

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA  
CAMPUS DI CESENA  
DIPARTIMENTO DI  
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE  
"GUGLIELMO MARCONI"

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA PER L'ENERGIA  
E L'INFORMAZIONE

ELABORAZIONE DI SEGNALI  
ELETTROMAGNETICI MEDIANTE  
METASUPERFICI

Elaborato in  
COMUNICAZIONI DIGITALI E INTERNET

Relatore:

Chiar.mo Prof. Ing.  
DAVIDE DARDARI

Correlatore:

Prof. Ing.  
GIANNI PASOLINI

Presentata da

ANDREA FAROLFI

Anno Accademico 2020/2021



# Indice

<b>1</b>	<b>Metasuperfici</b>	<b>6</b>
1.1	Caratteristiche generali . . . . .	6
1.2	Modello macroscopico . . . . .	8
1.3	Classificazione delle metasuperfici . . . . .	12
1.4	Applicazioni . . . . .	13
<b>2</b>	<b>Stato dell'arte</b>	<b>14</b>
2.1	Traslazione in frequenza realizzata utilizzando metasuperfici controllate nel tempo . . . . .	14
2.2	Conversione di frequenza ed effetto doppler utilizzando metasuperfici controllate nel tempo . . . . .	18
2.3	Mimetizzazione selettiva utilizzando metasuperfici controllate nel tempo . . . . .	22
2.4	Edifici elettromagneticamente sicuri utilizzando FSS . . . . .	24
2.5	Phaser spaziale per elaborazione analogica dei segnali realizzato con metasuperfici . . . . .	26
2.6	Modulazione QPSK di una portante sinusoidale utilizzando FSS	28
2.7	Antenna metamirror caratterizzata da distanza focale più piccola della lunghezza d'onda . . . . .	29
2.8	Meta-prisma non reciproco e programmabile . . . . .	30
2.9	Trasmissione diretta di messaggi digitali utilizzando metasuperfici configurabili . . . . .	32
<b>3</b>	<b>Modulazione di segnali chirp con deviazione di frequenza lineare</b>	<b>35</b>
3.1	Introduzione ai segnali chirp . . . . .	35
3.2	Caratteristiche dei segnali chirp con deviazione di frequenza lineare	36
3.3	Elaborazione del segnale mediante metasuperfici . . . . .	37
3.3.1	Soluzione basata su [1] . . . . .	38

3.3.2	Soluzione basata su [2] . . . . .	42
<b>4</b>	<b>Demodulazione di segnali chirp con deviazione di frequenza lineare</b>	<b>46</b>
4.1	Demodulazione di un singolo chirp . . . . .	46
4.1.1	Strategia di controllo della metasuperficie in [1] per ottenere un coefficiente di trasmissione pari a (4.2) . . . . .	47
4.1.2	Strategia di controllo della metasuperficie in [2] per ottenere un coefficiente di riflessione pari a (4.2) . . . . .	48
4.2	Demodulazione di un segnale OCDM . . . . .	49
4.3	Demodulazione di un segnale OCDM con metasuperfici . . . . .	50
4.3.1	Soluzione basata su [1] . . . . .	51
4.3.2	Soluzione basata su [2] . . . . .	51
<b>5</b>	<b>Conclusione e sviluppi futuri</b>	<b>54</b>
<b>A</b>	<b>Codice del programma della sezione 3.3.1</b>	<b>55</b>
<b>B</b>	<b>Codice del programma della sezione 3.3.2</b>	<b>57</b>



# Introduzione

Negli ultimi decenni il campo delle telecomunicazioni, spinto da un'elevata richiesta di comunicazioni digitali caratterizzate da basse latenze, ha registrato un notevole sviluppo. La crescita esponenziale del traffico dati, che si stima possa nel futuro arrivare a centinaia di dispositivi connessi per metro cubo, e le future applicazioni che dovranno essere supportate, tra cui realtà virtuale, guida autonoma e 4K/8K UHD video streaming, imporranno requisiti di bit-rate e latenza che non potranno essere soddisfatte dall'odierno standard di quinta generazione ma richiederanno una larga banda, presumibilmente individuabile nella banda dei TeraHertz, situata tra le micro-onde e lo spettro visibile [3]. Si prevede inoltre che nel prossimo futuro, con l'avvento dello standard di sesta generazione (6G), le tecniche di Digital Signal Processing (DSP) correntemente utilizzate possano non essere sufficienti a soddisfare i requisiti richiesti. Le cause delle limitazioni del DSP sono da ricercare nelle elevate frequenze dei segnali, i quali, per il teorema di Shannon, richiedono convertitori analogico-digitali (ADC) e convertitori digitali-analogico (DAC) operanti a frequenze molto alte. Inoltre, l'elevata quantità di dati binari prodotta dagli ADC, non potrebbe essere processata dagli odierni circuiti digitali garantendo piccole latenze e bassi consumi. Alla luce di ciò, a livello accademico si stanno investigando metodi alternativi per eseguire il Signal Processing direttamente sull'onda elettromagnetica veicolo dell'informazione, allo scopo di semplificare l'elaborazione eseguita in digitale, con vantaggi in termini di piccole latenze, in quanto l'elaborazione avviene "alla velocità della luce", bassi consumi e modesti ingombri.

Lo sviluppo dello standard 6G, oltre allo sfruttamento di porzioni dello spettro radio a frequenze sempre più elevate, richiederà di introdurre anche nuovi paradigmi di progetto delle reti wireless abilitati da nuove tecnologie. Una di esse è la tecnologia delle metasuperfici, dispositivi in grado di interagire con le onde elettromagnetiche effettuando funzioni non presenti o difficili da ottenere in natura. In particolare, sfruttando le proprietà delle metasuperfici, potrebbe cadere il postulato secondo cui lo spazio di propagazione del segnale wireless:

- sia controllato solo dalla natura
- non possa essere alterato

trasformando a tutti gli effetti lo spazio di propagazione in qualcosa di programmabile (Smart Radio Environments [4]). Inoltre, utilizzando la capacità delle

---

metasuperfici di manipolare ampiezza e fase di un'onda elettromagnetica, si prospetta che, per diminuire le latenze, una parte dell'elaborazione del segnale possa avvenire direttamente a livello elettromagnetico, introducendo quindi il nuovo campo dell'elaborazione dei segnali elettromagnetici.

Nel presente elaborato vengono illustrate le metasuperfici sviluppate negli ultimi anni, analizzandone le caratteristiche e le peculiarità elettromagnetiche al fine di ricavare un modello ingresso-uscita della funzione implementata. Successivamente, sfruttando alcune delle metasuperfici proposte, viene presentata una possibile applicazione delle stesse per la modulazione e demodulazione a livello elettromagnetico di segnali chirp, che rappresentano uno dei candidati per i sistemi 6G.

