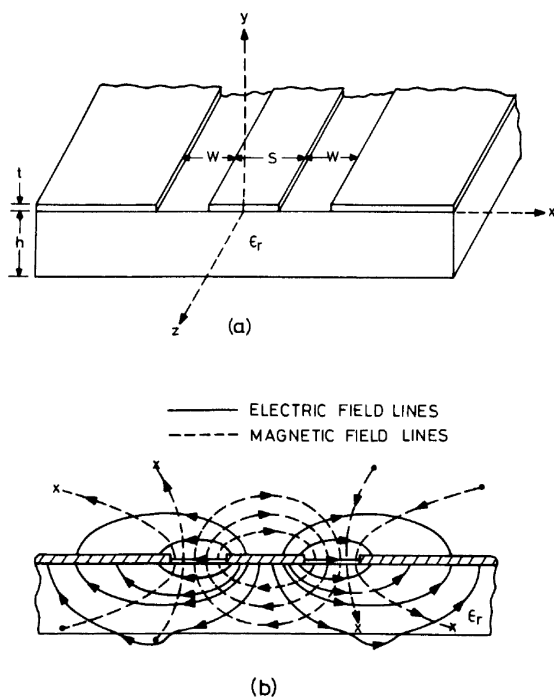


Figura A.1: Geometria della linea coplanare e relativa distribuzione del campo elettrico e magnetico

Linee coplanari

In Figura A.1 si presenta la linea coplanare composta da due conduttori esterni di larghezza infinita e divise da una microstriscia interna di larghezza finita W ; tutte le microstrisce hanno spessore finito t . Questa struttura poggia su un substrato di costante dielettrica ϵ_r e di spessore h . Diversi modelli geometrici possono essere impiegati nell'analisi di queste linee (Figura A.2).

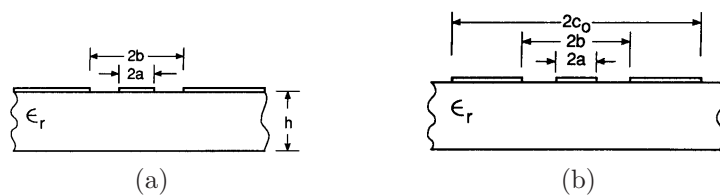


Figura A.2: Casi particolari della linea coplanare:(a) substrato finito, (b) conduttori esterni di dimensione finita, (c) piano di massa

Caso substrato di spessore infinito

Si consideri il caso in cui la linea coplanare sia immersa in aria. Per simmetria della linea, se ne considera solo metà per la trasformazione *conforme* (particolari tipi di trasformazioni che preservano gli angoli [33]). Le trasformazioni di Scharwz-Christoffel [33], permettono di mappare la porzione inferiore di dielettrico nel piano z (Figura A.3a) nella parte interna del rettangolo nel piano w (Figura A.3b). In quest'ultima, la parte metallica è presente sia superiormente che inferiormente.

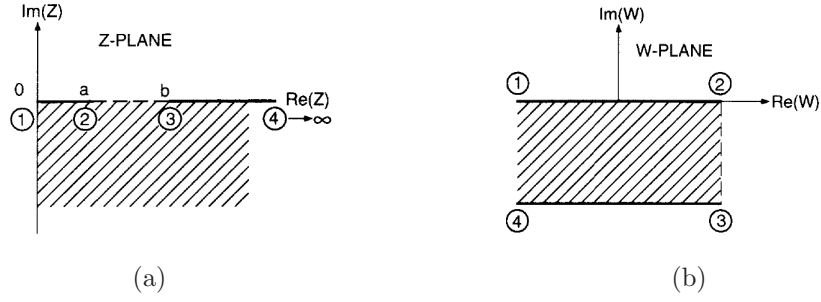


Figura A.3: Trasformazione conforme per l'analisi della linea coplanare: (a) piano z , (b) piano w

$$w = \int_{z_0}^z \frac{dz}{\sqrt{(z-a)(z-b)}}. \quad (\text{A.2})$$

Le dimensioni del rettangolo nel piano w sono ottenute calcolando l'integrale appena scritto:

