



UNIVERSITÀ
POLITECNICA
DELLE MARCHE

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA

**Caratterizzazione time-domain di
metasuperfici e metastrutture
riconfigurabili per applicazioni a
radiofrequenza**

**Time-domain characterization of reconfigurable metasurfaces and
metastructures for radiofrequency applications**

Candidato:
Simone Talucci

Relatore:
Prof. Davide Mencarelli

Correlatore:
Prof. Luca Pierantoni

Anno Accademico 2021-2022

Indice

Introduzione	1
1 Invisibilità elettromagnetica e metasuperfici	5
1.1 Invisibilità elettromagnetica e RCS	5
1.2 Tecniche di riduzione della RCS	6
1.3 Scattering Cross Section	7
1.4 Applicazioni delle metasuperfici	8
1.5 Tecnologia proposta per la riconfigurazione	10
2 Progettazione della cella elementare	13
2.1 Modello matematico	13
2.2 Struttura preliminare	16
2.2.1 Onda incidente su una superficie modulata nel tempo	16
2.2.2 Aggiunta di uno stub	23
2.2.3 Variazione della lunghezza dello stub	25
2.3 Dispositivo di collegamento puramente resistivo	28
2.3.1 Struttura	28
2.3.2 Studio nel dominio della frequenza	29
2.3.3 Studio nel dominio del tempo	32
2.4 Dispositivo di collegamento resistivo-capacitivo	34
2.4.1 Struttura	34
2.4.2 Studio nel dominio della frequenza	35
2.4.3 Studio nel dominio del tempo	37
3 Tecnica di camuffamento a spettro espanso mediante metasuperfici	43
3.1 Modello matematico	43
3.2 Caso ideale	45
3.3 Caso con dispositivo puramente resistivo	47
3.4 Caso con dispositivo resistivo-capacitivo	49
3.4.1 Frequenza del segnale di controllo pari a 1.25 GHz	49
3.4.2 Frequenza del segnale di controllo pari a 250 MHz	51
Conclusione	55

Indice

Bibliografia

57

Elenco delle figure

1.1	Riepilogo delle tecniche per la riduzione della RCS	7
1.2	Allargamento del numero d'onda in base al tipo di modulazione	8
2.1	Struttura di base	16
2.2	Confronto tra onda incidente e onda riflessa con $R = 100 \Omega$	17
2.3	Confronto tra onda incidente e onda riflessa con $R = 100 \Omega$; $C = 0.2 \text{ pF}$	18
2.4	Fitting onda incidente	19
2.5	Fitting onda riflessa	19
2.6	Fase dell'impedenza equivalente RLC parallelo	20
2.7	Modulo e fase di Γ al variare di R	20
2.8	Fase dell'impedenza equivalente RLC parallelo	21
2.9	Andamento della resistenza della superficie	22
2.10	Campo E_x riflesso (primi due periodi)	23
2.11	Spettri a confronto del campo incidente e campo riflesso	23
2.12	Struttura con il secondo tratto di linea di trasmissione	24
2.13	Modulo e fase del coefficiente di riflessione	24
2.14	Campo E_x riflesso (primi due periodi)	25
2.15	Spettro di campo incidente e campo riflesso a confronto	25
2.16	Modulo e fase del coefficiente di riflessione	26
2.17	Andamento dell'onda riflessa	26
2.18	Spettri di campo incidente e campo riflesso a confronto	27
2.19	Andamento dell'onda riflessa	27
2.20	Spettri dell'onda incidente e riflessa	28
2.21	Struttura della cella elementare	29
2.22	Struttura per la simulazione	29
2.23	Dimensione della struttura in rame e dei dispositivi	30
2.24	Andamento di modulo e fase del coefficiente di riflessione	31
2.25	Andamento di modulo e fase del coefficiente di riflessione	31
2.26	Sfasamento tra stato ON e stato OFF per diversi valori di frequenza	32
2.27	Andamento temporale del campo incidente	32
2.28	Andamento temporale del campo riflesso	33
2.29	Spettri del campo incidente e del campo riflesso	33

Elenco delle figure

2.30	Spettri del campo incidente e del campo riflesso	34
2.31	Struttura della cella elementare	35
2.32	Struttura della cella elementare	35
2.33	Andamento del coefficiente di riflessione in frequenza	36
2.34	Andamento del coefficiente di riflessione al variare di R	37
2.35	Sfasamento tra i due stati della metasuperficie a diversi valori di frequenza	37
2.36	Campo E_x riflesso	38
2.37	Confronto tra gli spettri dell'onda incidente e dell'onda riflessa . . .	39
2.38	Regime transitorio nei due stati	39
2.39	Spettri dell'onda incidente e dell'onda riflessa a frequenza di commu- tazione della superficie dimezzata	40
2.40	Spettri dell'onda incidente e dell'onda riflessa a frequenza di commu- tazione della superficie pari a 25 MHz	40
3.1	Andamento dell'onda riflessa nel caso ideale	46
3.2	Spettri dei segnali riflessi per diversi valori di N	46
3.3	Forme d'onda per ricostruire l'onda riflessa	47
3.4	Andamento del segnale ricostruito	48
3.5	Spettro del segnale riflesso, $N=1023$. Compagno dei picchi di ampiezza rilevante in corrispondenza delle frequenze $f = n f_b, n \in \mathbb{Z}$	48
3.6	Forme d'onda per la costruzione del segnale riflesso	50
3.7	Ricostruzione del campo riflesso	50
3.8	Spettro con $f_0 = 1.25GHz$ e $N=1023$	51
3.9	Forme d'onda per la ricostruzione del campo riflesso	52
3.10	Segnale ricostruito, $N=1023$	52
3.11	Spettro, $f_0 = 250MHz$ e $N=1023$	53

Elenco delle tabelle

2.1	Modulo e fase di Γ e T con $R = 100 \Omega$	17
2.2	Modulo e fase di Γ e T con $R = 100 \Omega$ e $C = 0.2 \text{ pF}$	18

Introduzione

Metamateriali e metasuperfici

I metamateriali sono materiali artificiali che hanno caratteristiche e proprietà particolari non presenti in materiali reperibili in natura. Nell'ambito dell'elettromagnetismo, un esempio di metamateriali sono quei materiali che presentano permittività elettrica relativa o permeabilità magnetica relativa con valori anomali a certe frequenze, ad esempio valori molto elevati o, al contrario, negativi. Una descrizione accurata di materiali di questo tipo e delle possibili applicazioni è fornita in [1]. L'utilizzo di questi materiali permette di realizzare applicazioni che, con materiali reperibili in natura, non sarebbe possibile costruire. La possibilità di ottenere valori di permeabilità magnetica relativa e permittività elettrica relativa negativi in alcune bande di frequenza, permette di ottenere parametri caratteristici come l'indice di rifrazione negativo. Materiali di questo tipo sono trattati in letteratura scientifica da più di 50 anni ([2]), e, le potenzialità di questa tecnologia, che l'hanno anche portata ad essere dichiarata nel 2019 come una delle dieci tecnologie emergenti dal World Economic Forum, l'hanno resa attraente e largamente esplorata sia dal punto di vista accademico, sia per applicazioni, come ad esempio in [3] e [4]. Queste caratteristiche particolari si riescono ad ottenere costruendo accuratamente il metamateriale, inserendo delle strutture elementari molto piccole rispetto alla lunghezza d'onda del campo che interagisce, e replicandole periodicamente. Oltre a modificare parametri come permittività e permeabilità, la costruzione di un metamateriale può consentire l'ottenimento anche di altre proprietà, come ad esempio altissimi livelli di anisotropia.

Un primo esempio di costruzione ed utilizzo di metamateriali è da ricercare negli studi sugli split-ring resonators [5] e [6], nei quali si ottengono valori di permeabilità negativa per alcuni intervalli di frequenze. Dopo i primi studi relativi alle proprietà elettromagnetiche e l'estensione verso metamateriali che lavorano a frequenze diverse rispetto alle microonde (in [7], ad esempio, c'è un'applicazione a frequenze ottiche), si sono teorizzate applicazioni anche in campi diversi, come l'acustica ([8]).

I metamateriali, purtroppo, hanno delle caratteristiche che li rendono intrinsecamente limitati: devono essere necessariamente dei mezzi dispersivi, quindi posseggono caratteristiche non convenzionali solamente in una banda di frequenze, che li rende di

Introduzione

conseguenza utili solamente per applicazioni a banda stretta. Inoltre, sono materiali che hanno necessariamente delle perdite elevate, come spiegato in [9].

Una tecnologia con cui si è tentato di aggirare le limitazioni dei metamateriali è quella delle metasuperfici. Le metasuperfici sono strutture bidimensionali, quindi molto sottili, che presentano schiere di elementi con motivi geometrici periodici che impongono variazioni molto brusche dell'ampiezza, della fase e della polarizzazione delle onde elettromagnetiche incidenti. In generale le metasuperfici sono caratterizzate da peso ridotto e basse perdite, inoltre sono più semplici da realizzare rispetto alla loro controparte 3D. Per tutti questi motivi l'attenzione della comunità scientifica, negli ultimi anni, è sempre più focalizzata verso questo tipo di strutture, e si sono ottenuti risultati di un certo rilievo.

Un'area tipica di applicazione delle metasuperfici è nel settore della difesa. Nello specifico, l'applicazione per la quale questa tecnologia è particolarmente indicata è l'occultamento elettromagnetico o invisibilità, dove, con occultamento elettromagnetico, si intende la capacità di un oggetto di risultare meno visibile. Il concetto di occultamento elettromagnetico è presente in natura, ad esempio nelle farfalle e nei camaleonti, ed è ripreso anche dagli umani in applicazioni come il disegno dell'equipaggiamento militare. Nel campo dell'ingegneria elettromagnetica, più rigorosamente, si tratta di ridurre l'impronta radar di un oggetto in uno specifico intervallo di frequenze. Le strutture più largamente discusse in letteratura sono i cosiddetti "cloaks", strutture in grado di deviare le onde elettromagnetiche di una certa frequenza, rendendo di fatto invisibile l'oggetto. Esistono comunque altri concetti basati su principi differenti, come ad esempio il controllo dell'impedenza di una metasuperficie, controllabile nello spazio e nel tempo ([10],[11]). Con un controllo adeguato, si è in grado di confondere il sistema di rilevamento in un certo intervallo (generalmente stretto) di frequenze. In queste applicazioni il segnale può essere riflesso in direzioni non speculari, distribuito in uno spettro di frequenze più ampio o modulato nel tempo.

Questo campo di ricerca ha ricevuto grande interesse nell'ambito degli studi sulla riduzione del RCS (Radar Cross Section), tramite l'utilizzo di materiali assorbenti o la progettazione di una forma adeguata dell'oggetto. Un rivestimento di questo tipo consente di lavorare in sincronia con tutti gli altri sistemi di riduzione, aggiungendo un contributo attenuativo ulteriore. Un difetto di questa tecnologia è l'impossibilità di ottenere il camuffamento solo per alcuni sistemi di rilevamento: l'occultamento è indistinto per tutti gli osservatori. A questo proposito, sarà presentata in questa trattazione una tecnica in grado di aggirare questo limite.

Nel Capitolo 1 verranno presentati i concetti di impronta radar, di RCS e saranno brevemente citate alcune tecniche di riduzione, fino ad arrivare a descrivere l'utilizzo

delle metasuperfici in questo ambito e le tecniche di riconfigurazione. Nel Capitolo 2 verrà presentata e simulata una tecnologia basata su una cella elementare modulata da un segnale, e se ne esaminerà la risposta nel dominio del tempo e della frequenza. Nel Capitolo 3, infine, la tecnologia introdotta nel Capitolo 2 verrà utilizzata per un'applicazione in cui la traccia radar viene occultata ad un radar nemico, mentre, attraverso una metodologia che sarà presentata, viene reso possibile il rilevamento ad un radar amico.

Capitolo 1

Invisibilità elettromagnetica e metasuperfici

1.1 Invisibilità elettromagnetica e RCS

La possibilità di ridurre la visibilità elettromagnetica di un oggetto è una opportunità che attrae molta attenzione, in particolare nelle applicazioni inerenti a sistemi di difesa. Dopo l'introduzione dei radar (Radio Detection And Ranging) nella prima metà del secolo scorso, sono state proposte molte tecniche per perseguire questo obiettivo. Tutte le tecniche applicate si pongono come obiettivo la riduzione della radar cross section (RCS). Questa quantità descrive la visibilità elettromagnetica di un oggetto per quanto concerne un sistema radar.

Un radar è un dispositivo che, tramite l'analisi delle caratteristiche dell'onda riflessa ottenuta dopo la trasmissione di un'onda elettromagnetica, è in grado di desumere, attraverso alcuni fenomeni fisici, diverse informazioni riguardanti il bersaglio, come, ad esempio, la distanza dal sistema di rilevamento, la dimensione, la velocità. La grandezza principale rilevata dal ricevitore è la potenza, che, nel caso di radar monostatico, è calcolabile tramite l'equazione del radar ([12]):

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (1.1)$$

Dove P_t è la potenza trasmessa, G_t è il guadagno dell'antenna in trasmissione, G_r è il guadagno dell'antenna in ricezione, λ è la lunghezza d'onda, R è la distanza. L'unico parametro dove è possibile agire per ridurre P_r è σ , che è proprio la Radar Cross Section (RCS) citata precedentemente, e misurata in m^2 . Questa quantità è definita come il rapporto tra la potenza reirradiata dal bersaglio illuminato e la densità di potenza incidente sul bersaglio stesso. La normalizzazione effettuata con la densità di potenza incidente consente di rendere la RCS indipendente dalla distanza tra la sorgente e il bersaglio. Quantitativamente, in tre dimensioni, la RCS si calcola in questo modo ([12]):

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{|E_{rif}|^2}{|E_{inc}|^2} \quad (1.2)$$

Valori tipici sono 10 000-80 000 m^2 per una nave container di 200 metri, 100 m^2 per un aereo di linea, 1 m^2 per il corpo di un essere umano, 0.01 m^2 per un uccello, 0.00001 m^2 per un insetto. Un aereo stealth riesce a raggiungere valori inferiori a 0.1 m^2 ([13], [14]). Oltre alla riduzione della distanza di rilevamento, un abbassamento della RCS può costringere l'attaccante a impiegare maggior potenza, rendendo a sua volta più semplice l'individuazione del sistema di rilevamento stesso.

Da un esame attento dell'equazione radar, si nota che la RCS è una quantità che dipende dalla direzione di valutazione, poichè è dipendente dalla potenza riflessa dal bersaglio in una direzione specifica. Tutte le tecniche di riduzione della RCS fanno, quindi, riferimento alla riduzione della visibilità solamente in una determinata direzione.

1.2 Tecniche di riduzione della RCS

I meccanismi principali con i quali si cerca di ridurre la RCS sono l'assorbimento dell'energia incidente e il reirradiazione dell'energia incidente in un angolo solido il più ampio possibile. L'assorbimento dell'energia incidente consente di avere un'onda riflessa con energia molto piccola, tale da essere più bassa della soglia di rilevamento del ricevitore. L'assorbimento può essere perseguito con l'utilizzo di appropriati materiali assorbenti (Radar Absorbing Materials: RAMs) o coperture che sono in grado di convertire l'energia elettromagnetica in calore. Questo è un approccio seguito sin dalla nascita dei primi radar, come descritto in [15]. Esistono due tipi di RAM: RAM adattati in impedenza e risonanti. Con i risonanti l'obiettivo è di ottenere la cancellazione del campo riflesso mediante riflessioni multiple del campo incidente ([16]); purtroppo, la natura di un meccanismo di questo tipo lo rende performante unicamente per applicazioni a banda stretta. Esistono delle tecniche che consentono di allargare la banda di funzionamento, ma non si è ancora trovata una soluzione definitiva.

Per quanto riguarda il reirradiazione, il metodo principale per ottenere una distribuzione angolare il più ampia possibile dell'onda riflessa è una progettazione adeguata della forma del bersaglio. Una progettazione adeguata degli spigoli e delle superfici permette di deflettere l'energia incidente in direzioni lontane da quella in cui è presente il ricevitore. Tuttavia, delle forme progettate in base a queste esigenze possono configgere con requisiti di altro tipo che il bersaglio deve avere (in particolare i requisiti aerodinamici per gli aerei e requisiti idrodinamici per le navi), inoltre rimane il problema della larghezza di banda. Mediante forme particolari

è possibile ottenere un allargamento della banda, ma è molto complicato, se non impossibile, far convivere le geometrie adeguate con tutti gli altri requisiti necessari per un funzionamento ottimale.

Ovviamente i due sistemi possono essere utilizzati simultaneamente. In generale si tende a progettare forme in grado di garantire un valore basso di RCS, e a rivestire le zone critiche (la cui forma non può essere ottimizzata) con materiali assorbenti.

Un altro approccio riguarda le tecniche di cancellazione, che possono essere attive o passive. Sostanzialmente si tende a creare un'onda elettromagnetica della stessa ampiezza e di fase opposta rispetto a quella incidente, in modo che la loro somma sia nulla. Nelle tecniche passive si cerca di ottenere questo effetto grazie ad un rivestimento adeguatamente progettato; nelle tecniche attive, invece, si tende a generare un'onda con ampiezza e fase tali da consentire la cancellazione nel momento in cui le due onde vanno a sommarsi. A basse frequenze, le tecniche attive sono le migliori, ma richiedono un equipaggiamento adeguato, tale da consentire una elaborazione del segnale incidente abbastanza accurata e veloce.

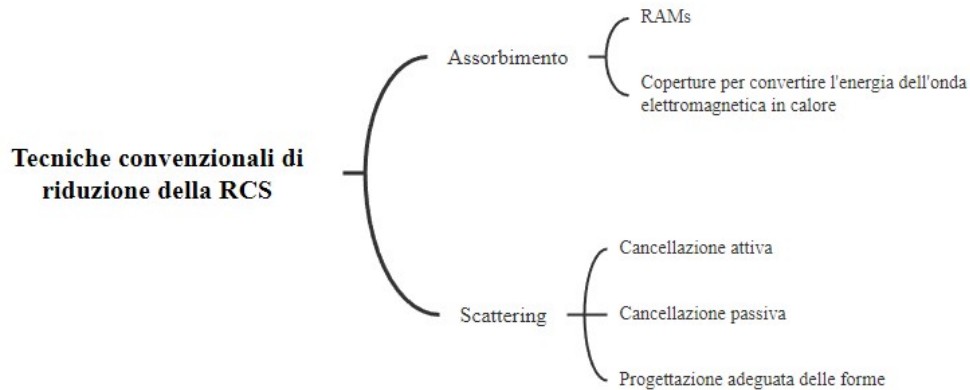


Figura 1.1: Riepilogo delle tecniche per la riduzione della RCS

1.3 Scattering Cross Section

Fare riferimento alla RCS, come detto, implica uno studio che dipende dalla direzione di reirradiazione. Questo significa che, se un oggetto risulta invisibile in una certa direzione, può risultare visibile in altre direzioni. Bisogna quindi definire una quantità da ridurre che sia indipendente dalla direzione delle onde elettromagnetiche. Questa quantità è legata alla RCS, ed è definita Scattering Cross Section:

$$\sigma_r = \frac{1}{4\pi} \int \sigma_{RCS} d\Omega \quad (1.3)$$

La SCS, quindi, valuta l'impronta radar in tutte le direzioni, poichè misura la RCS media. L'indipendenza dalle coordinate spaziali consente di parlare di tecniche di invisibilità elettromagnetica in senso più generale. La quantità a cui si fa riferimento quando si parla di occultamento elettromagnetico, quindi, è proprio la SCS ([17]). È in questo ambito che i metamateriali e le metasuperfici risultano interessanti: una delle loro applicazioni più promettenti consente di ridurre la SCS in un dato range di frequenze ([18],[19]). L'effetto di occultamento si ottiene grazie alla copertura, che sfrutta l'iterazione anomala tra il metamateriale o la metasuperficie e l'onda elettromagnetica incidente.