La trattazione di tale percorso di tesi è così articolata:

- *Capitolo 1:* Introduzione alle metasuperfici
- *Capitolo 2:* Descrizione dei modelli utilizzati per rappresentare macroscopicamente le metasuperfici e loro applicazioni
- *Capitolo 3:* Determinazione delle condizioni che permettono di modulare una portante sinusoidale in modo da ottenere un segnale chirp con deviazione di frequenza lineare e successiva analisi con Matlab
- *Capitolo 4:* Determinazione delle condizioni che permettono di demodulare N segnali chirp in modo da ottenere N segnali sinusoidali
- *Capitolo 5:* Conclusione

# Capitolo 1

## Metasuperfici

### 1.1 Caratteristiche generali

I metamateriali, come suggerisce il prefisso *meta* (dal Greco: "dopo, oltre"), sono materiali artificiali che presentano caratteristiche non presenti o difficili da implementare in natura. Nella famiglia dei metamateriali sono presenti le metasuperfici che, essendo dotate di uno spessore ridotto, si distinguono per la loro capacità di interagire con le onde elettromagnetiche alterandone fase e ampiezza, per il costo ridotto e per la bassa complessità di fabbricazione [5].

Come riportato in [4], una metasuperficie è tipicamente modellata come una struttura bidimensionale composta da materiali artificiali, caratterizzata da una grandezza trasversale molto più grande della lunghezza d'onda del segnale elettromagnetico incidente e da uno spessore molto più piccolo della stessa. Le metasuperfici sono costituite da strati di materiali compositi realizzati da *patches* metalliche o dielettriche stampate su un substrato dielettrico. Ogni *patch* può essere modellata come uno *scatter* passivo e viene solitamente chiamato *unit cell* o *scattering particle*. La scelta opportuna del materiale e delle dimensioni delle *unit cell*, nonché delle distanze che intercorrono tra esse, permette di ottenere una determinata risposta macroscopica della metasuperficie ad un'onda incidente. Come mostrato in figura 1.1, che riporta la struttura di un esempio di tecnologia di metasuperficie (le cui caratteristiche non sono necessariamente comuni a tutte), la metasuperficie è composta da *unit cells* disposte secondo uno schema periodico e non uniforme. Il blocco di *unit cells* che si ripete nello spazio viene detto *super cell*. Le *unit cells* costituenti una *super cell* sono in generale diverse in forma e dimensione tra loro e vengono progettate per realizzare una

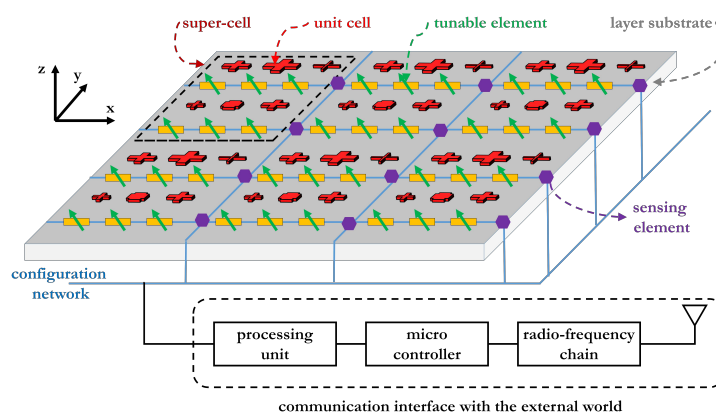


Figura 1.1: Struttura concettuale di una *Reconfigurable Intelligent Surface (RIS)*, famiglia di metasuperfici riconfigurabili dotate di elementi regolabili e sensori. [4]

specifico funzione.

Per definizione una metasuperficie ha le seguenti proprietà:

- **Elettricamente sottile (electrically thin):** il suo spessore è molto minore della lunghezza d'onda. Questa caratteristica permette di ignorare la propagazione e gli effetti di risonanza lungo la direzione normale alla superficie durante i processi di sintesi e analisi della metasuperficie. Ne consegue che il campo presente in un lato della superficie dipenderà unicamente da quello presente nell'altro e dalle caratteristiche della metasuperficie, permettendo di considerare la metasuperficie come un piano di discontinuità.
- **Elettricamente largo (electrically large):** la sua dimensione trasversale è grande se comparata alla lunghezza d'onda.
- **Omogeneizzabile (Homogenizable):** la distanza tra *unit cells* vicine è molto minore della lunghezza d'onda. Ciò permette di considerare la metasuperficie come omogenea e di descriverla utilizzando funzioni tensoriali continue, più semplici da maneggiare se comparate alla sua reale struttura fisica.
- **Ha una struttura con dimensioni minori della lunghezza d'onda (Subwavelength structure):** le dimensioni della singola *unit cell* sono molto minori della lunghezza d'onda. Ne consegue che sia possibile assumere

che l'onda elettromagnetica incidente non varii significativamente lungo la singola *unit cell*.

## 1.2 Modello macroscopico

Al fine di agevolare il calcolo dei campi elettromagnetici presenti sulle facce della metasuperficie, sono stati sviluppati due modelli analitici equivalenti: il primo basato sulle *Susceptibility functions* e il secondo sulle *Surface-Averaged Impedances*. Di seguito, così come riportato in [4], vengono discussi tali modelli e i coefficienti di riflessione/trasmissione delle metasuperfici.

**Susceptibility functions** Per modellare una metasuperficie posta sul piano x-y per  $z = 0$  come una discontinuità bidimensionale nello spazio, vengono introdotti i concetti di densità superficiale di polarizzazione magnetica ed elettrica  $\mathbf{M}(x, y)$  e  $\mathbf{P}(x, y)$ , ovvero il dipolo magnetico ed elettrico per unità di superficie. Nel modello  $\mathbf{M}(x, y)$  e  $\mathbf{P}(x, y)$  vengono espressi in funzione di *susceptibility tensors* (che possono essere intesi come parametri effettivi della metasuperficie al pari della permittività elettrica per metamateriali 3D).

$$\mathbf{M}(x, y) = \sqrt{\varepsilon/\mu}\bar{\bar{\chi}}_{me}(x, y)\mathbf{e}_{av}(x, y) + \bar{\bar{\chi}}_{mm}(x, y)\mathbf{h}_{av}(x, y) \quad (1.1)$$

$$\mathbf{P}(x, y) = \varepsilon\bar{\bar{\chi}}_{ee}(x, y)\mathbf{e}_{av}(x, y) + \sqrt{\mu\varepsilon}\bar{\bar{\chi}}_{em}(x, y)\mathbf{h}_{av}(x, y) \quad (1.2)$$

dove  $\bar{\bar{\chi}}_{ab}(x, y)$ , per  $a = \{e, m\}$  e  $b = \{e, m\}$  sono le *surface-averaged susceptibility dyadics*, ovvero le quantità macroscopiche di interesse per sintetizzare e analizzare le metasuperfici,  $\mu$  ed  $\varepsilon$  sono rispettivamente la permeabilità magnetica e la permittività elettrica e  $\mathbf{h}_{av}(x, y)$  e  $\mathbf{e}_{av}(x, y)$  sono il campo magnetico ed elettrico mediati sulla superficie (*surface-averaged*). La media viene effettuata su una piccola area nell'ordine della lunghezza d'onda.