$$\overline{12} = K(k_1), \quad \overline{23} = K'(k_1)$$

dove $K(\cdot)$ e $K'(\cdot)$ sono l'integrale ellittico di prima specie e il suo complementare. Per esse vale

$$K'(k) = K(k') \quad \text{dove} \quad k' = \sqrt{1-k^2}.$$

L'argomento dell'integrale ellittico k_1 è ottenuto come

$$k_1 = a/b = S/(S + 2W) \quad (\text{A.3})$$

relativamente alle dimensioni di Figura A.1.

La capacità per unità di lunghezza della linea data la parte del piano con dielettrico, è C_2 ed è calcolata con l'espressione

$$C_2 = 2\varepsilon_0\varepsilon_r \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}, \quad (\text{A.4})$$

invece la capacità dovuta alla parte superiore del piano z , è C_1 ed è calcolata come

$$C_1 = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (\text{A.5})$$

direttamente dall'equazione (A.4). Si può allora esprimere la capacità totale per questo caso come

$$C = C_1 + C_2 = 2\varepsilon_0(\varepsilon_r + 1) \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}.$$

La costante dielettrica efficace ε_{eff} , che per definizione è data da

$$\varepsilon_{eff} = \frac{C}{C_a} \quad (\text{A.6})$$

con C_a capacità della linea coplanare con tutto il dielettrico sostituito da aria, è data da

$$\varepsilon_{eff} = \frac{C_1 + C_2}{2C_1} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2}, \quad C_a = 2C_1. \quad (\text{A.7})$$

Inoltre, data l'impedenza caratteristica della linea come

$$Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{\varepsilon_{eff}}C_a}, \quad (\text{A.8})$$

e sostituendo le relazioni precedentemente riportate

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}. \quad (\text{A.9})$$

La (A.9) rappresenta l'impedenza caratteristica della linea coplanare nel caso di spessore del dielettrico infinito.

Una accurata ma semplice espressione per il rapporto $K(\cdot)/K'(\cdot)$ è disponibile in letteratura [34] e viene riportata per convenienza:

$$\begin{aligned} \frac{K(k)}{K'(k)} &= \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1 + \sqrt{k'})}{(1 - \sqrt{k'})} \right]} \quad \text{per } 0 \leq k \leq 0.707 \\ \frac{K(k)}{K'(k)} &= \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1 + \sqrt{k})}{(1 - \sqrt{k})} \right] \quad \text{per } 0.707 \leq k \leq 1. \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

In alternativa si può utilizzare la funzione MATLAB *ellipke*(\cdot) per il calcolo degli integrali ellittici.

Caso con spessore del dielettrico finito h

Si considera il caso della linea coplanare immersa in aria, con spessore del substrato finito h .

Con riferimento a quanto riportato in [35], si consideri la capacità \widetilde{C}_1 , dovuta alla presenza dello spazio libero sopra e sotto il piano z (Figura A.4a), pari a $2C_1$, e di C_2 dovuta dallo strato di dielettrico finito di costante $\varepsilon_r - 1$. La capacità C_1 rimane invariata e calcolabile mediante (A.5), mentre C_2 verrà calcolata in seguito.

Per l'analisi della linea, si passa al caso di una linea coplanare convenzionale con substrato infinito, tramite una trasformazione (conforme):

$$t = \sinh \left(\frac{\pi z}{2h} \right). \quad (\text{A.11})$$

La configurazione risultante è mostrata in Figura A.4 dove i punti t_1 e t_2 nel piano t sono rispettivamente

$$t_1 = \sinh \left(\frac{\pi a}{2h} \right), \quad t_2 = \sinh \left(\frac{\pi b}{2h} \right). \quad (\text{A.12})$$

Si nota come la configurazione di Figura A.4b sia identica a quella in Figura A.3a. La capacità C_2 è data da

$$C_2 = 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_2)}{K'(k_2)} \quad (\text{A.13})$$

con k_2 argomento dell'integrale ellittico che discende da (A.3) e (A.12)

$$k_2 = \frac{t_1}{t_2} = \frac{\sinh \pi a / 2h}{\sinh \pi b / 2h}. \quad (\text{A.14})$$