1.4 Applicazioni delle metasuperfici

Metamateriali e metasuperfici, in questo ambito, hanno applicazioni differenti. I metamateriali vengono usati, ad esempio, per assorbire l'onda elettromagnetica incidente; le metasuperfici, invece, attraverso un meccanismo di modulazione spaziale, vengono utilizzate per controllare la fase dell'onda riflessa. Modulando localmente la fase del coefficiente di riflessione attraverso una distribuzione adeguata degli elementi, è possibile indirizzare l'onda riflessa in direzioni pre-determinate. Due implementazioni possibili sono quelle in figura:

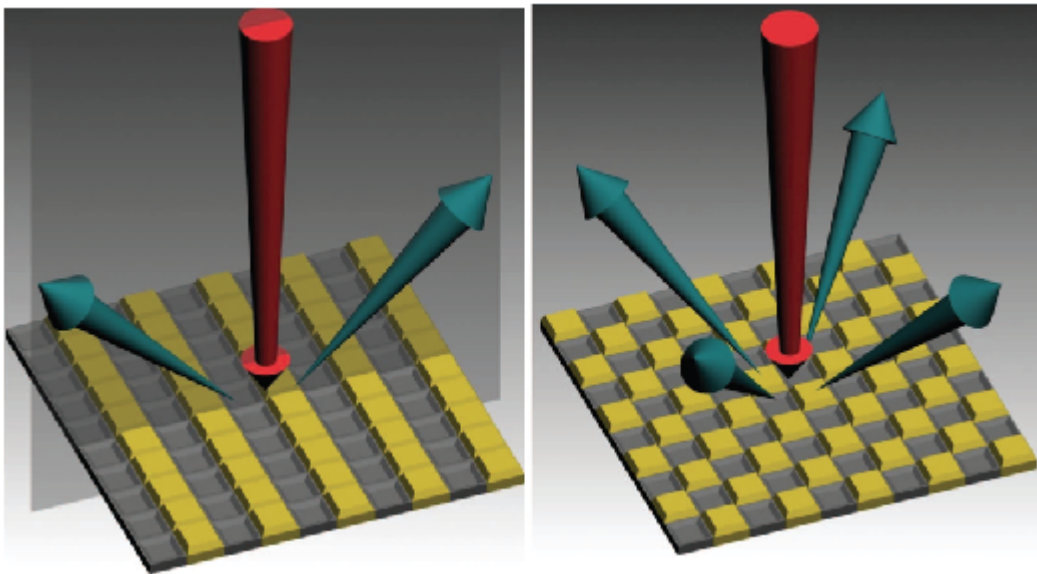


Figura 1.2: Allargamento del numero d'onda in base al tipo di modulazione

La prima implementazione prevede di modulare le celle elementari, che hanno due stati possibili (uno ad alta impedenza e l'altro a bassa impedenza), a strisce alternate. In questo modo si riesce a indirizzare il campo riflesso verso due direzioni lontane da quella di incidenza. La seconda implementazione prevede una struttura a

scacchiera, ed in questo modo la riflessione è minimizzata per l'incidenza normale. Questo avviene quando le celle sono progettate in maniera da restituire l'onda sfasata di 180° tra i due stati, in modo che il campo riflesso da una cella ad alta impedenza sia opposto in segno a quello riflesso da una cella a bassa impedenza. In questo modo i due effetti si compensano, e il campo riflesso totale nella direzione di incidenza è, idealmente, nullo. La modulazione della metasuperficie può anche essere ottimizzata per essere utilizzata su una larghezza di banda maggiore. Questo fenomeno è chiamato "espansione dello spettro del numero d'onda". Queste tecniche, ovviamente, sono relative alla riduzione della RCS e non della SCS, quindi, a rigore, non si tratta di invisibilità elettromagnetica.

Un altro approccio è quello di convertire l'onda incidente in un'onda di superficie, in maniera da ridurre l'onda riflessa. Questa tecnica è descritta in [20], ed è molto efficiente in termini di conversione ed in termini di ampiezza dell'incidenza angolare per la quale la conversione è possibile. L'onda viene parzialmente dissipata mentre si propaga su una superficie con perdite e diffratta nel momento in cui incontra ostacoli.

L'utilizzo di metasuperfici riconfigurabili consente di superare i limiti delle metasuperfici statiche, come ad esempio la necessità di trovare il compromesso migliore tra la larghezza di banda e lo spessore della superficie, ed introdurre funzionalità supplementari. Di seguito ne sono elencate alcune:

- Tasso di assorbimento modificabile: in base allo stato degli elementi della metasuperficie è possibile realizzare una struttura che può comportarsi come superficie riflettente o come assorbente, in base allo stato del segnale di controllo. In [21] è illustrata una struttura che, per polarizzazioni particolari dell'onda incidente, ha un comportamento vicino al totale assorbimento o alla totale riflessione.

- Picco di assorbimento in frequenza controllabile: in un certo intervallo di frequenze, il picco di assorbimento è controllabile elettronicamente, rendendo possibile la realizzazione di una superficie assorbente in un più largo intervallo di frequenze. Mediante un meccanismo di retroazione si può automatizzare il posizionamento del picco di assorbimento.

- Espansione dinamica dello spettro del numero d'onda: introducendo un'adeguata modulazione spaziale nella metasuperficie è possibile riflettere la potenza incidente in direzioni differenti da quella speculare a quella di incidenza. Questo consente, in linea teorica, di riflettere la potenza in direzioni lontane rispetto a quella di rilevamento. Questa funzionalità si può implementare variando appropriatamente l'impedenza equivalente tramite un controllo esterno. A sua volta, questo effetto si può ottenere collegando o scollegando elettronicamente patch metalliche stampate su un piano di massa, tramite l'azione su una impedenza regolabile (ad esempio su una resistenza o su una capacità). La configurazione che si ottiene dalla regolazione dell'impedenza

permette, quindi, di controllare la distribuzione angolare della potenza riflessa.

- Manipolazione dello spettro dell'onda riflessa: in tutte le applicazioni menzionate, le metasuperfici operano in un regime statico o quasi statico. La modulazione della metasuperficie nel tempo, da un lato non consente di modellare il sistema come se fosse tempo-invariante (se non sotto condizioni particolari), dall'altro permette di ottenere nuove funzionalità. Nello specifico, una metasuperficie il cui stato cambia periodicamente può essere progettata in modo da apparire come un oggetto che si muove in una direzione specifica con una certa velocità, realizzando una sorta di effetto Doppler artificiale. Variando la fase del coefficiente di riflessione e mantenendo costante la sua ampiezza è possibile indurre una traslazione in frequenza dell'onda incidente, creando effetto Doppler anche in assenza di movimento ([22]).

Tutti questi effetti possono essere combinati per ottenere una manipolazione simultanea dello spettro, intesa come manipolazione spaziale e manipolazione temporale. Come mostrato in [23], modulando la superficie in maniera pseudo-casuale nel dominio del tempo, lo spettro del segnale incidente viene, dopo la riflessione, espanso fino a sembrare lo spettro di un rumore bianco. Diventa molto più complicato per il ricevitore ottenere informazioni affidabili dal segnale riflesso, senza che la modulazione sia conosciuta.

1.5 Tecnologia proposta per la riconfigurazione

La riconfigurabilità di una metasuperficie si può ottenere essenzialmente tramite materiali particolari o tramite dispositivi circuitali attivi, che collegano le celle elementari di cui è composta la metasuperficie.

La prima modalità è quella di utilizzare materiali con proprietà modificabili. Ne sono un esempio i cristalli liquidi ([24]), i materiali ferroelettrici ([25]) o materiali a variazione di fase. Questi materiali, sebbene in principio siano utilizzabili per realizzare metasuperfici riconfigurabili, non sono adatti per gli scopi di questo progetto. Nello specifico, i cristalli liquidi mostrano una risposta temporale di alcuni millisecondi, troppo lenta per questo tipo di applicazione; i materiali ferroelettrici sono troppo sensibili a variazioni strutturali e vibrazioni; i materiali a variazione di fase danno problemi di instabilità in temperatura. Per tutti questi motivi è più opportuno utilizzare componenti circuitali attivi da implementare nella cella unitaria.

Esistono diversi dispositivi che possono essere utilizzati per questo tipo di applicazione. Un primo dispositivo che si può utilizzare a questo scopo è il diodo PIN (semiconduttore drogato di tipo P, semiconduttore intrinseco, semiconduttore drogato di tipo N). Un diodo PIN polarizzato opportunamente può essere utilizzato come una resistenza variabile entro un ampio intervallo ([26]). Una struttura molto grande

1.5 Tecnologia proposta per la riconfigurazione

prevede, però, l'utilizzo di diverse migliaia di diodi, che, di conseguenza, hanno bisogno di una grande quantità di corrente. Il consumo di potenza derivante rende poco pratico l'utilizzo di questo dispositivo.

Per ridurre sensibilmente il consumo della struttura, allora, si potrebbe utilizzare il Diodo Varactor, cioè un diodo che opera solamente in inversa e su cui, quindi, non scorre corrente. Mediante la tensione ai capi del dispositivo, è possibile controllare la capacità dello stesso. Sostanzialmente si utilizza questo dispositivo come un oggetto di capacità variabile, in base alla tensione applicata ai suoi capi. A cambiare tra i due stati della metasuperficie è, quindi, la capacità tra due celle adiacenti.

Una terza possibilità è quella dell'utilizzo di transistori. I MOSFET, in questa circostanza, vengono visti come degli interruttori che hanno dei parametri equivalenti in base al loro stato. I MOSFET non hanno consumo di potenza statica, quindi non hanno il problema del consumo mostrato dai diodi. In questo caso il segnale di controllo, tramite il terminale di gate, permette di determinare lo stato dei transistori. Questo tipo di controllo consente di proteggere i dispositivi elettronici dalle perdite innescate da alti livelli di potenza incidente, che possono innescare fenomeni indesiderati, come tensioni indotte, che potrebbero porre dispositivi semi-controllabili come i diodi in un punto di lavoro indesiderato ([27]). L'utilizzo dei MOSFET, infine, permette di realizzare tutto il dispositivo in un unico circuito integrato, rendendo vantaggiosa anche la realizzazione. Per questo progetto la scelta è ricaduta proprio sui transistori.

In questa applicazione una cella fondamentale sarà collegata a tutte le altre celle della struttura tramite transistori. Chiaramente, i parametri costitutivi dei dispositivi sono un elemento chiave per il buon funzionamento del progetto. In base ai MOSFET scelti, quindi, è necessario avere una parte di cella elementare modificabile, in modo che eventuali modifiche dei parametri equivalenti possano essere compensate da modifiche alla geometria.

Capitolo 2

Progettazione della cella elementare

2.1 Modello matematico

Il principio alla base del sistema discusso in questa trattazione è descritto in [22] e [28]. Si considera una metasuperficie configurabile con due stati differenti, che hanno coefficiente di riflessione rispettivamente uguale a -1 e 1, il quale ha un andamento periodico di periodo T_b . Se l'onda incidente ha pulsazione ω_0 , l'onda riflessa avrà sempre pulsazione ω_0 , ma con discontinuità nella fase determinate dai cambi di stato della metasuperficie.

Si considera un'onda incidente della forma:

$$\psi_{inc}(t) = A(t)e^{j\omega_0 t} \quad (2.1)$$

Con $A(t)$ che indica l'involuppo.

Il sistema in cui un'onda incide su una superficie può essere modellato tramite la sua linea di trasmissione equivalente. Si definisce allora il coefficiente di riflessione:

$$\Gamma(t) = \frac{Z_s(t) - Z_0}{Z_s(t) + Z_0} \quad (2.2)$$

Dove Z_0 è l'impedenza d'onda nello spazio libero (377Ω).

Alla pulsazione ω_0 la metasuperficie ha, quindi, un coefficiente di riflessione uguale a $\Gamma(t, \omega_0)$. L'onda riflessa nella coordinata della metasuperficie, nel dominio del tempo, ha la seguente forma:

$$\begin{aligned} \psi_{rif}(t) &= \Gamma(t, \omega_0)\psi_{inc}(t) = \\ &= \Gamma(t, \omega_0)A(t)e^{j\omega_0 t} = \\ &= A(t)[\Gamma(t, \omega_0)e^{j\omega_0 t}] \end{aligned} \quad (2.3)$$

Lo spettro dell'onda riflessa si ottiene calcolando la trasformata di Fourier di entrambi i membri dell'equazione:

$$\begin{aligned}\tilde{\psi}_{rif}(\omega) &= \tilde{\Gamma}(\omega, \omega_0) * \tilde{\psi}_{inc}(\omega) = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\Gamma}(\omega - \omega', \omega_0) \tilde{\psi}_{inc}(\omega') d\omega'\end{aligned}\quad (2.4)$$

Dove $\tilde{\Gamma}(\omega, \omega_0)$ è la trasformata di Fourier di $\Gamma(t, \omega_0)$ e $\tilde{\psi}_{inc}(\omega)$ è la trasformata di Fourier di $\psi_{inc}(t)$. In altre parole, lo spettro dell'onda riflessa si ottiene dalla convoluzione tra la trasformata di Fourier dell'onda incidente e la trasformata di Fourier del coefficiente di riflessione.

L'andamento temporale di $\Gamma(t, \omega_0)$, forzato dal segnale di controllo della metasuperficie, può essere sviluppato in serie di Fourier:

$$\Gamma(t, \omega_0) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \Gamma^n(t, \omega_0) e^{jn\omega_m t} \quad (2.5)$$

Dove ω_m è la pulsazione relativa alla modulazione della metasuperficie ($2\pi/T_b$). La trasformata di Fourier di $\Gamma(t, \omega_0)$ allora vale:

$$\tilde{\Gamma}(\omega, \omega_0) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \tilde{\Gamma}^n(\omega, \omega_0) \delta(\omega - n\omega_m) \quad (2.6)$$

La definizione di $\tilde{\Gamma}^n(\omega, \omega_0)$ può sembrare imprecisa. Con la variabile ω si intende la variabile che identifica il dominio della frequenza, relativamente agli stati assunti dal coefficiente di riflessione della metasuperficie (in altre parole, è il dominio trasformato di un coefficiente di riflessione variabile nel tempo), mentre con ω_0 si intende che il coefficiente di riflessione viene calcolato per la pulsazione ω_0 dell'onda incidente.

Dato che l'onda incidente è supposta monocromatica, si può calcolare lo spettro dell'onda riflessa:

$$\begin{aligned}\tilde{\psi}_{rif}(\omega) &= \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \tilde{\Gamma}^n(\omega, \omega_0) \delta(\omega - n\omega_m) \right] * \tilde{\psi}_{inc}(\omega) = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \tilde{\Gamma}^n(\omega - \omega', \omega_0) \tilde{\psi}_{inc}(\omega') \delta(\omega - \omega' - n\omega_m) d\omega' = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\Gamma}^n(\omega', \omega_0) \tilde{\psi}_{inc}(\omega - \omega') \delta(\omega' - n\omega_m) d\omega' = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\Gamma}^n(\omega', \omega_0) A(\omega - \omega' - \omega_0) \delta(\omega' - n\omega_m) d\omega' \right] = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \tilde{\Gamma}^n(n\omega_m, \omega_0) A(\omega - n\omega_m - \omega_0)\end{aligned}\quad (2.7)$$

In caso di assenza di perdite e di piccola differenza tra le frequenze dell'onda incidente e onda riflessa, l'ampiezza del coefficiente di riflessione è vicina all'unità ([29],[30]), quindi il coefficiente di riflessione impone solamente una variazione di fase.

Se $A(t)$ è costante (convenzionalmente posto uguale ad 1) la sua trasformata è una Delta di Dirac, e vale:

$$\tilde{\psi}_{rif}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \tilde{\Gamma}^n(n\omega_m, \omega_0)\delta(\omega - n\omega_m - \omega_0) \quad (2.8)$$

Lo spettro ottenuto, quindi, è uno spettro discreto. Confrontando 2.8 con 2.6, si nota immediatamente che lo spettro dell'onda riflessa coincide con lo spettro del coefficiente di riflessione traslato alla pulsazione dell'onda incidente ω_0 .

A questo punto si può troncare la serie, estraendo solo i termini dati da $n = -1$, $n = 0$ e $n = 1$. Il primo termine è una traslazione dell'onda incidente ad una pulsazione pari a $\omega_0 - \omega_m$; il secondo termine è proporzionale alla componente in continua, quindi al valore medio, del coefficiente di riflessione; il terzo termine è una traslazione dell'onda incidente ad una pulsazione pari a $\omega_0 + \omega_m$. Questa traslazione in frequenza coincide con quella che si ha quando si è in presenza di effetto Doppler, di conseguenza l'oggetto può essere identificato dal sistema di rilevamento come un oggetto in moto.

Bisogna ora approfondire il significato di coefficiente di riflessione in questo ambito. Il concetto di coefficiente di riflessione è definito nel dominio della frequenza, quindi, la sua definizione nel dominio del tempo va approfondita. Cosa significa definire un coefficiente di riflessione dipendente dal tempo? Per rispondere a questa domanda bisogna fare alcune precisazioni. Questo modello, infatti, è valido solamente se T_b , definito in precedenza come il periodo del coefficiente di riflessione, è molto più grande del periodo dell'onda incidente. In questo modo, entro la metà di questo intervallo, il sistema si può considerare tempo-invariante e il concetto di coefficiente di riflessione è definito. C'è poi una seconda condizione che deve essere soddisfatta: T_b deve consentire al regime transitorio di esaurirsi, quindi, detto T_d il tempo necessario per l'esaurimento del regime transitorio, deve risultare:

$$T_b \gg T_d > T_0 \quad (2.9)$$

Se infatti non si dovesse arrivare al regime permanente, la descrizione in frequenza non avrebbe riscontro con le forme d'onda che si ottengono nel dominio del tempo.

Chiaramente, per intervalli di tempo di durata maggiore di T_b , il sistema va considerato come un sistema tempo-variante, e il concetto di coefficiente di riflessione che varia nel tempo assume significato.