Note le densità superficiali di polarizzazione magnetica ed elettrica, è possibile ricavare le *generalized sheet transition conditions (GSTCs)*, ovvero le relazioni analitiche che legano i campi elettromagnetici presenti sulle facce della metasuperficie.

Ipotizzando che le componenti longitudinali delle densità superficiali di polarizzazione magnetica ed elettrica siano nulle ( $M_z = 0$  e  $P_z = 0$ ), le *GSTCs*

possono essere formulate nel seguente modo

$$\begin{aligned}\hat{z} \times \Delta \mathbf{h}(x, y) &= j\omega \mathbf{P}_{\parallel}(x, y) \\ \Delta \mathbf{e}(x, y) \times \hat{z} &= j\omega \mu \mathbf{M}_{\parallel}(x, y)\end{aligned}\quad (1.3)$$

dove  $\mathbf{P}_{\parallel}(x, y)$  e  $\mathbf{M}_{\parallel}(x, y)$  sono le componenti trasversali delle densità superficiali di polarizzazione elettrica e magnetica mediate sulla superficie,  $\omega$  è la pulsazione e  $\Delta \mathbf{e}(x, y)$  e  $\Delta \mathbf{h}(x, y)$  denotano la differenza tra i campi elettrici e magnetici mediati sulla superficie ai due lati della metasuperficie.

Inserendo (1.2) e (1.1) nelle equazioni (1.3) si ottiene una formulazione algebrica esplicita delle *GSTCs*, come riportato nelle equazioni (1.4) e (1.5) (la dipendenza da  $(x, y)$  dei termini è omessa, ma sottintesa)

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} -h_{y,t} + h_{y,i} + h_{y,r} \\ h_{x,t} - h_{x,i} - h_{x,r} \end{bmatrix} &= \frac{j\omega \varepsilon}{2} \begin{bmatrix} \chi_{ee}^{xx} & \chi_{ee}^{xy} \\ \chi_{ee}^{yx} & \chi_{ee}^{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{x,t} + e_{x,i} + e_{x,r} \\ e_{y,t} + e_{y,i} + e_{y,r} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{j\omega \sqrt{\mu \varepsilon}}{2} \begin{bmatrix} \chi_{em}^{xx} & \chi_{em}^{xy} \\ \chi_{em}^{yx} & \chi_{em}^{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{x,t} + h_{x,i} + h_{x,r} \\ h_{y,t} + h_{y,i} + h_{y,r} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (1.4)$$

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} e_{y,t} - e_{y,i} - e_{y,r} \\ -e_{x,t} + e_{x,i} + e_{x,r} \end{bmatrix} &= \frac{j\omega \mu}{2} \begin{bmatrix} \chi_{mm}^{xx} & \chi_{mm}^{xy} \\ \chi_{mm}^{yx} & \chi_{mm}^{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{x,t} + h_{x,i} + h_{x,r} \\ h_{y,t} + h_{y,i} + h_{y,r} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{j\omega \sqrt{\mu \varepsilon}}{2} \begin{bmatrix} \chi_{me}^{xx} & \chi_{me}^{xy} \\ \chi_{me}^{yx} & \chi_{me}^{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{x,t} + e_{x,i} + e_{x,r} \\ e_{y,t} + e_{y,i} + e_{y,r} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (1.5)$$

dove i pedici  $i, r, t$  identificano rispettivamente il campo incidente, riflesso e trasmesso e per  $a = \{e, m\}$  e  $b = \{e, m\}$  è stata introdotta la notazione

$$\bar{\chi}_{ab}(x, y) = \begin{bmatrix} \chi_{ab}^{xx}(x, y) & \chi_{ab}^{xy}(x, y) \\ \chi_{ab}^{yx}(x, y) & \chi_{ab}^{yy}(x, y) \end{bmatrix}\quad (1.6)$$

Note le *GSTCs*, si può descrivere analiticamente la metasuperficie; tali condizioni sono pertanto sufficienti per studiarle e progettarle.

**Surface-Averaged Impedances** Un secondo modello macroscopico si ottiene introducendo un'analogia tra la propagazione delle onde elettromagnetiche nel vuoto e la propagazione di segnali nelle linee di trasmissione. In tale analo-

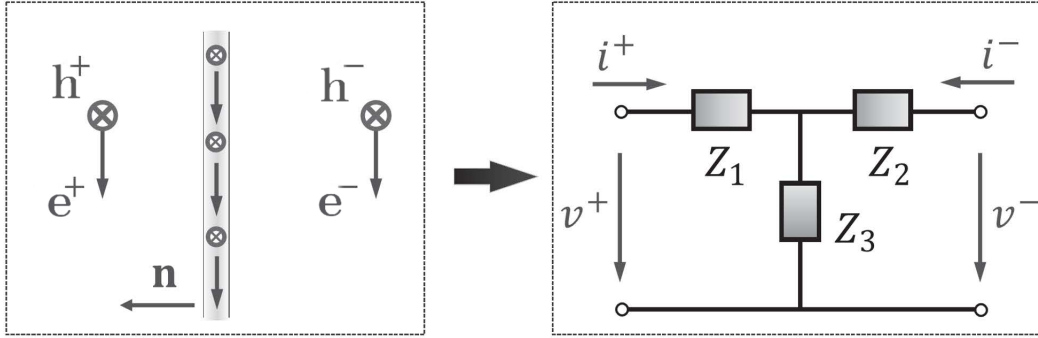


Figura 1.2: Modello macroscopico di una metasuperficie basato su *surface-averaged impedances* [4].

gia il campo elettrico e magnetico dell'onda sono associati rispettivamente alla tensione e alla corrente dei segnali che si propagano nella linea di trasmissione equivalente. Le impedenze della linea di trasmissione equivalente costituiscono una rappresentazione macroscopica della metasuperficie, che è equivalente a quella espressa in termini di *susceptibility tensors*.

Un esempio di rappresentazione di una metasuperficie in termini di linea di trasmissione equivalente è riportata nella figura 1.2, dove il circuito a "T" garantisce che sia la tensione che la corrente (quindi anche il campo elettrico e magnetico) presentino una discontinuità. Inoltre, applicando le leggi di Kirchhoff alla linea di trasmissione equivalente alla metasuperficie e inserendo le equazioni risultanti in (1.4) e (1.5), è possibile determinare le relazioni che intercorrono tra *surface-averaged susceptibility functions* e le *surface-averaged impedances*.