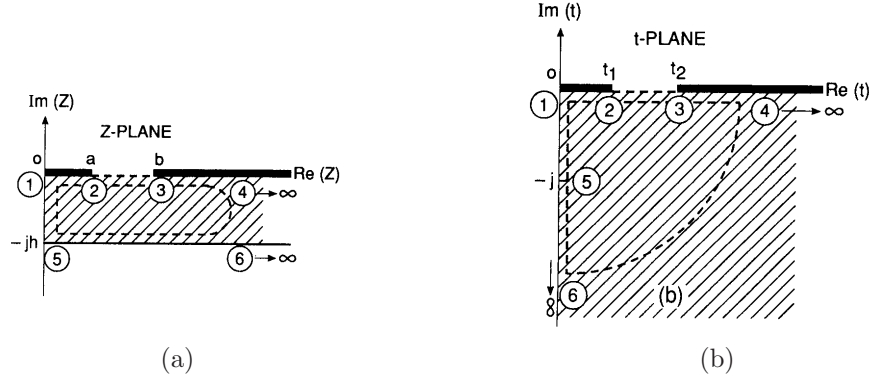


Figura A.4: Trasformazione conforme per l'analisi della linea coplanare con spessore finito h : (a) piano z , (b) piano t

La capacità totale della linea è data da

$$C = \widetilde{C}_1 + C_2 = 2C_1 + C_2 \quad (\text{A.15})$$

Si calcola la costante dielettrica efficace per questo caso, sostituendo C (A.15), C_1 (A.5) e C_2 (A.13) nella definizione (A.6) trovando

$$\varepsilon_{eff} = \frac{2C_1 + C_2}{2C_1} = 1 + \frac{K(k_2) K'(k_1)}{K'(k_2) K(k_1)} \quad (\text{A.16})$$

Sostituendo (A.16) in (A.8), si ottengono

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (\text{A.17})$$

impedenza caratteristica di una linea coplanare con substrato dielettrico di spessore finito h .

Caso spessore substrato finito e conduttori esterni finiti

Con riferimento a quanto riportato in [36], la linea coplanare che si tratterà è riportata in Figura A.2b, dove c_0 è la larghezza finita dei conduttori esterni della linea coplanare. Anche in questo caso si considera metà struttura.

A differenza dei casi precedenti si eseguono trasformazioni sia per il semipiano superiore alla linea che per quello inferiore.

La capacità del semipiano superiore è C_1 ed è calcolata dopo la trasformazione nel piano t con $t = z^2$ e nel piano w con la trasformazione

$$w = \int_{t_0}^t \frac{dt}{\sqrt{(t-t_1)(t-t_2)(t-t_3)}} \quad \text{con } t_1 = a^2, t_2 = b^2, t_3 = c_0^2 \quad (\text{A.18})$$

ed è pari a

$$C_1 = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_3)}{K'(k_3)} \quad (\text{A.19})$$

dove

$$k_3 = \frac{a}{b} \sqrt{\frac{1-b^2/c_0^2}{1-a^2/c_0^2}} \quad (\text{A.20})$$

La capacità relativa al semipiano inferiore alla linea C_2 , comprendente la porzione di dielettrico, è calcolata dopo la trasformazione nel piano t usando la funzione di mappatura

$$t = \cosh^2 \left(\frac{\pi z}{2h} \right) \quad (\text{A.21})$$

e la trasformazione nel piano w con

$$w = \int_{t_0}^t dt ((t-1)(t-t_1)(t-t_2)(t-t_3))^{-1}. \quad (\text{A.22})$$

A questo punto è possibile scrivere l'espressione della capacità cercata:

$$C_2 = 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_4)}{K'(k_4)} \quad (\text{A.23})$$

con

$$k_4 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b/2h)} \sqrt{\frac{1 - \sinh^2(\pi b/2h)/\sinh^2(\pi c_0/2h)}{1 - \sinh^2(\pi a/2h)/\sinh^2(\pi c_0/2h)}} \quad (\text{A.24})$$