2.2 Struttura preliminare

2.2.1 Onda incidente su una superficie modulata nel tempo

La struttura della cella elementare implementata per realizzare la modulazione può essere derivata da una struttura più semplice. Nello specifico, si tratta di studiare un'onda piana che impatta su una superficie ed esaminarne il comportamento al variare dei parametri della superficie stessa. La struttura è molto semplice, e in COMSOL si realizza nel modo seguente:

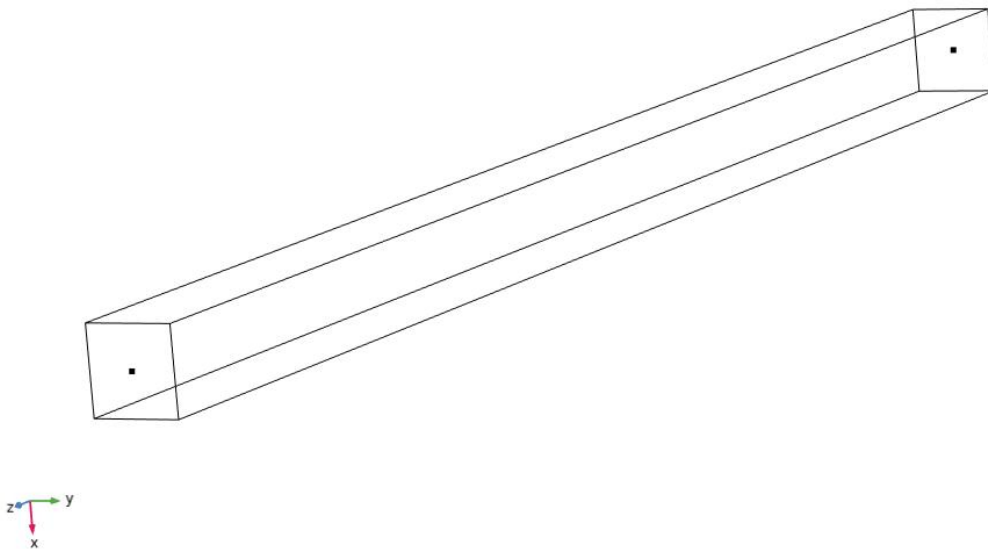


Figura 2.1: Struttura di base

L'onda elettromagnetica si propaga nella direzione delle z positive ed incide su una superficie con determinate caratteristiche RLC. Questa struttura può essere studiata come una linea di trasmissione di lunghezza L ed impedenza caratteristica η_0 (linea in aria). Nel caso in esame viene scelta una lunghezza l pari a $\frac{2}{3}\lambda$, quindi circa 2 cm, mentre larghezza e altezza della superficie vengono scelte entrambe pari ad 1 mm.

La semplicità di questa struttura consente di effettuare uno studio analitico, da poter poi confrontare con il risultato della simulazione. Il caso più semplice è quello di una superficie puramente resistiva, con $R=100 \Omega$.

È semplice calcolare i coefficienti di riflessione Γ e di trasmissione T:

$$T = \frac{2Z_s}{Z_s + Z_0}; \Gamma = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad (2.10)$$

Con $Z_s = 100 \Omega$ e $Z_0 = 377 \Omega$

	Abs(T)	Abs(Γ)	Arg(T)	Arg(Γ)
$Z_s = 100\Omega$	0.419	0.581	0°	-180°

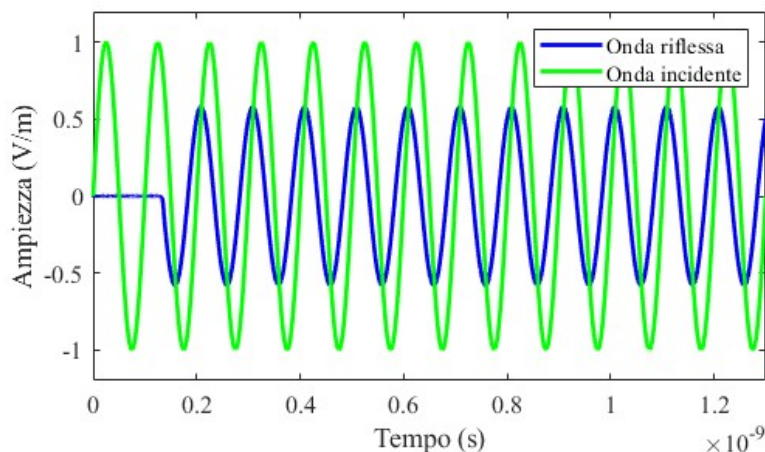
Tabella 2.1: Modulo e fase di Γ e T con $R = 100 \Omega$

Nella simulazione, la condizione di onda piana viene imposta tramite “Scattering Boundary Condition” alla porta di ingresso, tramite PEC (Perfect Electric Conductor) e PMC (Perfect Magnetic Conductor) ai bordi del parallelepipedo costruito per effettuare la simulazione. La superficie resistiva viene simulata tramite il modulo “Electrical Circuit”, mentre la simulazione temporale viene effettuata tramite il modulo “Electromagnetic Waves, Transient”. Per interfacciare i due moduli bisogna inserire la superficie come “Lumped Port”, mentre nel modulo circuitale va inserito l’elemento “External I vs. U”, nel quale va selezionata la Lumped Port relativa alla superficie alla quale si vogliono dare le caratteristiche elettriche. L’intervallo di tempo che intercorre tra due istanti di simulazione successivi è stabilito manualmente ed è pari a $1/200$ dell’inverso della frequenza dell’onda incidente. Il metodo utilizzato è “Generalized alpha”, con predittore lineare, mentre, come solver, viene utilizzato MUMPS. Alla risoluzione viene dato l’attributo “Fully Coupled”.

L’onda incidente è una sinusoida con frequenza pari a 10 GHz:

$$E_x = \sin(2\pi 10^{10}t) \quad (2.11)$$

L’onda riflessa sulla porta di ingresso ha il seguente andamento:

Figura 2.2: Confronto tra onda incidente e onda riflessa con $R = 100 \Omega$

Si può verificare come l’onda riflessa sia ritardata di due tempi di percorrenza ($2 * \frac{0.02}{3 * 10^8} = 1.33 * 10^{-10} s$), come ci si aspetta. Lo sfasamento tra le due onde è quello

dovuto alla lunghezza della linea di trasmissione e alla riflessione sulla superficie ($\Delta\phi = -\frac{2\pi}{\lambda} * 2l_{linea} + arg(\Gamma) = 60^\circ$). È immediato verificare graficamente che lo sfasamento è corretto.

Si può ora modificare l'impedenza della superficie inserendo una parte reattiva, ad esempio una capacità $C = 0.2$ pF, in parallelo alla resistenza.

	Abs(T)	Abs(Γ)	Arg(T)	Arg(Γ)
$Z_s = (0.01 + j0.0126)^{-1}\Omega$	0.2977	0.8162	-44.8°	-165.1°

Tabella 2.2: Modulo e fase di Γ e T con $R = 100 \Omega$ e $C = 0.2$ pF

È opportuno distinguere le impostazioni delle simulazioni con il modulo “Frequency Domain” per i risultati nel dominio della frequenza e con il modulo “Transient” per i risultati nel dominio del tempo: nel modulo circuitale, relativamente alle simulazioni nel dominio della frequenza, la capacità va inserita come parte immaginaria dell'impedenza, mentre va inserito il componente “Capacitor” per le simulazioni nel dominio del tempo.

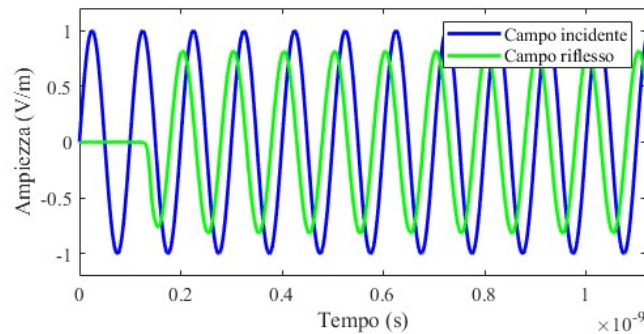


Figura 2.3: Confronto tra onda incidente e onda riflessa con $R = 100 \Omega$; $C = 0.2$ pF

Come si vede in Figura 2.3, è presente un breve transitorio dovuto alla presenza dell'elemento con memoria. Il calcolo dello sfasamento non può essere fatto tramite COMSOL, poiché non esiste uno strumento di calcolo idoneo. Un metodo utile a tal fine può essere quello di esportare i punti che formano le due curve, trovare una funzione sinusoidale con ampiezza, frequenza e fase tali da corrispondere alle curve in esame e calcolare la differenza tra le due fasi ottenute. Questo può essere fatto tramite lo strumento “Curve Fitter” in ambiente MatLab. L'istante iniziale di calcolo delle curve non deve comprendere il transitorio, quindi viene fissato a 0.2 ns.

Le due curve hanno le seguenti equazioni (figura 2.4, figura 2.5):

$$\psi_1 = 1.0000 * \cos(6.2832 * 10^{10} + 0.0000) \text{ con un MSE pari a } -82.51 \text{ dB};$$

$$\psi_2 = 0.8161 * \cos(6.2832 * 10^{10} + 1.3035) \text{ con un MSE pari a } -70.86 \text{ dB}.$$

Da qui si calcola la differenza di fase, pari a $1.3035 \text{ rad} = 74.7^\circ$

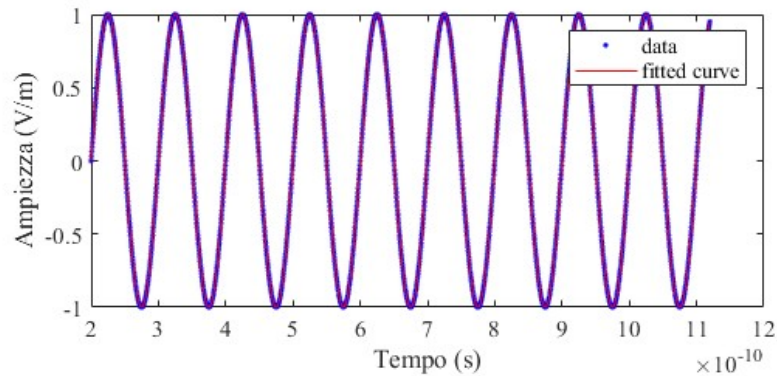


Figura 2.4: Fitting onda incidente

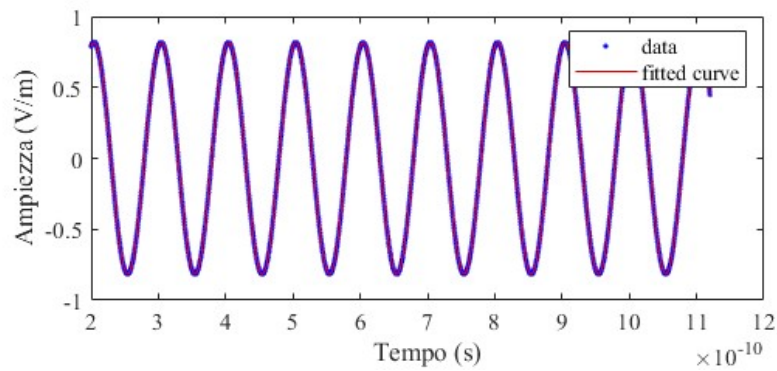


Figura 2.5: Fitting onda riflessa

La differenza di fase teorica vale $\Delta\phi = -\frac{2\pi}{\lambda} * 2l_{linea} + \arg(\Gamma) = 74.89^\circ$. Le due differenze di fase sono, quindi, in eccellente accordo, con un errore relativo inferiore allo 0.3%. Inoltre, l'ampiezza di ψ_2 rappresenta il modulo del coefficiente di riflessione, e coincide con i dati calcolati teoricamente.

È possibile ora inserire una componente induttiva, in modo da ottenere una rete RLC parallelo. In particolare, si può fissare a 10 GHz la frequenza di risonanza. Deve quindi risultare:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 10^{10} \quad (2.12)$$

Da qui si ottiene una induttanza $L = 1.2665$ nH.

L'andamento della fase dell'impedenza equivalente di un circuito RLC parallelo è illustrato in figura 2.6

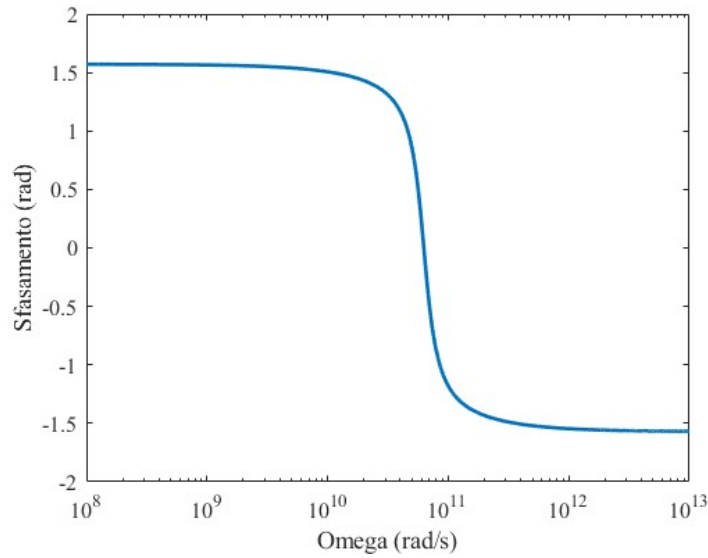


Figura 2.6: Fase dell'impedenza equivalente RLC parallelo

L'impedenza è quindi induttiva per valori di ω al di sotto della pulsazione di risonanza, resistiva (sfasamento nullo) in corrispondenza della pulsazione di risonanza ($2\pi 10^{10} rad$) e capacitiva per valori maggiori. In corrispondenza della frequenza di risonanza, il modulo dell'impedenza è dato dalla resistenza R del circuito.

In questo punto di lavoro, si possono calcolare modulo e fase del coefficiente di riflessione al variare del valore della resistenza R. Come detto, per effettuare una simulazione in frequenza in COMSOL utilizzando il modulo circuitale con componenti reattivi, è necessario inserire la parte immaginaria nel valore dell'impedenza di un resistore. La frequenza dell'onda incidente è pari a quella di risonanza.

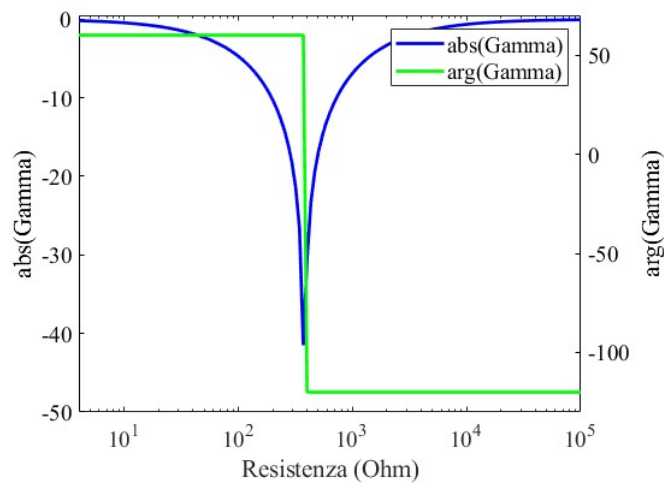


Figura 2.7: Modulo e fase di Γ al variare di R

Come si può vedere in figura 2.7, in corrispondenza di $R = 377 \Omega$ si ha una risonanza, come, del resto, ci si aspetta. Il coefficiente di riflessione ha una differenza di fase di 180° nei due semipiani delineati da questo valore di resistenza.

Questo risultato può essere utilizzato nel modo seguente: modulando la superficie con un segnale opportuno, ad esempio un'onda quadra con Duty Cycle = 0.5, mediante il quale vengono fissati due valori della resistenza, in un periodo si riesce ad ottenere, idealmente, un valore medio dell'onda riflessa nullo. Questo risultato è importante in quanto, come si è visto, lo spettro dell'onda riflessa è dato, in prima approssimazione, dalla convoluzione tra lo spettro dell'onda incidente e lo spettro dell'andamento temporale del coefficiente di riflessione. Considerando solamente la prima armonica di quest'ultimo segnale, si ottiene la replica dell'armonica dell'onda incidente nelle frequenze $f - f_0$ e $f + f_0$ (dove con f si intende la frequenza dell'onda incidente e con f_0 la frequenza del segnale di controllo della superficie). La componente isofrequenziale, idealmente, sparisce, poiché si è in presenza di un valor medio nullo che annulla, a sua volta, il termine relativo alla componente in DC. Chiaramente, in strutture reali, l'ottenimento di un coefficiente di riflessione con modulo identico e sfasamento di 180° tra i due stati è un'operazione critica.

È interessante verificare come varia lo sfasamento tra i due stati in un intorno della frequenza di risonanza. Per farlo, si può impostare in COMSOL uno studio nel dominio della frequenza considerando i due stati della resistenza e una certa larghezza di banda, centrata a 10 GHz.

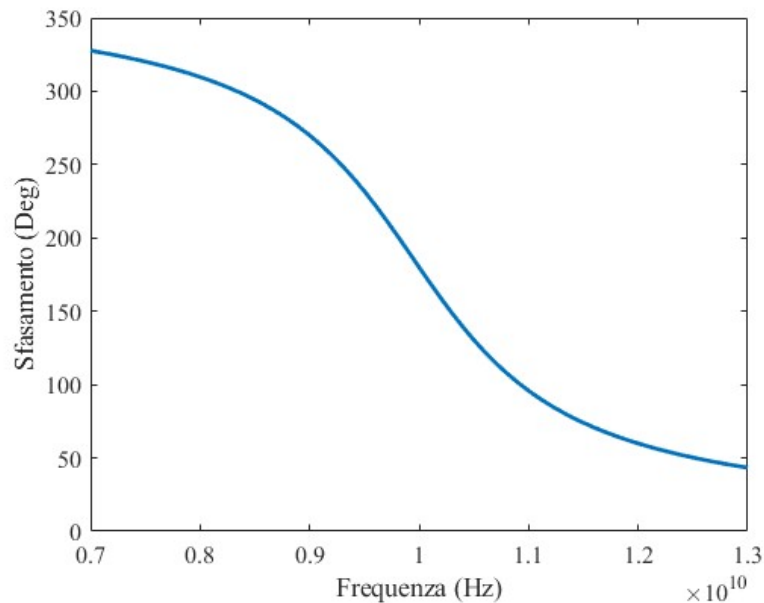


Figura 2.8: Fase dell'impedenza equivalente RLC parallelo

Il funzionamento in banda stretta di un dispositivo di questo tipo è una diretta

conseguenza della curva appena raffigurata: con sfasamenti diversi da 180° il valor medio dei segnali non è nullo, quindi la componente in DC non si annulla e, di conseguenza, l'armonica di frequenza uguale a quella dell'onda incidente ha un'ampiezza maggiore.