**Coefficienti di trasmissione e riflessione** A prescindere dal modello analitico utilizzato, è possibile definire i coefficiente di riflessione  $\gamma(t, x, y)$  e trasmissione  $\tau(t, x, y)$  di una metasuperficie come segue

$$\begin{aligned}\gamma(t, x, y) &= \frac{e_r(t, x, y)}{e_i(t, x, y)} \\ \tau(t, x, y) &= \frac{e_t(t, x, y)}{e_i(t, x, y)}\end{aligned}\tag{1.7}$$

dove i pedici  $i, r, t$  indicano rispettivamente l'onda incidente, riflessa e trasmessa.

Tali coefficienti permettono di rappresentare macroscopicamente la metasuperficie in modo da rendere esplicite le relazioni tra l'onda elettromagnetica incidente e riflessa, nel caso del coefficiente di riflessione, o incidente e trasmessa,

nel caso del coefficiente di trasmissione. Dal punto di vista ingegneristico tali coefficienti possono essere intesi come una risposta "globale" della metasuperficie alle onde elettromagnetiche incidenti, permettendo di trattare le metasuperfici come *black boxes*.

Solitamente la descrizione di metasuperfici in termini di coefficienti di riflessione e trasmissione è più semplice, ma meno precisa rispetto ai modelli introdotti in precedenza in quanto non riesce a caratterizzare completamente gli effetti della metasuperficie (es. le armoniche di Floquet).

I coefficienti di riflessione e trasmissione permettono, oltre a studiare le caratteristiche macroscopiche di una metasuperficie, di progettarle. Di seguito, è riportato un esempio nel quale vengono determinate le *surface-averaged impedances* affinché una metasuperficie si comporti come un riflettore anomalo perfetto, caratterizzato da un coefficiente di trasmissione nullo e da un coefficiente di riflessione

$$\gamma(x) = A_r \exp(-jk(\sin(\theta_r) - \sin(\theta_i))x) \quad (1.8)$$

dove  $A_r$  è una costante reale,  $\theta_i$  è l'angolo di incidenza e  $\theta_r$  quello di riflessione.

Considerando una metasuperficie posta sul piano x-y per  $z = 0$  e un'onda piana TE incidente, i campi elettrici e magnetici tangenziali, sul piano di incidenza/riflessione (per  $z = 0^+$ ), possono essere espressi nel seguente modo

$$\begin{aligned} e_{x,i}(x, y) &= e_{x,r}(x, y) = 0 \\ e_{y,i}(x, y) &= \sqrt{2\eta P_0} \exp(-jk \sin(\theta_i)x) \\ e_{y,r}(x, y) &= \sqrt{2\eta P_0} A_r \exp(-jk \sin(\theta_r)x) \\ h_{x,i}(x, y) &= \sqrt{2P_0/\eta} \cos(\theta_i) \exp(-jk \sin(\theta_i)x) \\ h_{x,r}(x, y) &= -\sqrt{2P_0/\eta} A_r \cos(\theta_r) \exp(-jk \sin(\theta_r)x) \\ h_{y,i}(x, y) &= h_{y,r}(x, y) = 0 \end{aligned} \quad (1.9)$$

dove  $\eta$  è l'impedenza intrinseca del vuoto e  $P_0$  è la densità di potenza media dell'onda elettromagnetica incidente.

Un riflettore anomalo perfetto può essere rappresentato in termini di *surface-averaged impedances* secondo lo schema riportato in figura 1.2. Basandosi sulla trasformazione dei campi elettrici e magnetici riportata in (1.9), possono essere



determinate le seguenti correnti e tensioni

$$\begin{aligned}
 v^+(x) &= e_{y,i}(x) + e_{y,r}(x) \\
 v^-(x) &= 0 \\
 i^+(x) &= h_{x,i}(x) + h_{x,r}(x) \\
 i^-(x) &= 0
 \end{aligned} \tag{1.10}$$

Applicando le leggi di Kirchhoff alla linea di trasmissione equivalente e imponendo le relazioni riportate in (1.10), si ottiene che

$$\begin{aligned}
 Z_1(x) &= v^+(x)/i^+(x) \\
 Z_2(x) &= \text{funzione qualsiasi} \\
 Z_3(x) &= 0
 \end{aligned} \tag{1.11}$$

Dalle relazioni (1.11) si deduce che sia  $Z_1(x)$  a determinare le proprietà e la risposta elettromagnetica della metasuperficie considerata. Inserendo (1.10) in (1.11) e utilizzando (1.9) è possibile ricavare che

$$\begin{aligned}
 Z_1(x) &= \frac{e_{y,i}(x) + e_{y,r}(x)}{h_{x,i}(x) + h_{x,r}(x)} \\
 &= \eta \frac{1 + A_r \Phi(x)}{\cos(\theta_i) - A_r \cos(\theta_r) \Phi(x)}
 \end{aligned} \tag{1.12}$$

dove  $\Phi(x) = \exp(-jk(\sin(\theta_r) - \sin(\theta_i))x)$ .

### 1.3 Classificazione delle metasuperfici

A causa della sua generalità, il termine metasuperficie non identifica univocamente né un unico tipo di funzione realizzata né un'unica tipologia di superficie. Osservando però le metasuperfici introdotte nel corso degli anni, è possibile effettuare una classificazione in tre generazioni: quelle non configurabili; quelle configurabili; quelle configurabili e tempo-varianti.

Le prime vengono progettate e realizzate in modo da implementare una determinata funzione, la quale è immutabile e non può essere variata in un secondo momento.

Le seconde presentano nella loro struttura dei materiali o dei componenti le cui proprietà elettromagnetiche possono essere modificate applicando uno sti-

molo esterno; affinché si possa avere controllo locale e configurabilità della metasuperficie, è necessario che un elemento controllabile sia incluso in ogni *unit cell*. Gli elementi che tipicamente vengono incorporati nella struttura della metasuperficie sono diodi p-i-n e diodi varactor p-n che permettono di modificare l'impedenza locale della metasuperficie mediante dei segnali di controllo DC [6].

Infine, le terze sono caratterizzate da elementi che vengono controllati rapidamente nel tempo, comportando che anche le caratteristiche della metasuperficie varino con essi. La natura tempo-variante di questa classe di metasuperfici permette di ottenere nuove funzionalità, tra cui conversione di frequenza, *beam steering* e focalizzazione [7].