Possiamo infine calcolare la costante dielettrica efficace (A.6), come

$$\varepsilon_{eff} = \frac{2C_1 + C_2}{2C_1} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k_4)}{K'(k_4)} \frac{K'(k_3)}{K(k_3)} \quad (\text{A.25})$$

e utilizzando (A.8),(A.25), l'impedenza caratteristica come

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k_3)}{K'(k_3)}. \quad (\text{A.26})$$

Software di simulazione per la propagazione elettromagnetica

Il programma *CST Microwave Studio* è un simulatore elettromagnetico che sfrutta tecniche di integrazione ad elementi finiti per calcolare la forma integrale delle equazioni di Maxwell mediante discretizzazione.

Per risolvere numericamente tali equazioni, nel contesto una specifica applicazione, è necessario definire un dominio su cui effettuare la discretizzazione. Il dominio di calcolo viene quindi suddiviso in molte piccole regioni, dette celle, attraverso la configurazione di un opportuno sistema di reticoli o griglie (*mesh*).

Oltre alla definizione di un reticolo principale (Figura B.1), *CST* permette anche la definizione di ulteriori reticoli interni con risoluzioni diverse (*local mesh*). Una volta definita la struttura del problema e il dominio di calcolo, il reticolo viene

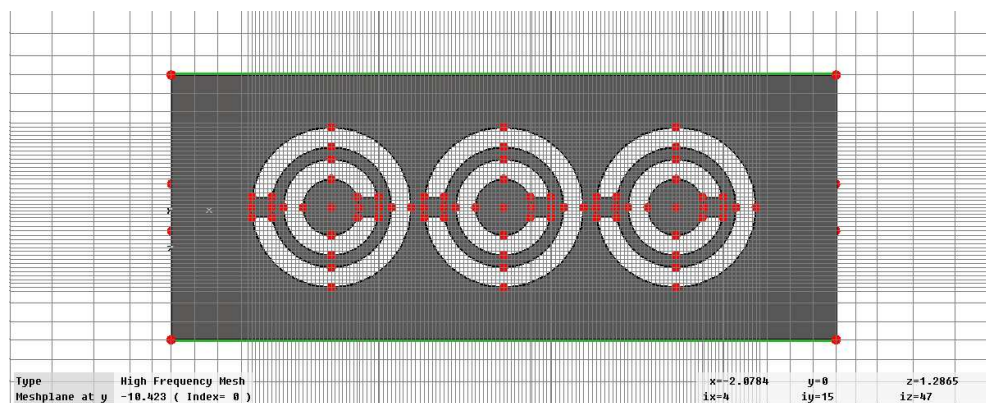


Figura B.1: Vista del reticolo per la struttura periodica con cella CSRR

stimato automaticamente dal programma.

Poichè il modello non può descrivere completamente il dispositivo sotto analisi, e date le approssimazioni introdotte dalla simulazione numerica, la risoluzione delle equazioni sarà sempre affetta da errori. L'unico modo per ovviare almeno in parte a questi errori è quello di aumentare opportunamente la risoluzione dei reticoli di calcolo.

L'aumento del numero di celle dei reticoli ha, come conseguenza principale, un aumento drastico del tempo di calcolo necessario per la simulazione.

Come esempio, la struttura periodica con cella CSRR visualizzata in (Figura B.1), il reticolo proposto automaticamente dal programma prevede 480.000 celle, e un tempo di simulazione di circa un'ora con processore *Intel Core 2 Duo T6670 a 2.2 GHz*. Con questo reticolo però, le simulazioni non risultano sufficientemente accurate per la specifica analisi di questa tesi e quindi risulta necessario aumentare la risoluzione dei reticoli. Dopo alcune prove, risultati nettamente migliori si sono ottenuti con l'utilizzo di 1.500.000 di celle, con un tempo di simulazione di 5 ore.