È possibile ora effettuare una simulazione nel dominio del tempo per verificare lo spettro del segnale riflesso. Si pongono: $L = 1.2665$ nH; $C = 0.2$ pF; La forma d'onda che descrive l'andamento della resistenza è la seguente:

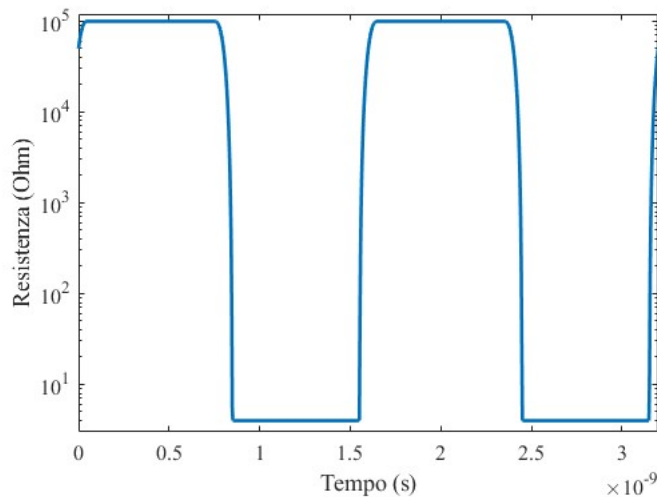


Figura 2.9: Andamento della resistenza della superficie

Lo stato OFF è fissato a 100 k Ω , lo stato ON è fissato a 4 Ω . La zona di transizione tra i due stati ha una durata di 0.1 ns, inoltre la funzione è derivabile due volte con derivata continua. La frequenza dell'onda quadra è pari a $f_0/16$, quindi il periodo vale 1.6 ns. Per effettuare questa simulazione è stato aumentato il numero massimo di iterazioni fino a $10\,000$, mentre il time-step è impostato su "Strict". La tolleranza relativa è fissata a 0.01 . Il metodo non lineare è impostato su "Automatic (Newton)".

La forma d'onda del campo E_x riflesso è illustrata in figura 2.10:

Gli spettri dell'onda incidente e dell'onda riflessa sono mostrati nella figura 2.11. Come si può vedere, l'armonica isofrequenziale viene attenuata, mentre si generano le due componenti traslate in frequenza. Più precisamente, l'attenuazione, nell'armonica di frequenza 10 GHz, vale 19.8 dB.

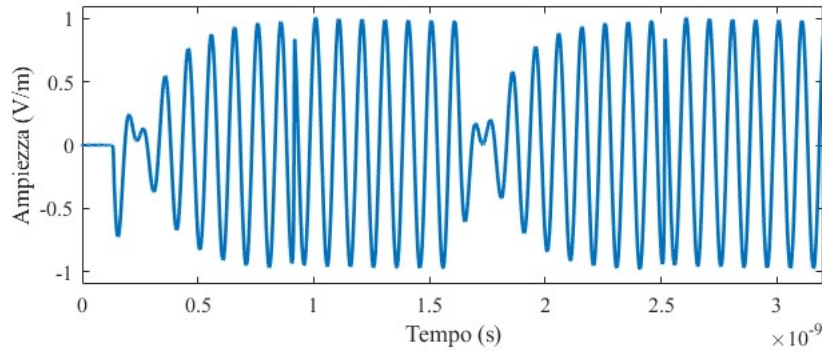


Figura 2.10: Campo E_x riflesso (primi due periodi)

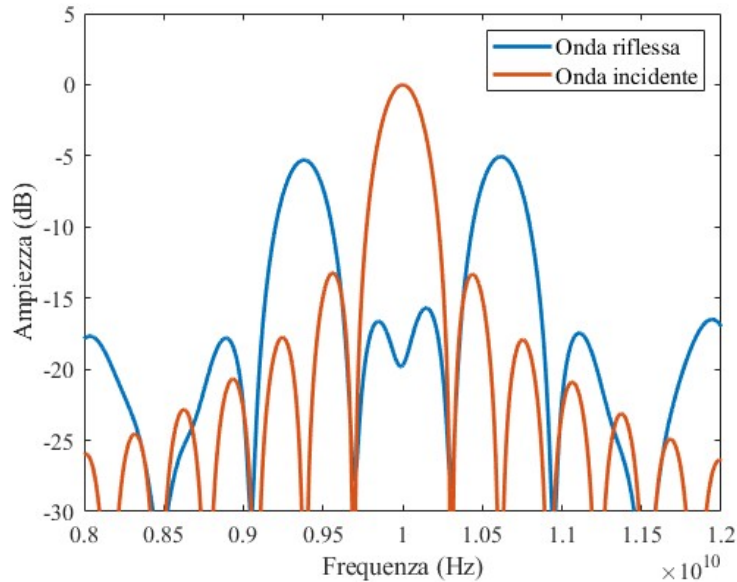


Figura 2.11: Spettri a confronto del campo incidente e campo riflesso

2.2.2 Aggiunta di uno stub

Data una capacità di un valore come quello utilizzato in questa simulazione, non è semplice ottenere, in un sistema reale, una induttanza con un valore tale da mettere il sistema in risonanza a 10 GHz. Un modo più pratico per ottenere l'induttanza è quello di collegare in parallelo al carico una linea di trasmissione in cortocircuito di lunghezza opportuna, la cui impedenza di ingresso è pari all'induttanza desiderata. Per capire come si modifica l'andamento temporale del campo elettrico in una struttura di questo tipo, si può modificare la struttura (figura 2.12).

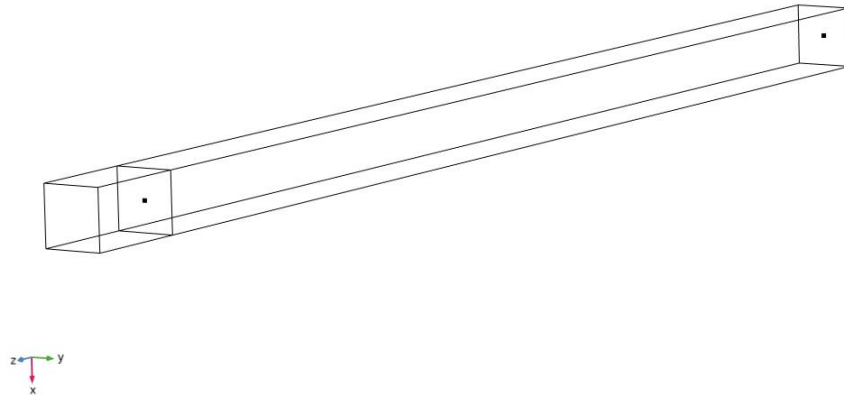


Figura 2.12: Struttura con il secondo tratto di linea di trasmissione

Il secondo tratto può essere trattato come una linea di trasmissione in aria in cortocircuito (la superficie con la quale viene terminata è un PEC). L'induttanza equivalente del secondo tratto di linea vale ([31]):

$$L_{eq} = \frac{Z_0 \tan(\beta l)}{\omega} \quad (2.13)$$

Dove l è la lunghezza di questo tratto di linea, Z_0 è l'impedenza caratteristica dell'aria, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ e $\omega = 2\pi f$. Volendo, ad esempio, considerare due induttanze in parallelo di valore comparabile, si possono imporre $L_{superficie} = 2.552$ nH ed $L_{equivalente} = 2.515$ nH. In questo modo si ricava la lunghezza della linea, che, ovviamente, dipende dalla frequenza. Per $f = 10$ GHz si ottiene una lunghezza $l = 1.895$ mm. Il coefficiente di riflessione non cambia, come ci si aspetta (figura 2.13).

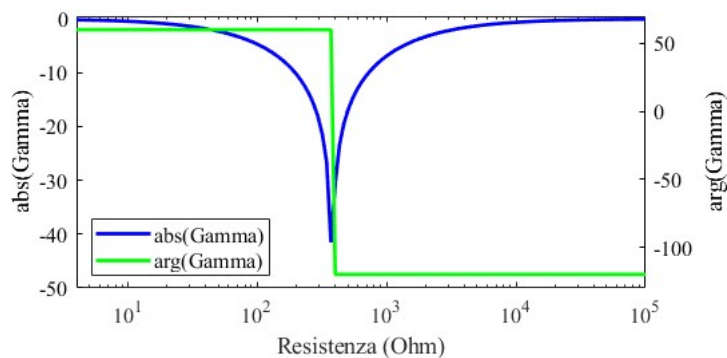


Figura 2.13: Modulo e fase del coefficiente di riflessione

Eseguendo una simulazione nel dominio del tempo con parametri identici alla precedente (curva di controllo della resistenza, impostazioni della simulazione etc.) si

ottengono curve molto simili alle precedenti, come mostrato nelle seguenti figure.

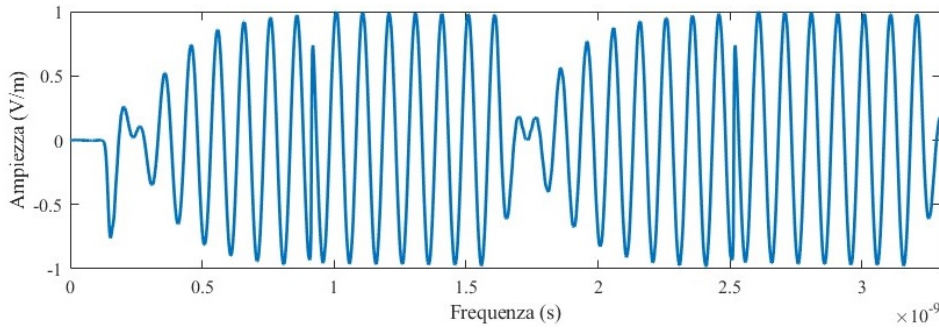


Figura 2.14: Campo E_x riflesso (primi due periodi)

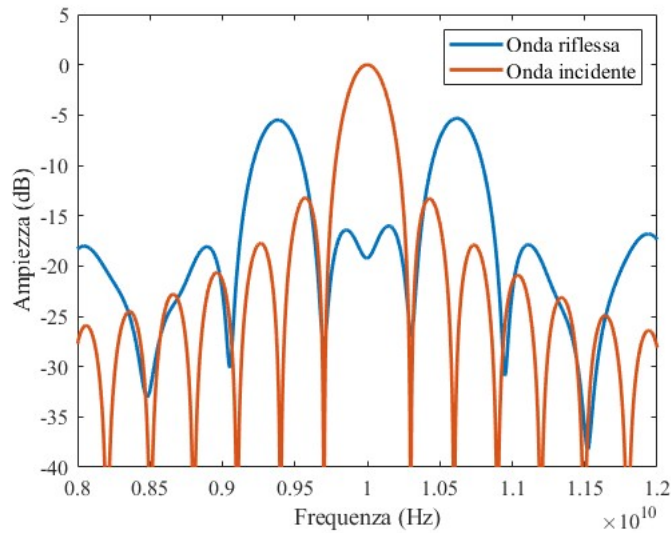


Figura 2.15: Spettro di campo incidente e campo riflesso a confronto

Quindi, l'aggiunta di un ulteriore tratto di linea di trasmissione modifica leggermente l'attenuazione a 10 GHz, che ora vale 19.2 dB.

2.2.3 Variazione della lunghezza dello stub

Per capire se un generico tratto aggiuntivo ha un'influenza significativa sul transitorio si può, ad esempio, aumentare la lunghezza senza che l'induttanza equivalente cambi valore. Si può fare ciò aggiungendo un ulteriore tratto di lunghezza $\lambda/2$. La periodicità della tangente consente, infatti, di ottenere un'induttanza equivalente identica a quella ottenuta con il tratto di linea precedente. In effetti il comportamento in frequenza non cambia, esattamente come ci si aspetta, come illustrato in figura 2.16.

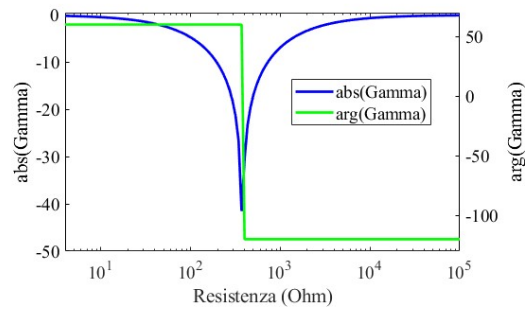


Figura 2.16: Modulo e fase del coefficiente di riflessione

La simulazione nel dominio del tempo viene eseguita con il solver che ha sempre gli stessi parametri delle simulazioni precedenti. Questa volta la simulazione viene estesa a tre periodi del segnale di controllo della resistenza.

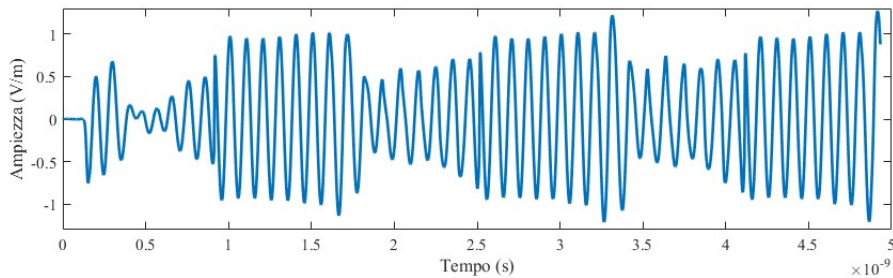


Figura 2.17: Andamento dell'onda riflessa

Come si può vedere i transistori hanno una durata molto più elevata rispetto al caso precedente, tanto da non esaurirsi completamente nel tempo utile (2.17). Questo ha un'influenza molto importante nello spettro del segnale, come si può vedere nella figura 2.18

L'armonica a 10 GHz, a causa dei transistori, ha un'attenuazione minore, che ora vale 7.2 dB. L'esaurimento di ogni fenomeno transitorio nel più breve tempo possibile, quindi, sembra essere un requisito fondamentale per l'ottenimento di un'attenuazione significativa.

Una prova ulteriore di questo fenomeno si ha incrementando il secondo tratto di linea non più di una lunghezza pari a $\lambda/2$, ma solamente pari a $\lambda/4$. La superficie al termine della linea che permette di riottenere i parametri in frequenza precedentemente ottenuti non è più un PEC, ma un PMC. In questo modo si ottiene un coefficiente di riflessione identico ai precedenti.

L'andamento temporale del campo riflesso e gli spettri dei campi sono illustrati nelle figure 2.19 e 2.20

Anche in questo caso l'armonica a 10 GHz non sparisce completamente, ma l'attenuazione è maggiore rispetto al caso precedente (8.7 dB), dato che la linea

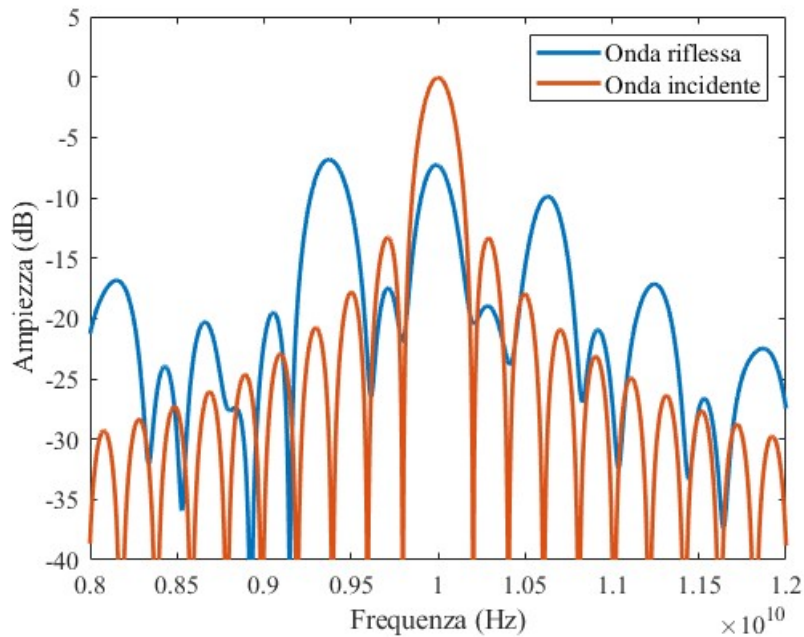


Figura 2.18: Spettri di campo incidente e campo riflesso a confronto

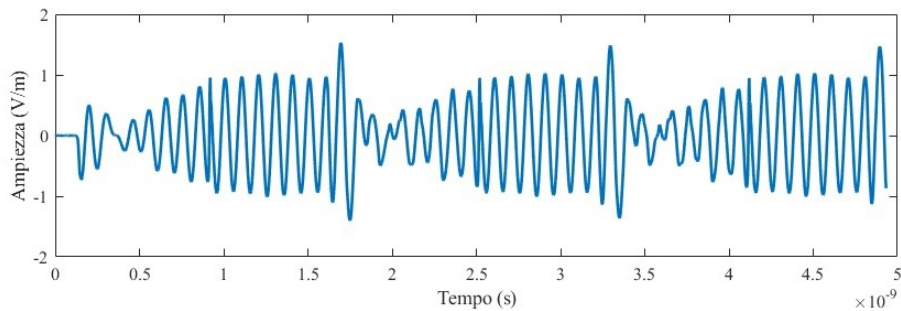


Figura 2.19: Andamento dell'onda riflessa

è più corta. Con questa struttura si mostra, ancora una volta, che la lunghezza della seconda linea di trasmissione deve essere il più piccola possibile, dato che una maggiore lunghezza implica un regime transitorio più lungo e, di conseguenza, un'attenuazione minore.

Ovviamente, l'aumento del valore dei parametri reattivi incrementa ulteriormente la durata del transitorio, quindi, nella realizzazione delle strutture reali, è necessario scegliere dei componenti con valori capacitivi estremamente bassi.

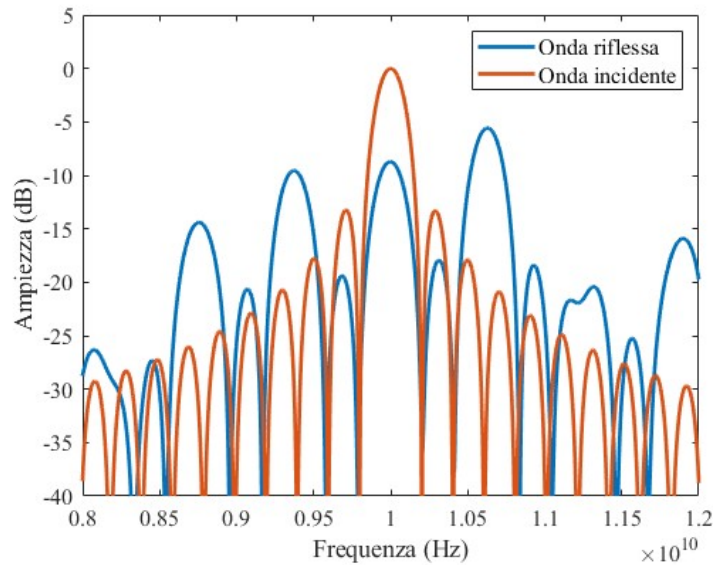


Figura 2.20: Spettri dell'onda incidente e riflessa

2.3 Dispositivo di collegamento puramente resistivo

Le strutture illustrate per questa applicazione prevedono di collegare le celle elementari tra di loro tramite elementi tunabili, che vengono rappresentati attraverso il loro circuito equivalente. Mediante il loro utilizzo è possibile controllare il comportamento della struttura realizzata, tramite variazione del segnale di controllo applicato. Come detto, i dispositivi utilizzati per ottenere la riconfigurabilità della metasuperficie sono MOSFET.