## 1.4 Applicazioni

Le metasuperfici trovano applicazioni in:

- Settore militare: la capacità da parte delle metasuperfici di manipolare le onde elettromagnetiche, congiuntamente con il loro basso ingombro, le rende un ottimo candidato per realizzare dei rivestimenti capaci di confondere i radar nemici. In particolare, è possibile sia riflettere l'onda incidente modificandone la frequenza e realizzando un effetto doppler artificiale [1, 2, 8], sia spargerne lo spettro su una banda maggiore, rendendo difficile l'identificazione dell'oggetto [9].
- Settore delle comunicazioni: l'introduzione delle metasuperfici nel campo delle comunicazioni potrebbe comportare un importante cambio di paradigma, nel quale l'ambiente passerebbe dall'essere un dato noto del problema, immutabile e che può essere solo compensato, ad essere una variabile soggetta a ottimizzazione. Nello scenario degli *Smart Radio Environments (SRE)* appena descritto, l'utilizzo di *Reflective Intelligent Surfaces (RIS)* potrebbe rispettivamente aumentare la copertura di un segnale, diminuire le interferenze e migliorare la localizzazione di dispositivi mobili [4]. Le metasuperfici rappresentano una tecnologia candidata a realizzare il paradigma delle comunicazioni holografiche [10–15] e sono state utilizzate anche per disturbare le comunicazioni radio, applicazione pensata per edifici quali prigioni, ambasciate e ospedali [16].

# Capitolo 2

## Stato dell'arte

Nel seguente capitolo vengono presentate le metasuperfici sviluppate negli ultimi anni, con particolare riferimento a quelle in grado di realizzare funzionalità complesse, il loro scopo, la funzione che implementano e le loro limitazioni.

### 2.1 Traslazione in frequenza realizzata utilizzando metasuperfici controllate nel tempo

In "Serrodyne frequency translation using time-modulated metasurfaces" [1] viene presentata una metasuperficie tempo-variante capace di effettuare una traslazione in frequenza dell'onda elettromagnetica incidente senza generare immagini non desiderate. La traslazione in frequenza viene realizzata utilizzando il "metodo" *serrodyne* che sfrutta un mezzo caratterizzato da una variazione di fase a dente di sega.

La metasuperficie viene trattata come un mezzo tempo-variante adattato all'impedenza del vuoto  $Z_0$ , che presenta una permittività  $\varepsilon_r(t)$  e una permeabilità  $\mu_r(t)$  variabili nel tempo, mediante un segnale di controllo applicato dall'esterno sui diodi varactor integrati su entrambi i lati della superficie. Affinché si abbia adattamento con  $Z_0$ , deve risultare che il rapporto tra la permeabilità magnetica e la permittività elettrica sia unitario in ogni istante di tempo

$$\frac{\mu_r(t)}{\varepsilon_r(t)} = 1 \quad (2.1)$$

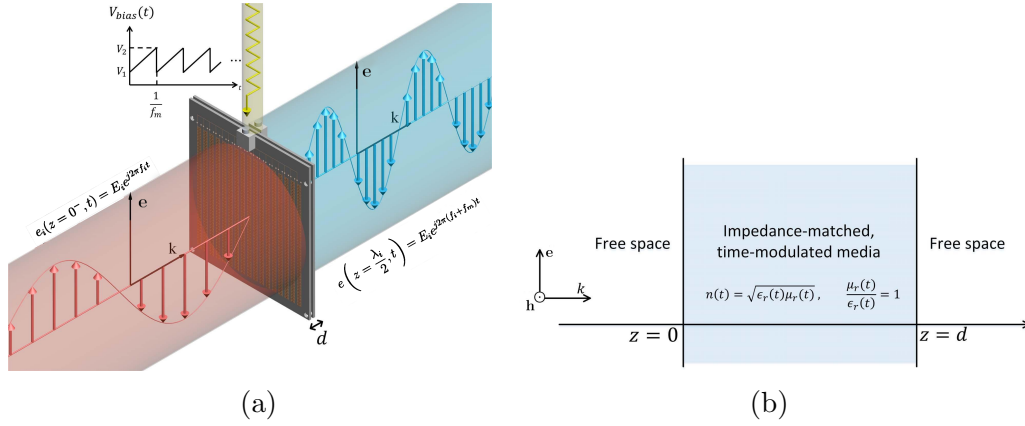


Figura 2.1: Situazione considerata: l'onda piana incidente illumina perpendicolarmente la metasuperficie e si propaga nel verso positivo dell'asse  $z$  [1].

Tale osservazione non esclude che l'indice di rifrazione  $n(t)$  del mezzo possa essere variato periodicamente nel tempo, modificando i valori di  $\epsilon_r(t)$  e  $\mu_r(t)$ . Indicando con  $f_m$  la frequenza fondamentale di  $n(t)$ , è possibile sviluppare quest'ultimo in serie di Fourier.

$$n(t) = \sqrt{\epsilon_r(t)\mu_r(t)} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k e^{j2\pi k f_m t} \quad (2.2)$$

dove  $c_k$  sono i coefficienti dello sviluppo in serie di Fourier di  $n(t)$ . Dalla definizione riportata in (2.2) si deduce che l'indice di rifrazione sia non negativo.

Nell'articolo viene presa in esame la situazione riportata in figura 2.1, in cui la metasuperficie è illuminata da un'onda piana monocromatica che si propaga in direzione normale alla superficie. All'interfaccia con il mezzo, per  $z = 0^-$ , l'onda incidente  $e_i(z, t)$  ha la seguente forma.

$$e_i(z = 0^-, t) = E_i e^{j2\pi f_i t} \quad (2.3)$$

dove  $E_i$  è l'ampiezza dell'onda e  $f_i$  è la frequenza della stessa.

Nell'ipotesi in cui

$$f_i \gg N_{max} f_m \quad (2.4)$$

dove  $N_{max}$  è il numero di armoniche utilizzate per rappresentare accuratamente  $n(t)$ , si osserva che la frequenza del campo presente nel mezzo aumenta linearmente con la distanza di propagazione, variando di una quantità pari a  $f_m$  ogni  $\lambda_i/2$ , dove  $\lambda_i = c/f_i$  è la lunghezza d'onda nel vuoto dell'onda incidente. Il

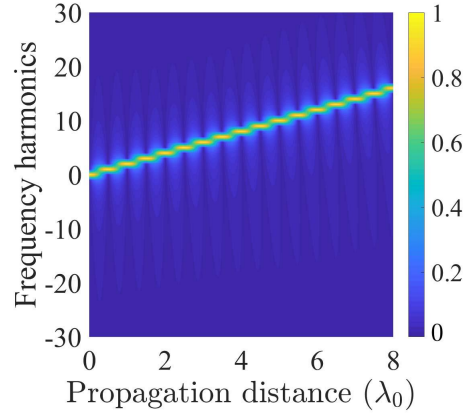


Figura 2.2: Distribuzione delle armoniche in funzione della distanza di propagazione per una frequenza  $f_m = 0.0001 f_i$ . Con i colori sono rappresentate le ampiezze delle armoniche [1].

comportamento della metasuperficie appena discusso può essere osservato nella figura 2.2.