Bibliografia

- [1] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 3rd edition, 2005.
- [2] D.Sievenpiper, L. Zhang, R.F. Jimenez Broas, N.G. Alexopolous, and Eli Yablotovich. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Thechiques*, vol. 47(no. 11), Nov 1999.
- [3] N. Ashcroft and N. Mermin. *Solid State Physics*. Saunders College, Orlando FL, 1976.
- [4] J. Whinnery S. Ramo and T. Van Duzer. *Fields and Waves in Communication Eletronics*. John Wiley & Sons, New York, 2nd edition, 1984.
- [5] R. Collin. *Field Theory of Guided Waves*. IEEE Press, New York, 2nd edition, 1991.
- [6] R. Collin. *Foundation for Microwave Engineering*. Mc Graw Hill, Singapore, 2nd edition, 1992.
- [7] M. Rahman and M. A. Stuchly. Transmission line-periodic circuit representation of planar microwave photonic bandgap structures. *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30(no. 1), July 2001.
- [8] I.J. Bahl and P. Bhartia. *Microwave solid state circuit design*. John Wiley & Sons, New York, 1988.
- [9] D.F. Sievenpiper. High-impedance electromagnetic surfaces. *Ph.D. dissertation*, 1999.
- [10] Y. Horii. A compact band elimination filter composed of a mushroom resonator embedded in a microstrip line substrate. *2005 Asian Pacific Microwave Conference*, 2005.

- [11] D. H. Lee, J. H. Kim, J.H. Jang, and W.S. Park. Dual-frequency dual-polarization antenna of high isolation with embedded mushroom-like EBG cells. *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49:1764–1768, 2007.
- [12] V. G. Veselago. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . *Physics-Uspexhi*, 10(4):509, 1968.
- [13] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, and W.J. Stewart. Magnetic from conductors and enhanced non linear phenomena. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Thechniques*, vol. 47(no. 11):pp. 2075–2084, Nov. 1999.
- [14] F. Falcone, T. Lopetegi, J.D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and Mario Sorolla. Effective negative- ϵ stopband microstrip lines based on Complementary Split Ring Resonators. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 51(no. 10):pp. 2572–2581, Oct. 2003.
- [15] R.S. Kshetrimayum and S.S. Karthikeyan. A parametric study on stop-band characteristics of CSRRs. *International journal of recent trends in engineering*, vol. 1(no. 3), May 2009.
- [16] J.D. Baena, F.M. Martin, R.M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, M.F. Portillo, and M. Sorolla. Equivalent-circuit models for Split-Ring Resonators and Complementary Split-Ring resonator coupled to planar transmission lines. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Thechniques*, vol. 53(no. 4):pp. 2123–2130, Apr. 2005.
- [17] R. Marques, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina. Comparative analysis of edge- and broadside- coupled split ring resonators for metamaterial design– theory and experiments. *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 14(no. 6):pp. 280–282, June 2004.
- [18] G.A. Deschamps. Impedance properties of complementary multiterminal planar structures. *IRE Trans. Antennas Propagation*, vol. AP-7:pp. 371–378, Dec. 1959.
- [19] W. J. Getsinger. Circuit duals on planar transmission media. *IEEE MTT-S Dig.*, pages pp. 154–1568, May/June 1983.
- [20] D.J. Kern, D.H. Werner, A. Monorchio, and M.J. Wilhelm L. Lanuzzi. The design synthesis of multiband artificial magnetic conductors using high impedance frequency selective surfaces. *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 53(no. 1), Jan. 2005.
- [21] Li Yang, M. Fan, F. Chen, and Z. Feng. A novel compact electromagnetic band-gap (ebg) structure and its applications in microstrip antenna arrays. *IEEE MTT-S Int Microwave Symp. Dig.*, pages pp. 1635–1638, Jun. 2004.
- [22] R. Coccioli, F. Yang, K. Ma, and T. Itoh. Aperture coupled patch antenna on UC-PBG substrate. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Thechniques*, vol. 47(no. 11):pp. 2123–2130, Nov. 1999.