Il caso più semplice per la realizzazione di una cella elementare con le caratteristiche menzionate è quello in cui i dispositivi che collegano le varie metacelle hanno un circuito equivalente puramente resistivo.

2.3.1 Struttura

La struttura della cella elementare è raffigurata in 2.21.

Le zone evidenziate sono quelle composte da rame. Tra le due strutture in rame è presente un substrato di dielettrico con costante dielettrica relativa uguale a 3.75. Tra due celle adiacenti i collegamenti sono realizzati tramite dispositivi caratterizzati da un circuito equivalente che, in questo caso, è solamente resistivo. La metacella ha una base quadrata, con lato pari a 7.844 mm. L'altezza dello strato di rame riflettente è pari a 3.7 mm. Il substrato, invece, ha altezza pari a 2.923 mm.

È sufficiente simulare un quarto della struttura, data la simmetria in gioco. Inoltre vengono posti PEC e PMC in maniera adeguata ai margini della struttura per forzare

2.3 Dispositivo di collegamento puramente resistivo

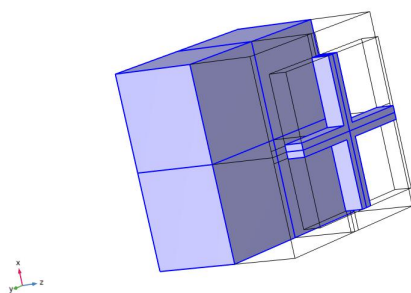


Figura 2.21: Struttura della cella elementare

la condizione di onda piana (in figura 2.22 è aggiunto un tratto di aria, e sono di nuovo evidenziate le parti in rame).

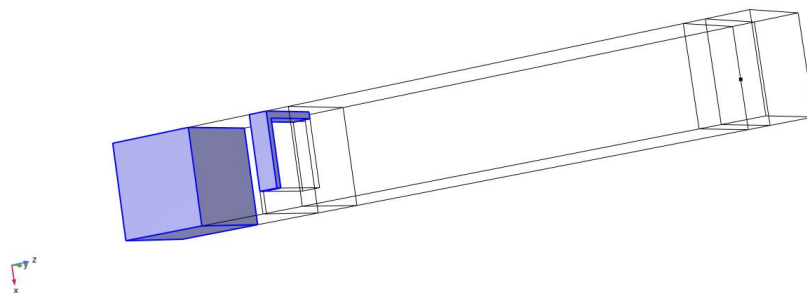


Figura 2.22: Struttura per la simulazione

Le dimensioni della struttura in rame e delle patches dove vengono applicati i dispositivi elettronici sono specificate in figura 2.23.

Infine, l'altezza della struttura in rame poggiata sul substrato è di 0.804 mm. La distanza tra la metacella e la porta di ingresso dell'onda elettromagnetica è di 19.546 mm. Al termine della struttura è inserito un PML (Perfect Matched Layer) di altezza uguale a 1.85 mm.

2.3.2 Studio nel dominio della frequenza

Il primo tipo di simulazione da eseguire è la simulazione in frequenza. L'onda incidente è inserita tramite "Port" ed è una sinusoide con frequenza pari a 10 GHz. Lo strato di rame riflettente è terminato su una superficie a cui è assegnata la condizione "Scattering Boundary Condition". Per simulare la caratteristica resistiva dei dispositivi elettronici di collegamento delle celle elementari esistono diverse soluzioni:

- 1) Lumped Element: a questo elemento si assegna un valore di impedenza pari al valore della resistenza opportuno;

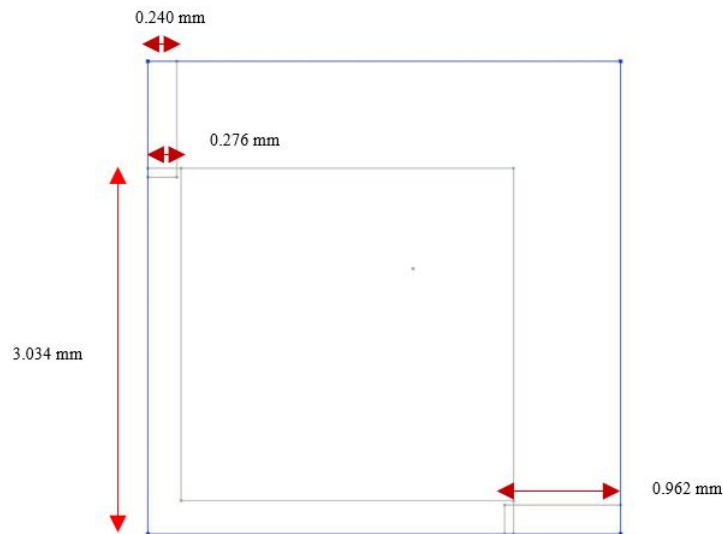


Figura 2.23: Dimensione della struttura in rame e dei dispositivi

2) Surface Current Density: tramite la relazione $J = \sigma E$, con una scelta opportuna della conducibilità, è possibile simulare un parametro resistivo o, più in generale, un'impedenza;

3) Lumped Port: il valore di impedenza assegnato alla Lumped Port è pari al valore di impedenza (complesso, se necessario) desiderato. La Lumped Port consente anche di interfacciare il modulo circuitale con il modulo per le simulazioni nel dominio della frequenza. Questo può essere fatto selezionando "Circuit" nel menu a tendina "Terminal type". Come già detto, nelle simulazioni in frequenza non è possibile usare induttori e condensatori, quindi gli elementi reattivi vanno inseriti come parte immaginaria di un resistore;

4) Transition Boundary Condition: gli elementi circuitali vanno inseriti attraverso una variazione delle condizioni al contorno. In altre parole, è possibile inserire gli elementi tramite la conducibilità σ .

L'utilizzo delle diverse condizioni porta a risultati coincidenti. In ogni caso, l'esecuzione di più simulazioni con condizioni differenti può essere vista come un modo per assicurare la validità dei calcoli numerici.

Il caso in esame riguarda una caratteristica dei dispositivi puramente resistiva. La prima simulazione riguarda il comportamento della struttura al variare della frequenza dell'onda incidente, in particolare l'andamento del coefficiente di riflessione. Per questa simulazione è stata imposta una resistenza $R = 1000 \Omega$.

Come si può vedere in figura 2.24, a 10 GHz si è alla frequenza di risonanza della struttura, condizione necessaria per un corretto funzionamento.

2.3 Dispositivo di collegamento puramente resistivo

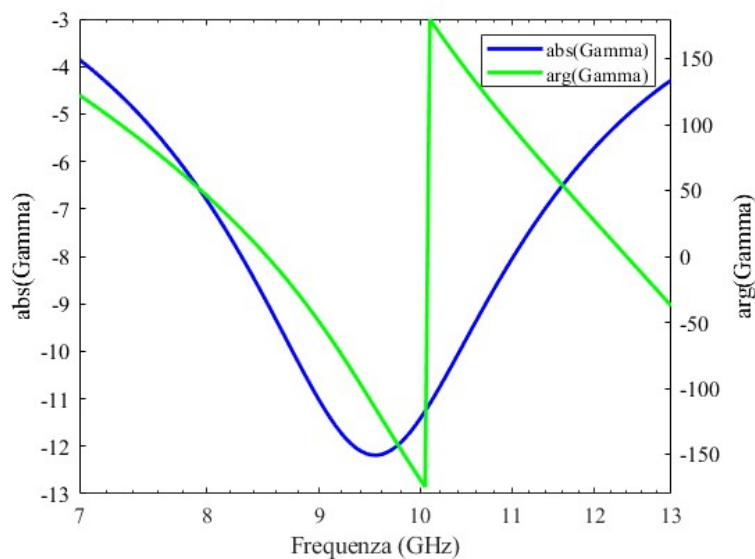


Figura 2.24: Andamento di modulo e fase del coefficiente di riflessione

È possibile verificare l'andamento del coefficiente di riflessione al variare della resistenza. I valori del circuito equivalente considerati nel calcolo vanno da 4Ω a $100\,000 \Omega$. Per questo tipo di simulazione è stata creata una mesh con dimensione massima dell'elemento pari a 1 mm e una dimensione minima pari a 0.04 mm.

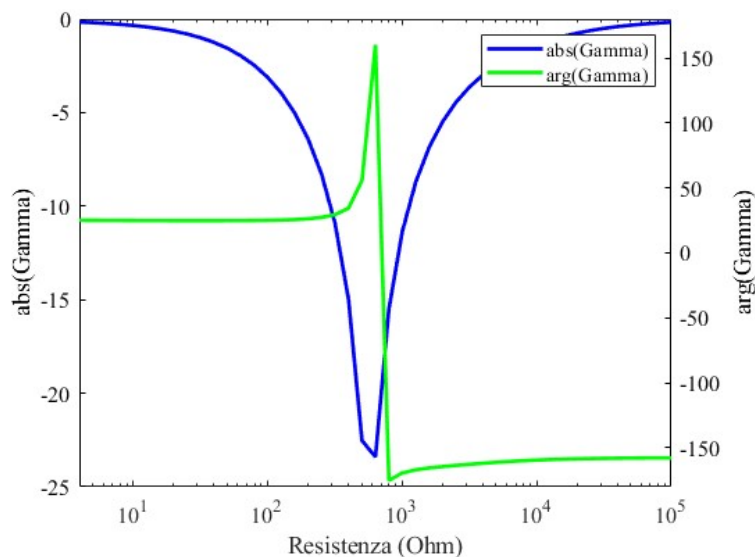


Figura 2.25: Andamento di modulo e fase del coefficiente di riflessione

Lo sfasamento di 180° tra i due stati della resistenza permette, almeno in linea teorica, di ottenere il valor medio nullo in un periodo completo del segnale di controllo della resistenza. Una simulazione a diverse frequenze permette di ricavare

lo sfasamento tra i due stati ed esaminare qual è la banda di funzionamento del dispositivo.

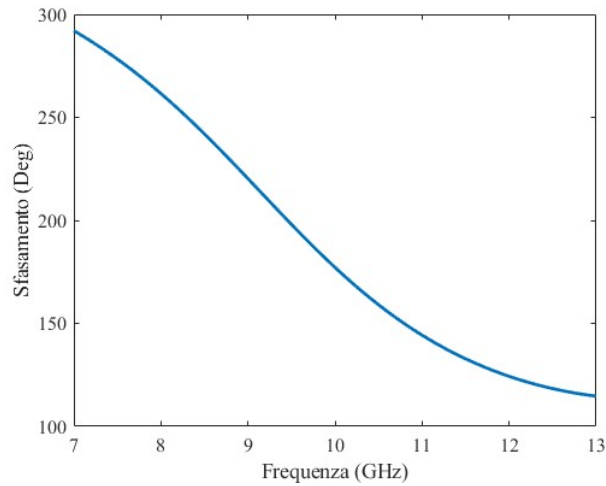


Figura 2.26: Sfasamento tra stato ON e stato OFF per diversi valori di frequenza

Lo sfasamento tra i due stati varia molto rapidamente attorno alla frequenza di lavoro, quindi il dispositivo è, per sua natura, a banda stretta.

2.3.3 Studio nel dominio del tempo

È ora possibile procedere con le simulazioni nel dominio del tempo, in cui la resistenza è inserita sempre attraverso la densità superficiale di corrente. Le altre condizioni sono, ovviamente, equivalenti ma, in generale, tendono ad offrire più problemi di convergenza durante i calcoli numerici, principalmente nelle simulazioni nel dominio del tempo.

L'andamento del segnale di controllo della resistenza è, come nei casi precedenti, un'onda quadra (figura 2.9). La transizione tra i due stati ha una durata di 0.1 ns, il periodo del segnale è di 1.6 ns.

Il campo elettrico E_x incidente ha la forma di una sinusoide moltiplicata per una funzione esponenziale.

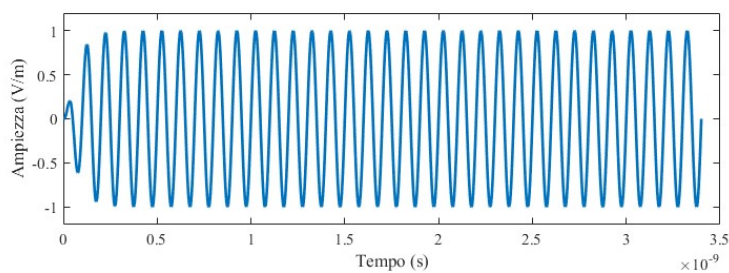


Figura 2.27: Andamento temporale del campo incidente

2.3 Dispositivo di collegamento puramente resistivo

$$E_x = (1 - e^{-2ft})^2 \sin(2\pi ft) \quad (2.14)$$

Il metodo utilizzato per questa simulazione è “Generalized Alpha”, con “Steps taken by solver” impostato su “Strict”. Il solver è MUMPS, inoltre viene inserito l’attributo “Fully Coupled”, con “Nonlinear method” impostato su “Automatic (Newton)”. Il massimo numero di iterazioni è fissato a 10 000.

L’andamento del campo riflesso è riportato nel seguente grafico:

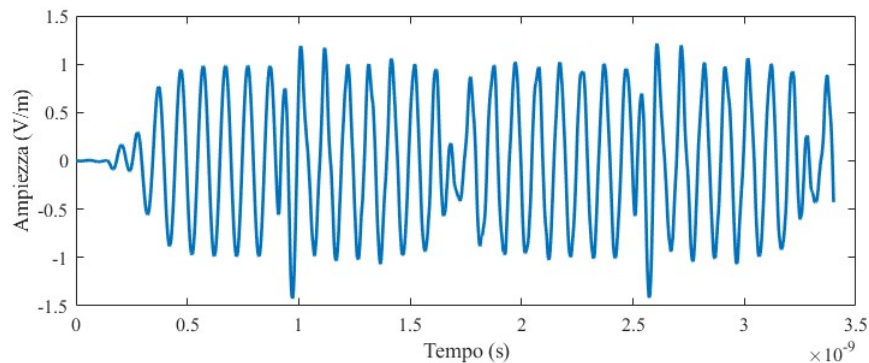


Figura 2.28: Andamento temporale del campo riflesso

Il confronto tra gli spettri dei due segnali è raffigurato nella seguente immagine. Si nota una riduzione dell’armonica con frequenza pari a 10 GHz, e compaiono le due armoniche con frequenze 10.625 GHz e 9.375 GHz.

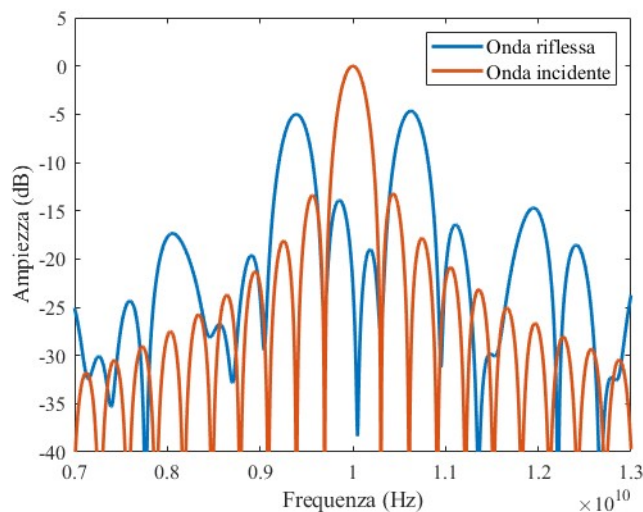


Figura 2.29: Spettri del campo incidente e del campo riflesso

L’attenuazione che si riesce ad ottenere sull’armonica con frequenza 10 GHz è inferiore ai 30 dB.

È interessante confrontare le forme d'onda ottenute rispettivamente da una simulazione in cui la resistenza è implementata attraverso la densità di corrente superficiale e un'altra simulazione in cui la resistenza è implementata attraverso il modulo circuitale.

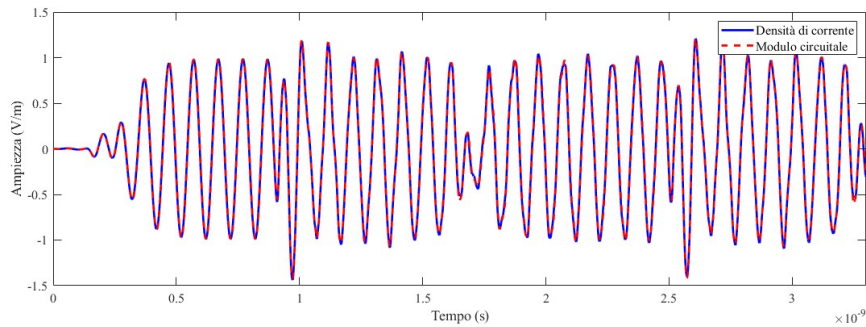


Figura 2.30: Spettri del campo incidente e del campo riflesso

Come si può vedere, le due curve coincidono quasi perfettamente: l'MSE vale -64.9 dB. L'utilizzo del modulo circuitale in luogo delle altre tecniche consente di implementare situazioni più generiche; tuttavia, di contro, il tempo necessario perché la simulazione vada a buon fine è circa il doppio rispetto all'utilizzo della densità di corrente. Inoltre, in caso di parametri più stringenti (come, ad esempio, tempi di salita/discesa più brevi), le simulazioni effettuate attraverso l'utilizzo del modulo circuitale danno più frequentemente problemi di convergenza o restituiscono risultati inverosimili.

2.4 Dispositivo di collegamento resistivo-capacitivo

In questo caso i dispositivi sono simulati tramite una rete equivalente RC parallelo. I due stati hanno le seguenti caratteristiche:

- ON: $R = 4\Omega$, $C = 0.2 \text{ pF}$;
- OFF: $R = 100\,000 \Omega$, $C = 0.2 \text{ pF}$.

Dovendo riottenere uno sfasamento di 180° tra i due stati a partire da condizioni differenti, è necessario modificare la struttura rispetto al caso puramente resistivo.

2.4.1 Struttura

La nuova metacella prevede, quindi, due strati di materiale dielettrico, mentre la base e la struttura in rame depositata al di sopra degli strati dielettrici hanno dimensioni leggermente diverse.

2.4 Dispositivo di collegamento resistivo-capacitivo

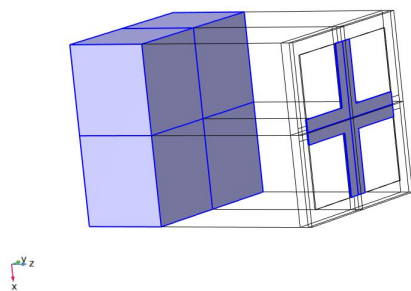


Figura 2.31: Struttura della cella elementare

Le zone evidenziate sono composte da rame. Il dielettrico dello strato inferiore ha costante dielettrica relativa pari a 3.9, mentre il dielettrico della zona superiore ha costante dielettrica relativa pari a 12.25.