Assumendo valide le ipotesi effettuate in precedenza si può ricavare che il campo elettrico all'interno della metasuperficie espresso in funzione del tempo e dello spazio sia

$$e(z, t) = E_i A(z, t) e^{j\left(2\pi f_i t - \frac{2\pi f_i}{c} \sqrt{\varepsilon_r(t)\mu_r(t)} z\right)} \quad (2.5)$$

dove  $A(z, t)$  è una funzione lentamente variabile sia nel tempo che nello spazio.

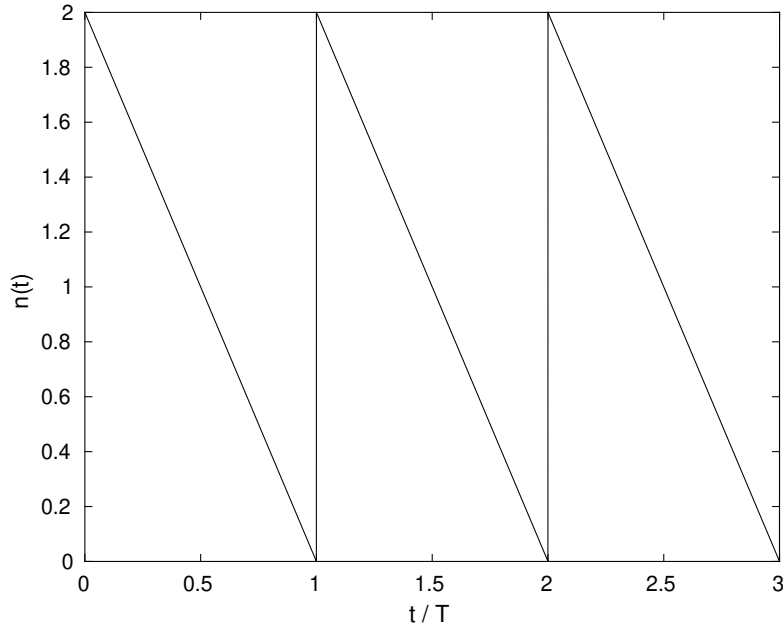
Il campo trasmesso all'interfaccia con la superficie, per  $z = \lambda_i/2$ , assume la seguente forma:

$$e\left(z = \frac{\lambda_i}{2}, t\right) = E_i A\left(z = \frac{\lambda_i}{2}, t\right) e^{j(2\pi f_i t - \pi n(t))} \quad (2.6)$$

Dalle equazioni (2.6) e (2.3) è possibile ricavare il coefficiente di trasmissione del mezzo  $\tau(t)$

$$\tau(t) = \frac{e\left(z = \frac{\lambda_i}{2}, t\right)}{E_i e^{j2\pi f_i t}} = A\left(z = \frac{\lambda_i}{2}, t\right) e^{-j\pi n(t)} \quad (2.7)$$

Dall'espressione di  $\tau(t)$  è possibile dedurre che, affinché la metasuperficie effettui una traslazione in frequenza ideale, comportando un aumento di frequenza


 Figura 2.3: Andamento nel tempo dell'indice di rifrazione  $n(t)$ .

pari a  $f_m > 0$ , debba risultare che

$$\begin{cases} n(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} 2 - 2f_m(t - kT)\text{rect}\left(\frac{t - kT - \frac{T}{2}}{T}\right) \\ A(z = \frac{\lambda_i}{2}, t) = 1 \end{cases} \quad (2.8)$$

dove  $T = 1/f_m$ . In figura 2.3 è rappresentato l'andamento nel tempo dell'indice di rifrazione riportato in (2.8).

Sostituendo le relazioni (2.8) nell'equazione (2.6) si ottiene

$$e\left(z = \frac{\lambda_i}{2}, t\right) = E_i e^{j\left(2\pi f_i t - \pi \sum_{k=-\infty}^{+\infty} 2 - 2f_m(t - kT)\text{rect}\left(\frac{t - kT - \frac{T}{2}}{T}\right)\right)} \quad (2.9)$$

Focalizzando l'attenzione sull'esponente dell'esponenziale complesso in (2.9)

$$\begin{aligned} & j\left(2\pi f_i t - \pi \sum_{k=-\infty}^{+\infty} 2 - 2f_m(t - kT)\text{rect}\left(\frac{t - kT - \frac{T}{2}}{T}\right)\right) = \\ & j\left(2\pi f_i t - \sum_{k=-\infty}^{+\infty} 2\pi + (2k\pi - 2\pi f_m t)\text{rect}\left(\frac{t - kT - \frac{T}{2}}{T}\right)\right) = \quad (2.10) \\ & j\left(2\pi f_i t - 2\pi + 2\pi f_m t - \sum_{k=-\infty}^{+\infty} 2k\pi\text{rect}\left(\frac{t - kT - \frac{T}{2}}{T}\right)\right) \end{aligned}$$

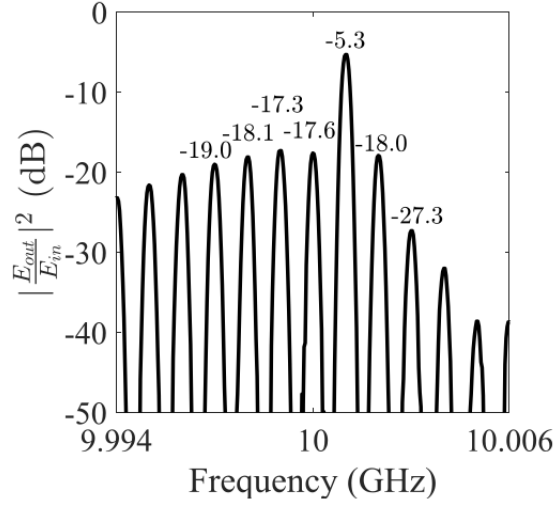


Figura 2.4: spettro del campo elettrico trasmesso [1].

Eliminando dalla (2.10) i termini multipli interi di  $2\pi$  e sostituendo quando ottenuto in (2.9) si ottiene

$$e\left(z = \frac{\lambda_i}{2}, t\right) = E_i e^{j2\pi(f_i + f_m)t} \quad (2.11)$$

L'equazione (2.11) mostra chiaramente come il campo trasmesso sia una versione traslata in frequenza di  $f_m$  del campo incidente.

La metasuperficie sviluppata è stata testata per un'onda incidente alla frequenza  $f_i = 10$  GHz e controllata con un segnale con frequenza fondamentale  $f_m = 1$  MHz. In figura 2.4 è riportato lo spettro del campo elettrico trasmesso, in cui si può notare che si ha un picco in  $f = f_i + f_m = 10.001$  GHz e che le perdite di conversione sono pari a 5.3 dB.