-
- [23] S.N. Khan, Q.L. Zhang, and S. He. Left handed microstrip transmission line loaded with combination of Split Ring Resonator and Complementary-SRR. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 22:pp. 1857–1863, 2008.
- [24] S. Kim, S. Park, D. Ahn, and B. Limi. A novel 1-D defect ground structure for planar circuits. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10(no. 4), Apr. 2000.
- [25] X. Guan, G. Li, and Z. Ma. A novel low-pass filter using defected ground structures. *Microwave and optical technology letters*, vol. 46(no. 1), July 2005.
- [26] D. Ahn, J. Park, C. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh. A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49(no. 1), Jan. 2001.
- [27] C.A. Balanis. *Antenna Theory, analysis and design*. John Wiley & Sons, 2nd edition, 1997.
- [28] D.M. Pozar. Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas. *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. AP-30(no. 6), Nov. 1982.
- [29] E. Michailidis, C. Tsimenidis, and G. Chester. Mutual coupling reduction in a linear two element patch array and its effect on theoretical MIMO capacity. *IEEE , Antennas & Propagation Conference*, Mar. 2008. Loughborough, UK.
- [30] M.M. Bait Suwailam, M.S. Boybay, and O.M. Ramahi. Mutual coupling reduction in MIMO antennas using artificial magnetic materials. *13 th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetic and the Canadian Radio Sciences Meeting*, 2009.
- [31] F. Jolani, A.M. Dadgarpour, and G. Dadashzadeh. Reduction of mutual coupling between dual-element antennas with new PBG techniques. *13 th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetic and the Canadian Radio Sciences Meeting*, 2009.
- [32] K.C. Gupta, R. Garg, I.J. Bahl, and P. Bhartia. *Microstrip Lines and Slotlines*. Artech House, INC., Norwood, MA, 2nd edition, 1996.
- [33] J.H. Mathews and R.W. Howell. *Complex Analysis for Mathematics and Engineering*. Jones and Bartlett Publishers, Canada, 5nd edition, 2006.
- [34] W. Hilberg. From approximations to exact relations fo characteristic impedances. *IEEE Transaction*, vol. MTT-17:259–265, 1969.
- [35] C. Veyers and V.F. Hanna. Extension of the application if conformal mapping techniques to coplanar lines with finite dimension. *International Journal of Electronics*, vol. 48:47–56, 1980.

- [36] G. Ghione and C.U. Naldi. Coplanar waveguides for MMIC applications: Effect of upper shielding, conductor backing, finite extent ground plane and line-to-line coupling. *IEEE Transactions*, vol. MTT-35:260–267, 1992.

Ringraziamenti

Ci sono molte persone che vorrei ringraziare. Per questo penso sia impossibile ringraziare tutti e mi scuso con tutti coloro che non sono menzionati in questo lavoro.

Desidero innanzitutto ringraziare il mio relatore Dr. Antonio D. Capobianco e l'Ing. Francesco Sacchetto per avermi proposto questo lavoro e per la loro disponibilità a dirimere i miei dubbi durante la realizzazione della tesi.

Vorrei poi ringraziare in modo particolare:

La mia famiglia per aver creduto in me e per avermi sostenuto in ogni cosa facessi, giusta o sbagliata che fosse.

I miei zii e cugini per avermi fatto sentir parte di un'unica grande famiglia. In modo particolare ringrazio Tatiana e Marta per il loro aiuto psicologico e pseudo pratico.

Mia nonna Agnese per tutto quello che ha fatto per me.

I miei amici: Peo, Vallo, Keru, Megge, Tex, Piero, Poppi, Tizi, Giorgia, Luisa, Elisa, Cali, Giane, Paolo, Vise, Vale, Ste, Federico, Luca, Andrea e tutti quelli che non ricordo in questo momento.

I compagni di università, in modo particolare il *CDSA*, con il quale ho trascorso momenti indimenticabili in Italia e all'estero.

Padre Adriano Pelosin per avermi fatto entrare in contatto con una realtà dura, infelice e paradossale.

Tutti coloro che non credevano in me.