La metacella ha una base quadrata di lato 6.678 mm. Lo strato di rame ha altezza pari a 3.15 mm, il primo strato di dielettrico ha altezza pari a 6.013 mm, il secondo strato di dielettrico ha altezza pari a 0.35 mm. Le considerazioni sulla simmetria fatte per la struttura precedente rimangono valide anche in questa, quindi le dimensioni della struttura in rame, specificate nella seguente immagine, sono da intendersi come valide per un quarto della struttura complessiva.

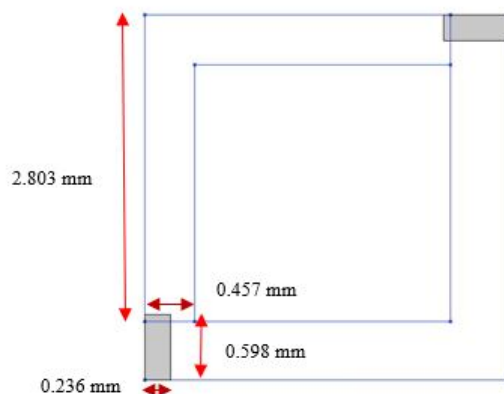


Figura 2.32: Struttura della cella elementare

Infine, l'altezza della struttura in rame è di 0.039 mm.

2.4.2 Studio nel dominio della frequenza

L'onda incidente è di nuovo descritta da una funzione sinusoidale di frequenza 10 GHz e ampiezza unitaria. La definizione di uncircuito equivalente con resistenza e capacità in parallelo può essere fatta in diversi modi:

- 1) Attraverso la conducibilità (Surface Current Density, Transition Boundary Condi-

tion): l'impedenza è legata alla resistività, che a sua volta è legata alla conducibilità. In particolare la capacità è legata alla conducibilità tramite la parte immaginaria dell'impedenza (nel dominio della frequenza) o tramite un'operazione di derivata temporale (nel dominio del tempo);

2) Attraverso un elemento circuitale (Lumped Element, Electrical Circuit Module): è possibile inserire direttamente un elemento resistivo e un elemento capacitivo connessi in parallelo attraverso le apposite opzioni nel modulo "Electromagnetic Waves, Transient", o tramite il modulo circuitale.

Ovviamente l'utilizzo delle diverse condizioni conduce allo stesso risultato; possono cambiare la generalità della descrizione che è possibile implementare, ed i tempi di calcolo. Anche in questo caso le simulazioni sono state eseguite imponendo la condizione "Surface Current Density".

Fissando a 1000Ω il valore della resistenza, si può effettuare una prima simulazione per analizzare come varia il coefficiente di riflessione per diversi valori di frequenza.

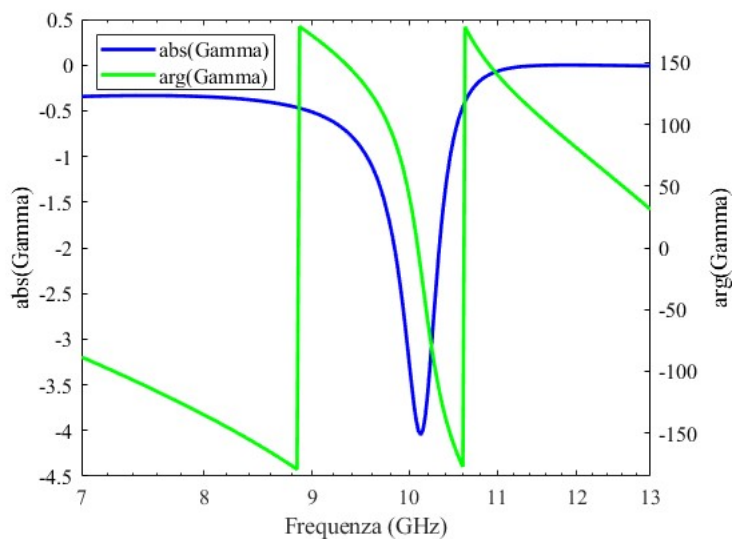


Figura 2.33: Andamento del coefficiente di riflessione in frequenza

Quindi, anche in questo caso, si lavora in prossimità della frequenza di risonanza. Considerando che a variare tra gli stati ON e OFF è solamente la resistenza, mentre la capacità rimane costante, è opportuno esaminare come varia il comportamento della struttura per diversi valori di R. Le curve che indicano come varia il coefficiente di riflessione sono illustrate in figura 2.34.

2.4 Dispositivo di collegamento resistivo-capacitivo

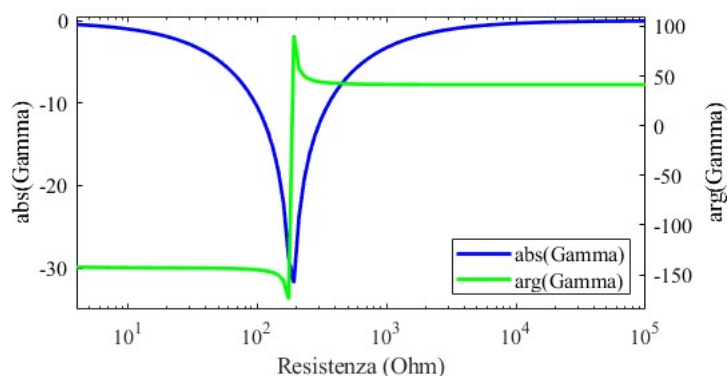


Figura 2.34: Andamento del coefficiente di riflessione al variare di R

Lo sfasamento tra i due stati al variare della frequenza è il seguente:

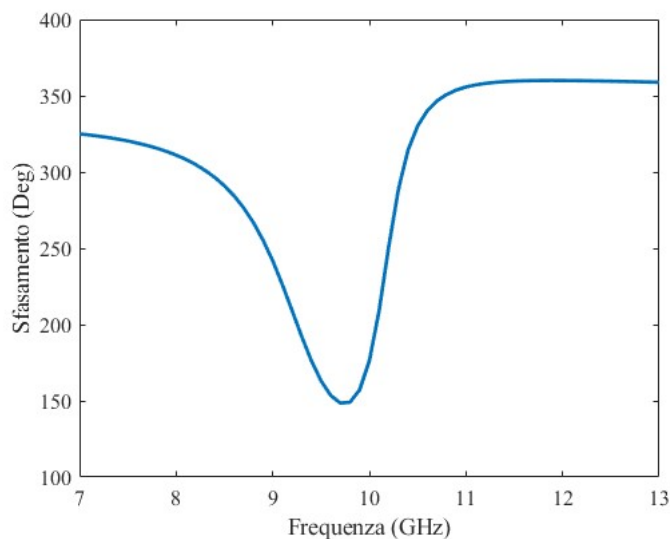


Figura 2.35: Sfasamento tra i due stati della metasuperficie a diversi valori di frequenza

È quindi evidente che, anche questo dispositivo, ha una banda di funzionamento molto stretta.

2.4.3 Studio nel dominio del tempo

L'introduzione di elementi con memoria rende leggermente più critica la simulazione nel dominio del tempo: oltre ad un aumento del tempo di calcolo, si verificano più frequentemente problemi legati alla convergenza del risultato. Per questa simulazione l'andamento della resistenza ed il campo incidente sono gli stessi utilizzati nel caso puramente resistivo (figura 2.9).

Il segnale di controllo della resistenza è lo stesso utilizzato per il caso puramente resistivo. Il metodo scelto è “Generalized Alpha”, con “Steps taken by solver” impostato su “Strict”. Il solver scelto è “MUMPS”, mentre nell’attributo “Fully Coupled” il “Nonlinear method” è impostato su “Automatic (Newton)” e “Maximum number of iterations” è fissato a 10 000.

La simulazione è effettuata per due periodi del segnale di controllo della resistenza. Il campo riflesso ha il seguente andamento.

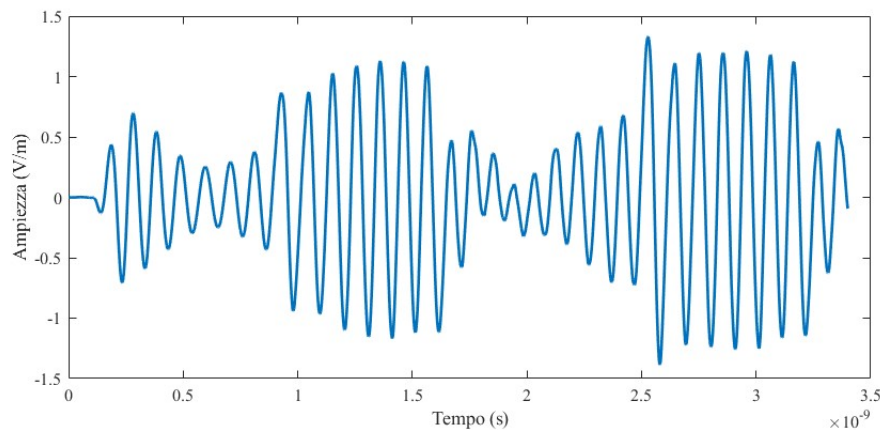


Figura 2.36: Campo E_x riflesso

Come si vede in figura 2.36, in un intervallo di tempo di 0.8 ns il segnale ha ancora delle oscillazioni molto marcate, e non si raggiunge il valore di regime. La condizione 2.9 non è rispettata.

Lo spettro del segnale riflesso, con un andamento della resistenza uguale ad un’onda quadra di periodo 1.6 ns e duty-cycle 0.5, risente del mancato rispetto della condizione sul regime transitorio, e non ha le stesse caratteristiche del suo analogo puramente resistivo. La componente a 10 GHz ha un’attenuazione bassa.

In figura 2.37 si può verificare che l’attenuazione sull’armonica a 10 GHz vale circa 9.5 dB, ed inoltre le armoniche a frequenza traslata non hanno la stessa ampiezza. Effettuando due simulazioni, una per il primo valore della resistenza (stato ON) ed una per il secondo valore della resistenza (stato OFF), è possibile ricavare il tempo che impiega il regime transitorio ad esaurirsi. Per non effettuare due simulazioni differenti, è possibile, ad esempio, ridurre la frequenza del segnale di controllo. Riducendo la frequenza, un periodo abbastanza lungo consente al transitorio di esaurirsi e, di conseguenza, è possibile ricavare i tempi necessari per il raggiungimento del regime permanente. Definendo convenzionalmente l’estinzione del regime transitorio nell’istante in cui il segnale differisce di meno del 10% dal suo valore a regime permanente, si possono ricavare dei valori numerici. L’esaurimento del regime transitorio si può verificare nella seguente immagine.

2.4 Dispositivo di collegamento resistivo-capacitivo

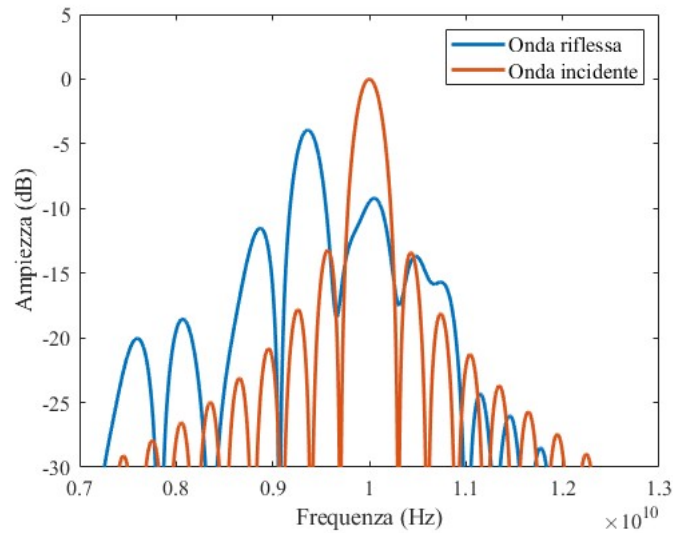


Figura 2.37: Confronto tra gli spettri dell'onda incidente e dell'onda riflessa

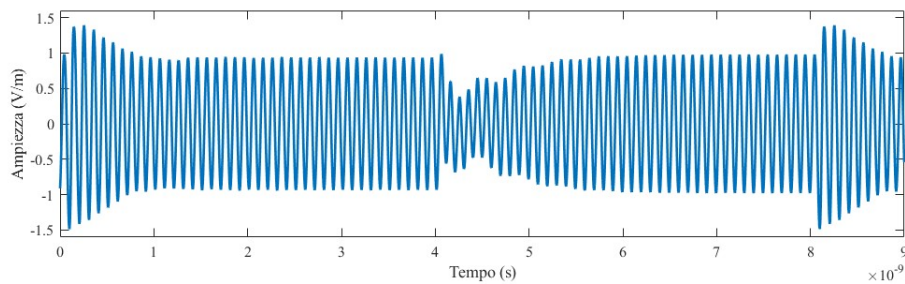


Figura 2.38: Regime transitorio nei due stati

Dall'analisi della forma d'onda si ricavano i tempi di esaurimento:

- Stato ON: 1.33 ns;
- Stato OFF: 0.72 ns.

Un dimezzamento della frequenza di commutazione consente al regime transitorio di esaurirsi completamente in entrambi gli stati. In effetti, passando a 312.5 MHz i transistori si esauriscono completamente e si ha una attenuazione migliore. Questo miglioramento si può vedere in 2.39.

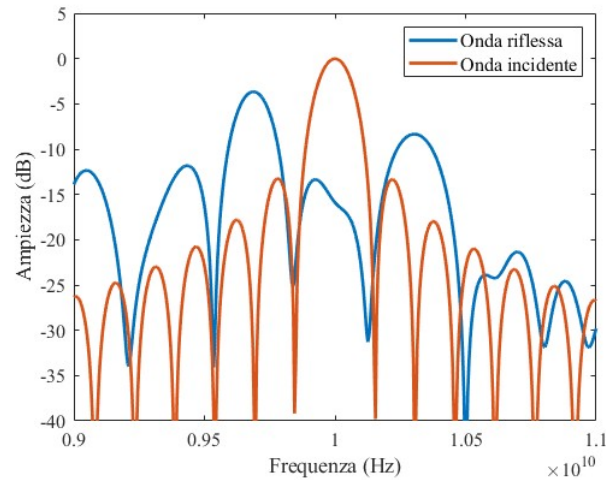


Figura 2.39: Spettri dell'onda incidente e dell'onda riflessa a frequenza di commutazione della superficie dimezzata

L'attenuazione arriva ad un valore pari a 15.8 dB. Le due componenti a frequenza traslata, però, non hanno ancora la stessa ampiezza.

Riducendo drasticamente la frequenza, ad esempio portandola a 25 MHz, si ottiene un'attenuazione leggermente più elevata. Ovviamente, le due componenti a frequenza traslata sono molto più vicine alla frequenza centrale rispetto ai casi precedenti.

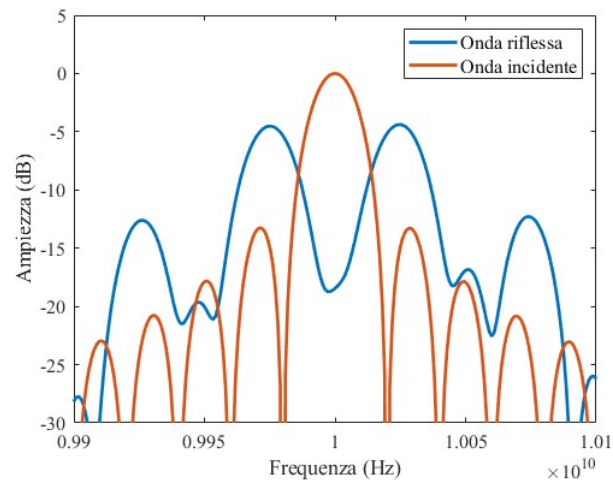


Figura 2.40: Spettri dell'onda incidente e dell'onda riflessa a frequenza di commutazione della superficie pari a 25 MHz

Per il tracciamento di questo grafico sono stati simulati due periodi del segnale di controllo della resistenza, per un totale di 80 ns. In questo modo si riesce ad ottenere un'attenuazione di circa 18.5 dB sull'armonica a 10 GHz. Le due componenti a frequenza traslata sono ben evidenti, rispettivamente a 9.975 GHz e 10.025 GHz,

2.4 Dispositivo di collegamento resistivo-capacitivo

ed hanno la stessa ampiezza.

Per poter utilizzare questa struttura a frequenze di commutazione superiori, è necessario ridurre la durata dei regimi transitori. Per farlo, non potendo intervenire sui parametri reattivi, bisogna ridurre il più possibile lo spessore della cella elementare, facendo attenzione a lasciare invariata a 10 GHz la frequenza di risonanza. Nella formula 2.13, oltre alla lunghezza e alla frequenza, compare anche l'impedenza caratteristica (che dipende da ϵ_r) che può essere utilizzata per compensare la diminuzione dell'altezza; si può quindi agire sul dielettrico, scegliendone uno con permittività relativa più elevata.

Capitolo 3

Tecnica di camuffamento a spettro espanso mediante metasuperfici

In questa sezione viene illustrata una tecnica di camuffamento elettromagnetico basata sulla modulazione nel dominio del tempo di una metasuperficie, ripresa da [28] ed applicata con i dispositivi illustrati. In particolare, dopo aver illustrato il caso ideale, verranno illustrati alcuni casi basati sulle strutture proposte nei capitoli precedenti.

3.1 Modello matematico

Si supponga che la metasuperficie sia modulata da una sequenza temporale $m(t)$, e che, di conseguenza, esibisca un coefficiente di riflessione $R(t, \omega)$. Quando un'onda incidente colpisce la metasuperficie, il suo spettro viene allargato grazie alla variazione temporale pseudocasuale del coefficiente di riflessione, apparendo molto simile allo spettro del rumore. Con una densità spettrale di potenza molto bassa, è molto difficile, per un sistema di rilevamento, identificare l'oggetto, a meno che non sia noto il sistema di modulazione.

Una possibilità interessante che una tecnica di questo tipo fornisce, infatti, è quella di rendere rilevabile l'oggetto dai rilevatori che hanno a disposizione la chiave, mentre, per i rilevatori nemici, idealmente, l'oggetto viene nascosto poichè la sua impronta radar viene attenuata e il suo spettro viene espanso. Come chiave, in questo caso, si intende la sequenza $m(t)$ che viene utilizzata per la modulazione della metasuperficie. Tramite la chiave si ottiene la sequenza che controlla l'andamento del coefficiente di riflessione che, come detto, è uguale a 1 o -1. Di fatto, la chiave, quindi, è una sequenza pseudocasuale di lunghezza variabile di 1 e -1, in cui il segnale rimane costante per un periodo T_b . Un radar amico, che quindi è a conoscenza della chiave che regola la modulazione della metasuperficie, può demodulare il segnale riflesso con una semplice operazione di post-processing. Vale infatti:

$$\psi_{demod}(t) = \psi_{scat}(t) \frac{1}{R(t, \omega_0)} = A(t) e^{j\omega_0 t} = \psi_{inc} \quad (3.1)$$

In questo modo un radar amico riesce a decodificare il segnale, che invece è camuffato per un radar non in possesso della chiave.