## 2.2 Conversione di frequenza ed effetto doppler utilizzando metasuperfici controllate nel tempo

In "Phase-induced frequency conversion and doppler effect with time-modulated metasurfaces" [2] viene proposta una metasuperficie tempo variante capace di manipolare la frequenza del campo incidente. Questa caratteristica viene utilizzata per effettuare un effetto Doppler artificiale.

Nell'articolo si considera una metasuperficie planare la cui risposta elettromagnetica varia nel tempo e che può essere modellata attraverso l'ammettenza superficiale  $Y_s(t, f)$ . Assumendo che la risposta elettromagnetica della metasuperficie nell'intorno della frequenza dell'onda incidente  $f_i$ , presenti una piccola dipendenza dalla stessa e che la frequenza  $f_m$  con cui varia nel tempo sia molto più piccola di  $f_i$ , allora si può supporre che la metasuperficie presenti le stesse proprietà superficiali sia per il campo incidente che per quello riflesso. Questo permette di trascurare la dipendenza dell'ammettenza superficiale dalla frequenza, semplificando la trattazione matematica.

La situazione considerata è riportata nella figura 2.5 (a), dove il campo incidente  $e_i(z, t)$  e quello trasmesso  $e_r(z, t)$ , per  $z = 0$ , hanno la seguente forma

$$e_i(z = 0, t) = E_i e^{j2\pi f_i t} \quad (2.12)$$

$$e_r(z = 0, t) = E_r e^{j2\pi f_r t} \quad (2.13)$$

L'intero sistema può essere semplicemente modellato mediante la linea di trasmissione equivalente mostrata in figura 2.5 (b). In tale modello il campo incidente e riflesso sono legati tra loro dal coefficiente di riflessione  $\gamma(t)$

$$\gamma(t) = \frac{Y_0 - Y_s(t)}{Y_0 + Y_s(t)} \quad (2.14)$$

dove  $Y_0 = 1/Z_0$  è l'ammettenza del vuoto.

Essendo in generale il coefficiente di riflessione una funzione complessa del tempo, può essere espresso come:

$$\gamma(t) = |\gamma(t)| e^{j\phi(t)} \quad (2.15)$$

Sull'interfaccia della metasuperficie, per  $z = 0$ , la relazione tra il campo elettrico incidente e quello trasmesso sarà

$$e_r(t) = \gamma(t) e_i(t) \quad (2.16)$$

Il profilo tempo-variante del coefficiente di riflessione  $\gamma(t)$ , essendo periodico, può essere espanso in serie di Fourier come

$$\gamma(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n e^{j2\pi n f_m t} \quad (2.17)$$



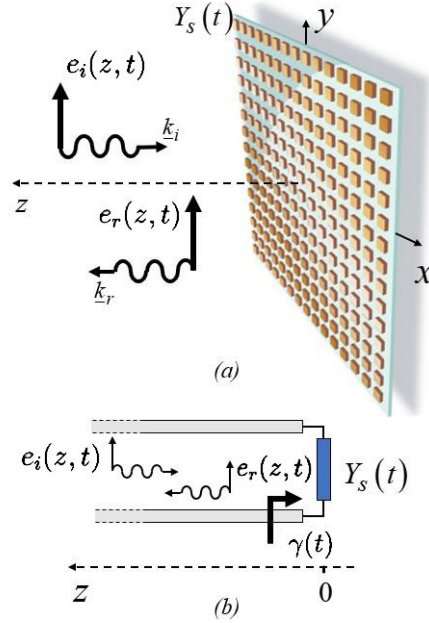


Figura 2.5: (a) Situazione considerata: l'onda piana incidente illumina perpendicolarmente la metasuperficie e si propaga nel verso negativo dell'asse  $z$  (b) Linea di trasmissione equivalente [2].

dove  $f_m$  è la frequenza fondamentale del coefficiente di riflessione e  $c_n$  sono i coefficienti dello sviluppo in serie di Fourier. Dalle espressioni del campo riflesso e incidente (2.12) (2.13) e dalla relazione (2.16) è possibile ricavare la seguente espressione del coefficiente di riflessione

$$\gamma(t) = \frac{e_r(t)}{e_i(t)} = \frac{E_r}{E_i} e^{j2\pi(f_r - f_i)t} \quad (2.18)$$

Assumendo che non siano presenti perdite e che la differenza tra la frequenza del campo incidente e riflesso sia piccola, allora l'ampiezza del coefficiente di riflessione è circa unitaria in ogni istante  $t$ . Ne consegue che il coefficiente  $\gamma(t)$  in (2.18) sia un fasore che ruota nel piano complesso con frequenza  $f_r - f_i$ . Comparando (2.18) con (2.17) per  $n = 1$  si può ricavare che il valore assoluto della differenza di frequenza tra il campo incidente e quello riflesso sia pari alla frequenza fondamentale del coefficiente di riflessione.

$$f_m = |f_r - f_i| \quad (2.19)$$

Risulta pertanto che

$$\gamma(t) = e^{j2\pi f_m t} \quad (2.20)$$

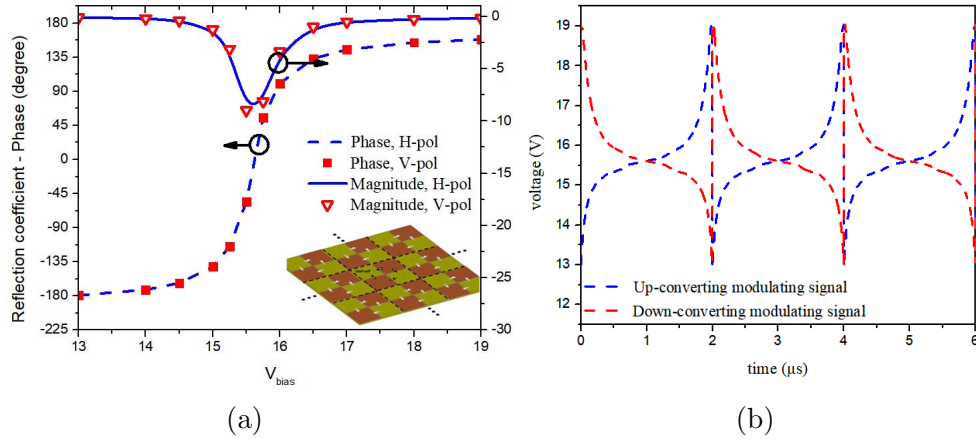


Figura 2.6: (a) fase e ampiezza del coefficiente di riflessione in funzione della tensione di polarizzazione per una frequenza di illuminazione  $f_i = 1.5$  GHz (b) andamento nel tempo della tensione di polarizzazione sia nel caso di up-conversion (blu) che di down-conversion (rosso) per  $f_m = 500$  KHz [2].