Una demodulazione di questo tipo, inoltre, ha un'altra importante proprietà: permette di ottenere immunità all'interferenza. In presenza di un segnale interferente, un radar nemico rileva:

$$\psi_{foe}(t) = \psi_{scat}(t) + \psi_{int}(t) = R(t, \omega_0) \psi_{inc}(t) + \psi_{int}(t) \quad (3.2)$$

E quindi l'interferenza altera il segnale ricevuto. Per un radar amico, invece, dopo la demodulazione si ha:

$$\psi_{friend}(t) = \psi_{foe}(t) \frac{1}{R(t, \omega_0)} = [R(t, \omega_0) \psi_{inc}(t) + \psi_{int}(t)] \frac{1}{R(t, \omega_0)} = \psi_{inc} + \frac{\psi_{int}(t)}{R(t, \omega_0)} \quad (3.3)$$

Dato che, idealmente, $R(t, \omega)$ varia tra 1 e -1, vale $[R(t, \omega_0)]^{-1} = R(t, \omega_0)$. Lo spettro di $\psi_{friend}(t)$, quindi, si ottiene in questo modo:

$$\tilde{\psi}_{friend}(\omega) = \tilde{\psi}_{inc}(\omega) + \frac{1}{\tilde{R}(\omega, \omega_0)} * \tilde{\psi}_{int}(\omega) = \tilde{\psi}_{inc}(\omega) + \tilde{R}(\omega, \omega_0) * \tilde{\psi}_{int}(\omega) \quad (3.4)$$

Dove con $*$ si indica l'operazione di convoluzione. Questo risultato mostra che, se la larghezza di banda del segnale interferente è minore della larghezza di banda del segnale di modulazione (nei casi pratici è una condizione abbastanza comune), allora il segnale interferente subisce a sua volta l'espansione dello spettro, risultando camuffato per il radar amico. Chiaramente, nei casi reali non si riesce ad ottenere un coefficiente di riflessione esattamente pari a 1 o -1, quindi l'effetto dell'interferenza è maggiore rispetto al caso ideale.

La funzione $m(t)$ pseudocasuale può avere diverse forme, ed inoltre, affinché le possibilità di rilevamento vengano minimizzate, deve cambiare di periodo in periodo. Di conseguenza non è possibile determinarne lo spettro, ma se ne può calcolare la funzione di autocorrelazione. Vale:

$$s_p(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} m(\tau) m(t + \tau) d\tau = -\frac{1}{N} + \frac{N+1}{N} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \Lambda\left(\frac{t - nNT_b}{T_b}\right) \quad (3.5)$$

Dove con Λ si è indicata la funzione triangolare:

$$\Lambda(t) = \begin{cases} 1 - |t|; & t \leq 1 \\ 0; & t > 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

Inoltre, tra T_m (periodo del segnale $m(t)$) e T_b vale la relazione $T_m = NT_b$. N , quindi, è la lunghezza della sequenza pseudocasuale $m(t)$.

La trasformata di Fourier della funzione di autocorrelazione di $m(t)$ è la densità spettrale di potenza del segnale $m(t)$ stesso ([32]). Vale quindi:

$$\tilde{s}_p(f) = \frac{1}{N^2} \delta(f) + \frac{N+1}{N^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \underset{n \neq 0}{\surd} \text{sinc}^2\left(\frac{n}{N}\right) \delta\left(f - \frac{n}{N} f_b\right) \quad (3.7)$$

Dove $f_b = T_b^{-1}$ ed inoltre:

$$\text{sinc}(f) = \begin{cases} 0; & f = 1 \\ \frac{\sin(\pi f)}{\pi f}; & f \neq 1 \end{cases} \quad (3.8)$$

La funzione che rappresenta la densità spettrale di potenza di $m(t)$, quindi, è discreta, dato che $s_p(t)$ è periodico. L'incremento della frequenza f_b provoca una variazione più veloce del segnale $m(t)$ e, di conseguenza, l'effetto di allargamento dello spettro aumenta (graficamente si verifica un allargamento dei lobi che compongono lo spettro del segnale). La larghezza del lobo principale vale $2f_b$, mentre quella dei lobi secondari vale f_b . Il valore in dc non può essere nullo, dato che N deve essere un numero dispari, e di conseguenza il valore medio è diverso da zero. Il suo valore, comunque, diminuisce all'aumentare di N .

3.2 Caso ideale

Il caso ideale illustrato in [28] è stato riprodotto in MatLab, con i seguenti risultati. Il segnale riflesso è un segnale sinusoidale a 10 GHz, che ha fase uguale a 0° nello stato 1 e fase uguale a 180° nello stato -1:

- Stato 1: $\psi_{scat}(t) = \sin(2\pi f_0 t)$;
- Stato 2: $\psi_{scat}(t) = \sin(2\pi f_0 t + \pi) = -\sin(2\pi f_0 t)$.

Un esempio di andamento del segnale riflesso, con un segnale di controllo della metasuperficie di frequenza pari a 250 MHz, è raffigurato in figura 3.1.

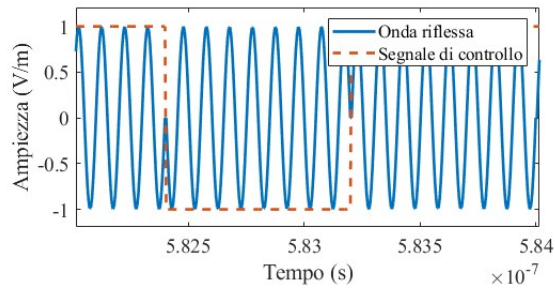


Figura 3.1: Andamento dell'onda riflessa nel caso ideale

Lo spettro, per alcuni valori di N , è riportato nelle seguenti immagini. Il segnale modulante, questa volta, ha un periodo di 4 ns:

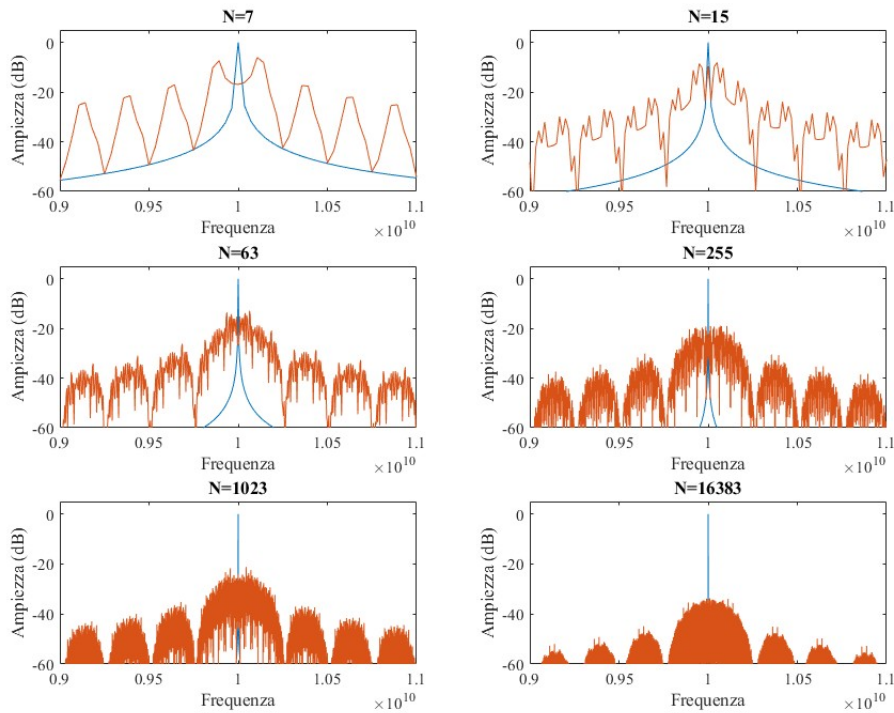


Figura 3.2: Spettri dei segnali riflessi per diversi valori di N

All'aumentare di N , quindi, aumenta l'attenuazione. La larghezza di banda del lobo principale è 500 MHz, e si riduce a 250 MHz nei lobi secondari, come ci si aspetta. Gli N scelti sono della forma $2^M - 1$, con $M = 3, 4, 6, 8, 10, 14$.

Queste forme d'onda sono tracciate, come detto, nel caso ideale. Con dispositivi reali i cambi di stato non sono istantanei, ed inoltre sono presenti dei transistori che si devono esaurire. Per primo sarà esaminato il caso della cella elementare con circuito equivalente del dispositivo di switching puramente resistivo.

3.3 Caso con dispositivo puramente resistivo

Una simulazione con 1023 periodi risulta molto onerosa computazionalmente, di conseguenza la sua esecuzione, comporta tempi di simulazione molto elevati. È necessario, dunque, trovare un altro modo per costruire un segnale modulato da un'onda quadra pseudocasuale. Una maniera per aggirare il problema è quella di ricostruire un segnale in MatLab a partire da un segnale simulato, inserendo i transistori solo quando c'è un cambio di stato. Per farlo, si può, per prima cosa, eseguire una simulazione con frequenza di modulazione dimezzata, con una durata complessiva di due periodi. In questo modo si simula la sequenza +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 -1, in cui 1 corrisponde allo stato OFF ($R = 100k\Omega$) e -1 corrisponde allo stato ON ($R = 4\Omega$). Si possono estrarre i segnali nei singoli periodi, in particolare per le quattro combinazioni che saranno utilizzate:

- Caso 1: stato n-1-esimo -1, stato n-esimo -1;
- Caso 2: stato n-1-esimo -1, stato n-esimo +1;
- Caso 3: stato n-1-esimo +1, stato n-esimo -1;
- Caso 4: stato n-1-esimo +1, stato n-esimo +1.

Nel segnale considerato nella simulazione si riescono ad estrarre tutte le combinazioni elencate. La frequenza scelta per il segnale che modula la metasuperficie in questo caso preso in esame è 1.25 GHz, quindi il periodo vale 0.8 ns. Nel caso di dispositivo puramente resistivo, i transistori hanno durata più breve di questo periodo del segnale. Le forme d'onda utilizzate per la ricostruzione del segnale sono le seguenti:

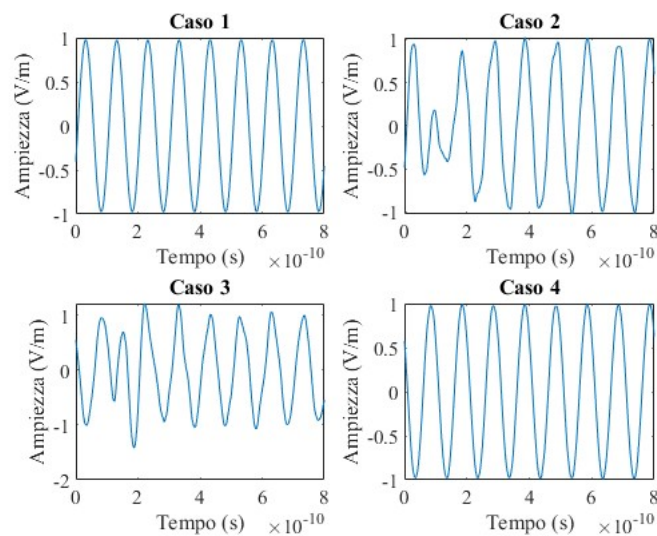


Figura 3.3: Forme d'onda per ricostruire l'onda riflessa

Chiaramente, creare la continuità tra due segnali appartenenti a casi diversi è un'operazione critica, e la non perfetta corrispondenza ha effetti sullo spettro risultante. Un estratto del segnale ricostruito è il seguente:

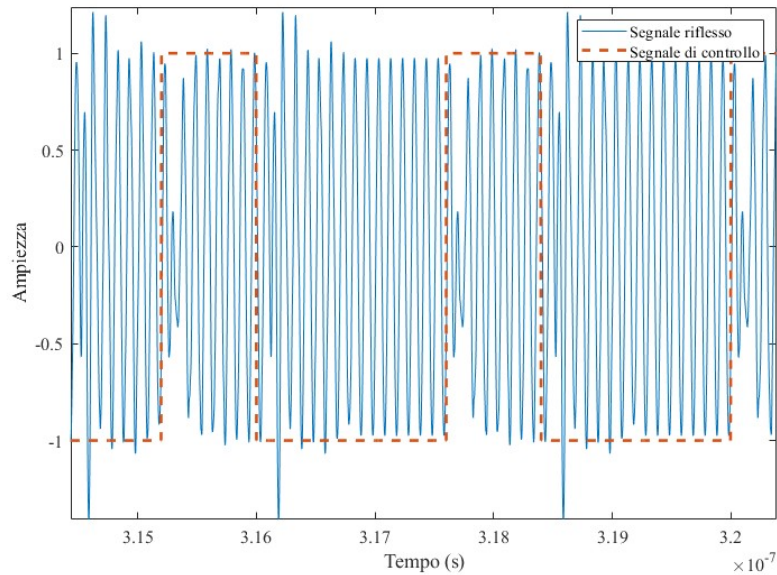


Figura 3.4: Andamento del segnale ricostruito

Come si vede, al fine di ricostruire un segnale il più possibile simile a quello reale, le discontinuità tra i segnali appartenenti a due intervalli adiacenti sono ridotte al minimo, inoltre sono presenti i regimi transitori. Lo spettro del segnale riflesso ha la seguente forma:

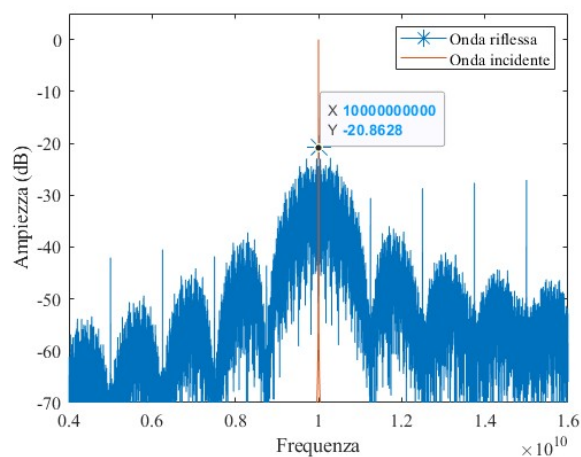


Figura 3.5: Spettro del segnale riflesso, $N=1023$. Compagno dei picchi di ampiezza rilevante in corrispondenza delle frequenze $f = n f_b$, $n \in \mathbb{Z}$

La larghezza dei lobi è quella che ci si aspetta in base alla frequenza del segnale

che controlla la modulazione. Nella frequenza $f = 10$ GHz si ottiene un'attenuazione superiore ai 20 dB (è importante notare che questo valore dipende da N e dallo squilibrio tra 1 e -1 nel segnale di controllo, quindi, essendo quest'ultimo segnale diverso ogni volta che viene avviata una nuova simulazione, l'attenuazione può variare leggermente in ogni nuova simulazione), compaiono inoltre dei picchi distanziati tra loro di 1.25 GHz. Questi picchi sono dovuti principalmente all'esistenza del regime transitorio e, in misura minore, alla imperfetta corrispondenza tra due periodi del segnale di controllo successivi, nell'operazione di costruzione del segnale riflesso.

3.4 Caso con dispositivo resistivo-capacitivo

Il modello che comprende un resistore e un condensatore in parallelo è leggermente più complesso, a causa della presenza di transistori che si esauriscono più lentamente. Per questo secondo dispositivo saranno simulati due casi: il primo a frequenza del segnale di controllo pari a 1.25 GHz, che non consente l'esaurimento dei transistori, il secondo a frequenza del segnale di controllo pari a 250 MHz, che consente l'esaurimento dei transistori.

3.4.1 Frequenza del segnale di controllo pari a 1.25 GHz

Volendo mantenere il periodo del segnale di controllo della metasuperficie pari a 0.8 ns come nel caso resistivo, è necessario costruire il segnale in MatLab con più attenzione. Bisogna effettuare una simulazione con la sequenza +1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 +1 +1 -1 -1, in cui 1 corrisponde allo stato OFF ($R = 100k\Omega$) e -1 corrisponde allo stato ON ($R = 4\Omega$). La zona di transizione tra i due stati è derivabile con derivata continua fino al secondo ordine, e la sua durata è di 0.1 ns. La simulazione viene effettuata con istanti di output distanziati di 1 ps, metodo "Generalized alpha", con "Steps taken by solver" impostato su "Strict". Il solver è "MUMPS", il metodo non lineare scelto nell'attributo "Fully Coupled" è "Automatic (Newton)".

I casi possibili, questa volta, sono sei, dato che i transistori possono esaurirsi in più di due periodi:

- Caso 1: stato n-2-esimo -1, stato n-1-esimo -1, stato n-esimo -1;
- Caso 2: stato n-1-esimo -1, stato n-esimo 1;
- Caso 3: stato n-1-esimo 1, stato n-esimo -1;
- Caso 4: stato n-2-esimo -1, stato n-1-esimo 1, stato n-esimo 1;
- Caso 5: stato n-2-esimo 1, stato n-1-esimo -1, stato n-esimo -1;
- Caso 6: stato n-2-esimo 1, stato n-1-esimo 1, stato n-esimo 1.

Le onde corrispondenti ai vari casi sono le seguenti:

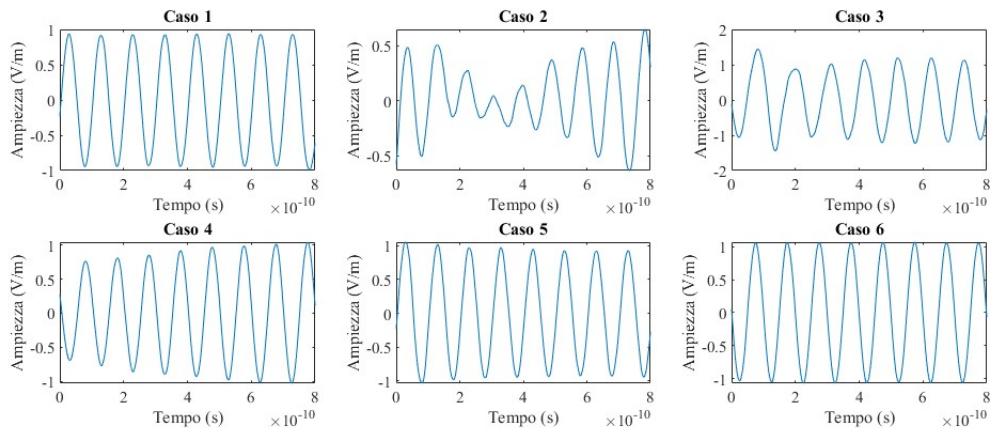


Figura 3.6: Forme d'onda per la costruzione del segnale riflesso

La forma d'onda che deriva dalla composizione dei casi elementari appare in questo modo:

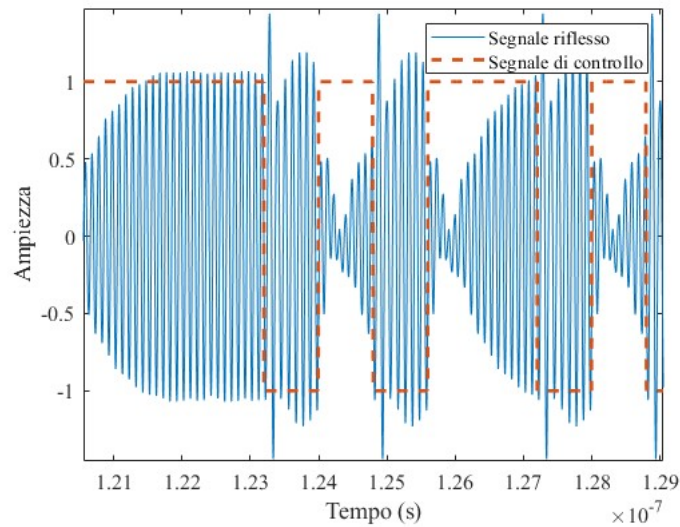


Figura 3.7: Ricostruzione del campo riflesso

Lo spettro del segnale ottenuto è illustrato in figura 3.8.

L'attenuazione dell'armonica con frequenza uguale a 10 GHz è leggermente minore rispetto al caso puramente resistivo (mediamente vale circa 19.4 dB), inoltre i picchi secondari hanno un'ampiezza molto elevata. Per questi ultimi, l'attenuazione può diminuire anche di 8-9 dB rispetto al caso precedente. Questi picchi secondari, che presentano una periodicità in frequenza pari alla frequenza del segnale di controllo della superficie, in base alla sequenza di modulazione possono avere anche ampiezze maggiori rispetto all'ampiezza del picco a 10 GHz. Il picco di valore più elevato è

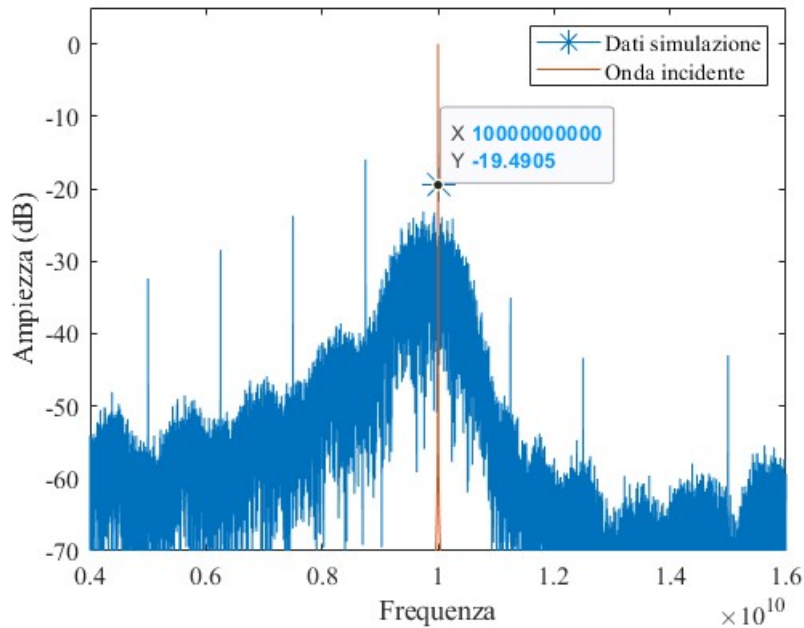


Figura 3.8: Spettro con $f_0 = 1.25GHz$ e $N=1023$

quello relativo alla frequenza 8.75 GHz, che si attesta su un valore minore di circa 16.5 dB rispetto all'ampiezza che ha il segnale incidente a 10 GHz. Gli altri picchi, invece, si attestano su valori di attenuazione superiori a 24 dB. Picchi con attenuazioni così ridotte possono facilmente ricadere sopra la soglia di rilevamento del sistema nemico.

3.4.2 Frequenza del segnale di controllo pari a 250 MHz

Un miglioramento si può ottenere aumentando la frequenza del segnale di controllo della metasuperficie, ad esempio portandola a 250 MHz. Come si è visto precedentemente, infatti, il regime transitorio si esaurisce in un intervallo temporale abbastanza piccolo rispetto al periodo del segnale di controllo, se questo è uguale a 4 ns. Essendo la frequenza uguale a 250 MHz, ci si aspetta una diversa larghezza dei lobi della densità spettrale di potenza, che devono restringersi. Le simulazioni vengono effettuate con gli stessi parametri descritti precedentemente, ma gli istanti di output sono distanziati di 5 ps.

Di nuovo vengono estratte le quattro combinazioni relative agli stati n-1-esimo e n-esimo:

- Caso 1: stato n-1-esimo -1, stato n-esimo -1;
- Caso 2: stato n-1-esimo -1, stato n-esimo +1;
- Caso 3: stato n-1-esimo +1, stato n-esimo -1;
- Caso 4: stato n-1-esimo +1, stato n-esimo +1.

Le forme d'onda estratte sono illustrate in figura 3.9.

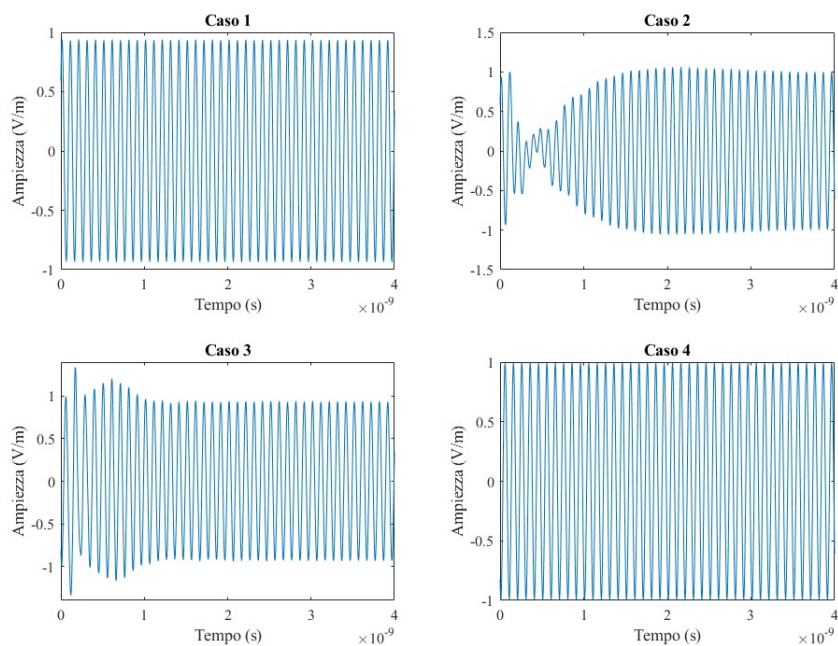


Figura 3.9: Forme d'onda per la ricostruzione del campo riflesso

Il segnale ricostruito nel modo illustrato appare in questo modo:

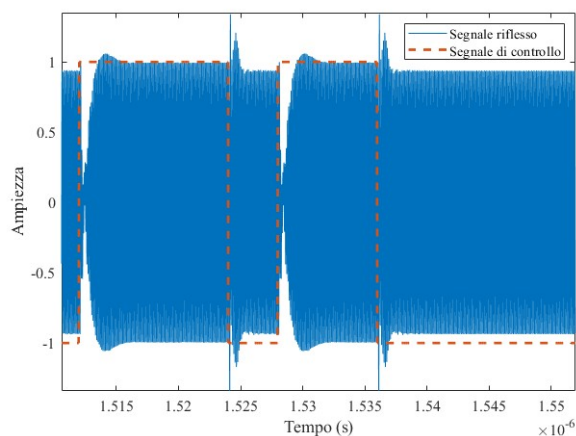


Figura 3.10: Segnale ricostruito, $N=1023$

Analizzando le forme d'onda elementari utilizzate per la composizione del segnale, si nota immediatamente come le discontinuità tra due forme d'onda adiacenti siano ridotte al minimo.

Lo spettro che si ottiene a partire da queste forme d'onda, scegliendo di nuovo $N = 1023$, è raffigurato in figura 3.11.

L'attenuazione per la componente a 10 GHz che si riesce ad ottenere è inferiore ai 20 dB. Anche qui compaiono i picchi, distanziati, questa volta, di 250 MHz,

3.4 Caso con dispositivo resistivo-capacitivo

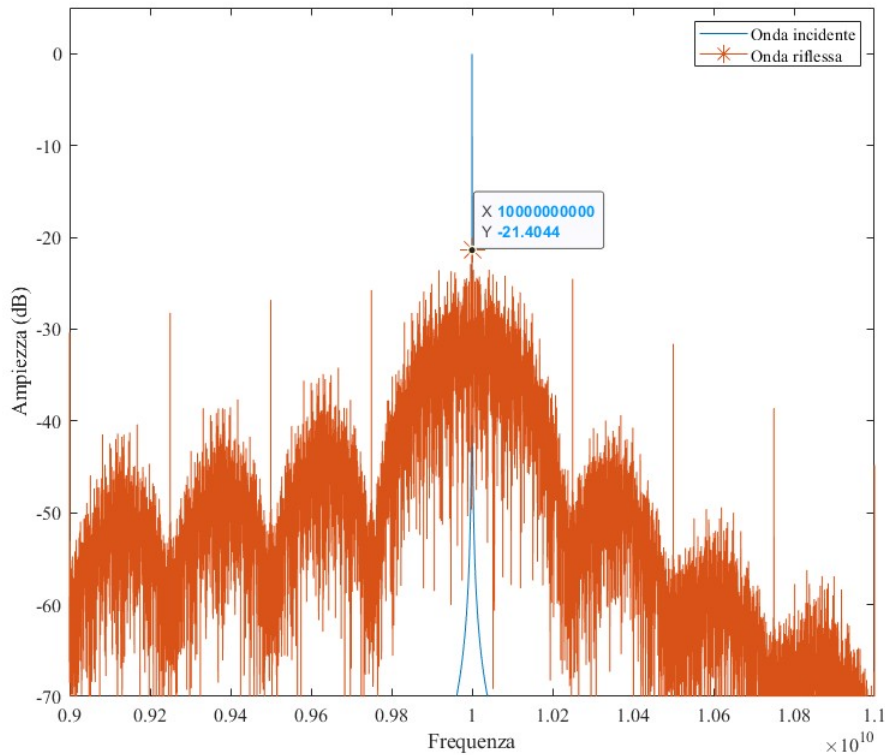


Figura 3.11: Spettro, $f_0 = 250MHz$ e $N=1023$

esattamente come ci si aspetta. Rispetto al caso puramente resistivo, l'ampiezza della componente a 10 GHz è circa uguale, ma l'ampiezza dei picchi secondari è più elevata. Invece, rispetto al caso con frequenza di switching maggiore, oltre ad una attenuazione leggermente maggiore dell'armonica a 10 GHz, si ha un'attenuazione decisamente più elevata sui picchi secondari.

L'attenuazione dell'armonica a 10 GHz è stata, inoltre, calcolata, per $N = 1023$, in cinquanta casi. L'attenuazione media che si ottiene è di -21.2 dB, con una deviazione standard pari a 0.75. Empiricamente si verifica che l'attenuazione è superiore a 20 dB per più del 90% delle chiavi.

Conclusione

Con il presente elaborato è stato illustrato un impiego delle metasuperfici nell'ambito della riduzione dell'impronta radar di un oggetto. Il sistema è classificato come sistema di cancellazione passivo, ed è in grado di operare in sinergia con altri sistemi di occultamento elettromagnetico.

Lo stato della cella elementare viene controllato tramite transistori, che sono stati simulati attraverso il loro circuito equivalente. Considerando un transistor con una capacità trascurabile, quindi con circuito equivalente puramente resistivo, si è ottenuta un'attenuazione molto elevata sulla componente relativa alla frequenza dell'onda incidente. Con un transistor con circuito equivalente resistivo-capacitivo, invece, le condizioni per ottenere un'attenuazione considerevole sono più stringenti, a causa della durata maggiore del regime transitorio. In questo caso il segnale di controllo dei transistori non può avere una frequenza troppo elevata, come nel caso di circuito equivalente puramente resistivo. Una frequenza del segnale di controllo più bassa ha implicazioni anche sulle componenti Doppler generate artificialmente, che si troveranno più vicine alla frequenza dell'onda incidente. Non potendo intervenire sulla capacità equivalente, per innalzare il valore della frequenza del segnale di controllo si può intervenire sullo spessore della metasuperficie, che deve essere minimizzato, per quanto possibile.

È stata poi illustrata un'applicazione della metasuperficie progettata nell'ambito di una tecnica di occultamento a spettro espanso. Sono state valutate le attenuazioni nel caso ideale, nel caso di dispositivo di collegamento puramente resistivo e nel caso di dispositivo di collegamento resistivo-capacitivo. È stato mostrato come, in base alla lunghezza della chiave, si ottiene un diverso valore di attenuazione. Utilizzando la metasuperficie descritta in questa trattazione si ottiene uno spettro con un andamento simile a quello ideale, ma con dei picchi in corrispondenza dei multipli della frequenza del segnale di controllo dei dispositivi. Questo effetto è dovuto alla presenza del regime transitorio, che si esaurisce in un intervallo temporale non trascurabile.

Una diminuzione del periodo T_b consente di ottenere, a parità di durata del segnale di controllo, un valore di N più elevato e quindi una migliore attenuazione. Di contro, la durata del transitorio, in rapporto alla durata del periodo, aumenta, quindi si ottiene uno spettro sempre più differente da quello ideale, con la presenza di picchi secondari con ampiezza elevata.

Bibliografia

- [1] M. Sorolla R. Marqués, F. Martín and F. Capolino. *Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications*. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2008.
- [2] Viktor G. Veselago. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . *Physics-Uspeski*, 10:509–514, 1968.
- [3] Zoran Jaksic, N. Dalarsson, and Milan Maksimovic. Negative refractive index metamaterials: Principles and applications. *Microwave Review*, 12, 04 2006.
- [4] Aobo Li, Shreya Singh, and Dan Sevenpiper. Metasurfaces and their applications. *Nanophotonics*, 7, 06 2018.
- [5] D. R. Smith, Willie J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz. Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Phys. Rev. Lett.*, 84:4184–4187, May 2000.
- [6] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, and W.J. Stewart. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11):2075–2084, 1999.
- [7] Nader Engheta. Circuits with light at nanoscales: Optical nanocircuits inspired by metamaterials. *Science*, 317:1698 – 1702, 2007.
- [8] W.S. Gan. *New Acoustics Based on Metamaterials*. In: Gauge Invariance Approach to Acoustic Fields. Springer, Singapore., 2019.
- [9] S. A. Tretyakov and S. I. Maslovski. Veselago materials: What is possible and impossible about the dispersion of the constitutive parameters. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 49(1):37–43, 2007.
- [10] Christophe Caloz and Zoé-Lise Deck-Léger. Spacetime metamaterials—part i: General concepts. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68(3):1569–1582, 2020.

Bibliografia

- [11] Christophe Caloz and Zoé-Lise Deck-Léger. Spacetime metamaterials—part ii: Theory and applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68(3):1583–1598, 2020.
- [12] E. Knott M.T. Tuley and J.F. Shaeffer. *Radar Cross Section Second Edition*. Boston, United State of America, Artech House Publishers, 1993.
- [13] http://www.mar-it.de/radar/rcs/ship_rcs_table.pdf , consultato il 03/11/2022.
- [14] Mirabel Cerqueira Rezende, Marcelo da Rosa Alexandre, Souza Miacci, and Evandro Nohara. Radar cross section measurements (8-12 ghz) of magnetic and dielectric microwave absorbing thin sheets. 2002.
- [15] W. Emerson. Electromagnetic wave absorbers and anechoic chambers through the years. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 21(4):484–490, 1973.
- [16] R.L. Fante and M.T. McCormack. Reflection properties of the salisbury screen. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36(10):1443–1454, 1988.
- [17] S. Vellucci. *Design of scattering manipulating devices for novel antenna applications through metasurfaces*. PhD thesis, ROMA TRE University, 2019.
- [18] Pekka Alitalo, Olli Luukkonen, Liisi Jylha, Jukka Venermo, and Sergei A. Tretyakov. Transmission-line networks cloaking objects from electromagnetic fields. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(2):416–424, 2008.
- [19] P.-S. Kildal, A.A. Kishk, and A. Tengs. Reduction of forward scattering from cylindrical objects using hard surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(11):1509–1520, 1996.
- [20] Xiao S Xu Q Li X Zhou L. Sun S, He Q. Gradient-index meta-surfaces as a bridge linking propagating waves and surface waves. *Nature Mater* 11, 2012.
- [21] Bo Zhu, Yijun Feng, Junming Zhao, Ci Huang, and Tian Jiang. Switchable metamaterial reflector/absorber for different polarized electromagnetic waves. *Applied Physics Letters*, 97, 10 2010.
- [22] Davide Ramaccia, Dimitrios L. Sounas, Andrea Alù, Alessandro Toscano, and Filiberto Bilotti. Phase-induced frequency conversion and doppler effect with time-modulated metasurfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68(3):1607–1617, 2020.
- [23] Mingkai Liu, Alexander Kozyrev, and Ilya Shadrivov. Time-varying metasurfaces for broadband spectral camouflage. *Physical Review Applied*, 12, 11 2019.

- [24] O. Buchnev, J. Wallauer, M. Walther, N. Podoliak, M. Kaczmarek, N. I. Zheludev, and V. A. Fedotov. Tunable liquid crystal-loaded metasurfaces for ir and thz applications. In *CLEO: 2014*, page STu2M.5. Optica Publishing Group, 2014.
- [25] Li-Hao Yeh and Jean-Fu Kiang. Microwave tunable metasurfaces implemented with ferroelectric materials and periodical copper wires. *Progress In Electromagnetics Research M*, 37:191–202, 01 2014.
- [26] <https://www.microsemi.com/sites/default/files/micnotes/701.pdf> , consultato il 21/11/2022.
- [27] Aobo Li, Zhangjie Luo, Hiroki Wakatsuchi, Sanghoon Kim, and Daniel F. Sievenpiper. Nonlinear, active, and tunable metasurfaces for advanced electromagnetics applications. *IEEE Access*, 5:27439–27452, 2017.
- [28] Xiaoyi Wang and Christophe Caloz. Spread-spectrum selective camouflaging based on time-modulated metasurface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 69(1):286–295, 2021.
- [29] J. M. Manley and H. E. Rowe. Some general properties of nonlinear elements—part i. general energy relations. *Proceedings of the IRE*, 44(7):904–913, 1956.
- [30] H. E. Rowe. Some general properties of nonlinear elements. ii. small signal theory. *Proceedings of the IRE*, 46(5):850–860, 1958.
- [31] F.T. Ulaby. *Fondamenti di campi elettromagnetici: teoria e applicazioni*. McGraw-Hill, 2006.
- [32] J.G. Proakis M. Salehi. *Communication system engineering 2nd edition*. Prentice Hall, 2002.