Essendo il modulo del coefficiente di riflessione in (2.20) unitario, la metasuperficie è passiva. Uguagliando le equazioni (2.20) e (2.14) ed esplicitando l'ammettenza superficiale si ottiene che

$$Y_s(t) = -jY_0 \tan(\pi f_m t) \quad (2.21)$$

Come atteso, essendo il sistema privo di perdite, l'ammettenza superficiale è puramente immaginaria e presenta un comportamento capacitivo o induttivo in base al segno della tangente. In un periodo  $T_m = 1/f_m$ ,  $Y_s(t)$  assume tutti i valori possibili, variando da 0 a  $\pm\infty$ . In particolare questi due valori estremi corrispondono rispettivamente ad un conduttore magnetico ed elettrico perfetto.

Per realizzare la metasuperficie viene utilizzata una superficie ad alta impedenza (*high-impedance surface (HIS)*), struttura metallica elettricamente sottile che impedisce lo scorrimento di correnti alternate all'interno di una determinata banda di frequenze, comportandosi come un conduttore magnetico perfetto. Al di fuori di tale banda, la superficie si comporta come un conduttore elettrico perfetto. La risposta della metasuperficie può essere variata mediante dei diodi varactor polarizzati in inversa e controllati in tensione.

In figura 2.6 (a) è riportato il coefficiente di riflessione della metasuperficie in funzione della tensione di polarizzazione per una frequenza di illuminazione  $f_i = 1.5$  GHz, da cui si deduce che la fase varii tra  $-180^\circ$  e  $+160^\circ$  (comportamento dovuto alla saturazione della capacità dei diodi varactor per tensioni ele-

vate) e che il modulo sia non unitario in corrispondenza di fase nulla. In 2.6 (b) è riportato l'andamento nel tempo della tensione di polarizzazione per ottenere il profilo temporale dell'impedenza superficiale riportato in (2.21).

## 2.3 Mimetizzazione selettiva utilizzando metasuperfici controllate nel tempo

In "Spread-spectrum selective camouflaging based on time-modulated metasurface" [9] viene proposto un sistema di mimetizzazione radar che, sfruttando le proprietà elettromagnetiche delle metasuperfici tempo-varianti, permette di rendere un oggetto invisibile ai radar nemici e visibile a quelli amici. L'idea alla base del sistema di mimetizzazione è che la metasuperficie, se illuminata da un segnale  $e_i(t)$  prodotto da un radar, rifletta un segnale  $e_r(t)$  quanto più simile possibile al rumore di fondo. Questo sistema viene effettuato spargendo lo spettro del segnale incidente (*spread spectrum*) in modo che il segnale riflesso abbia una densità spettrale di potenza estremamente bassa.

La metasuperficie con la quale viene ricoperto l'oggetto viene controllata secondo una sequenza  $m(t)$  e presenta un coefficiente di riflessione  $\gamma(t, f)$ .

Considerando un campo elettrico incidente avente la seguente forma,

$$e_i(t) = a(t)e^{j2\pi f_i t} \quad (2.22)$$

dove  $a(t)$  è una funzione del tempo a banda stretta, e assumendo che la metasuperficie presenti un coefficiente di riflessione costante nella banda di  $e_i(t)$ , allora il segnale riflesso avrà la seguente forma

$$e_r(t) = e_i(t)\gamma(t) = a(t)e^{j2\pi f_i t}\gamma(t) \quad (2.23)$$

Trasformando secondo Fourier l'equazione (2.23) si ottiene

$$E_r(f) = A(f) \otimes \Gamma(f - f_i) \quad (2.24)$$

dove  $A(f)$  e  $\Gamma(f)$  sono rispettivamente le trasformate secondo Fourier di  $a(t)$  e  $\gamma(t)$  e  $\otimes$  rappresenta il prodotto di convoluzione. Progettando  $\gamma(t)$  in modo tale che la banda  $B_\gamma$  del suo spettro  $\Gamma(f)$  sia molto più grande della banda  $B$  dello spettro del segnale utile  $A(f)$ , l'operazione di convoluzione in (2.24) produce

un segnale il cui spettro ha banda circa uguale a  $B_y$  (spread spectrum). Questo rende  $e_r(t)$  difficilmente intercettabile rispetto a  $e_i(t)$ .

Questa tecnica di mimetizzazione permette inoltre di rendere l'oggetto individuabile da un radar amico che conosce l'andamento nel tempo del coefficiente di riflessione. Assumendo che vi sia sincronizzazione tra  $\gamma(t)$  e il segnale riflesso  $e_r(t)$  si dimostra che

$$e_{demod}(t) = e_r(t) \frac{1}{\gamma(t)} = e_i(t) \quad (2.25)$$

La metasuperficie viene controllata in modo da passare velocemente tra lo stato di conduttore magnetico perfetto e quello di conduttore elettrico perfetto, presentando un coefficiente di riflessione  $\gamma(t)$  che varia tra  $+1$  e  $-1$ . Ogni stato della metasuperficie perdura per un tempo  $T_m$ . Affinché si possa studiare la metasuperficie come un sistema LTI, deve valere la seguente relazione

$$T_m \gg T_d > T_i \quad (2.26)$$

dove  $T_d$  e  $T_i$  sono rispettivamente la costante di tempo della metasuperficie e il periodo dell'onda elettromagnetica incidente.

Una sequenza di controllo ideale sarebbe un rumore bianco a banda infinita, dato che, assumendo sia ad energia finita, permetterebbe di ottenere una densità spettrale di potenza nulla per ogni frequenza, realizzando una mimetizzazione perfetta.

Nella pratica, la banda della sequenza di controllo è limitata dalla velocità dei diodi PIN utilizzati per realizzare la metasuperficie: viene pertanto utilizzata una sequenza di controllo  $m(t)$  periodica e pseudo-casuale, che varia tra  $+1$  e  $-1$  con una frequenza  $f_m = 1/T_m$ .

In figura 2.7 vengono riportati i risultati sperimentali ottenuti illuminando la metasuperficie discussa in precedenza con un'onda incidente a frequenza 10 GHz e utilizzando una sequenza di controllo pseudo-casuale caratterizzata da  $f_m = 5$  MHz e periodo pari a  $127T_m$ . Dalla figura è possibile evincere come il segnale riflesso captato dal radar nemico, indicato in blu, venga "sparso" su una banda di 10 MHz. In arancione è rappresentata la densità spettrale di potenza del segnale ricavato dal radar amico che conosce la sequenza di controllo  $m(t)$ . Comparando i due risultati si può notare che alla frequenza di 10 GHz è presente una differenza di 18.2 dB tra la densità spettrale di potenza del segnale demodulato dal radar

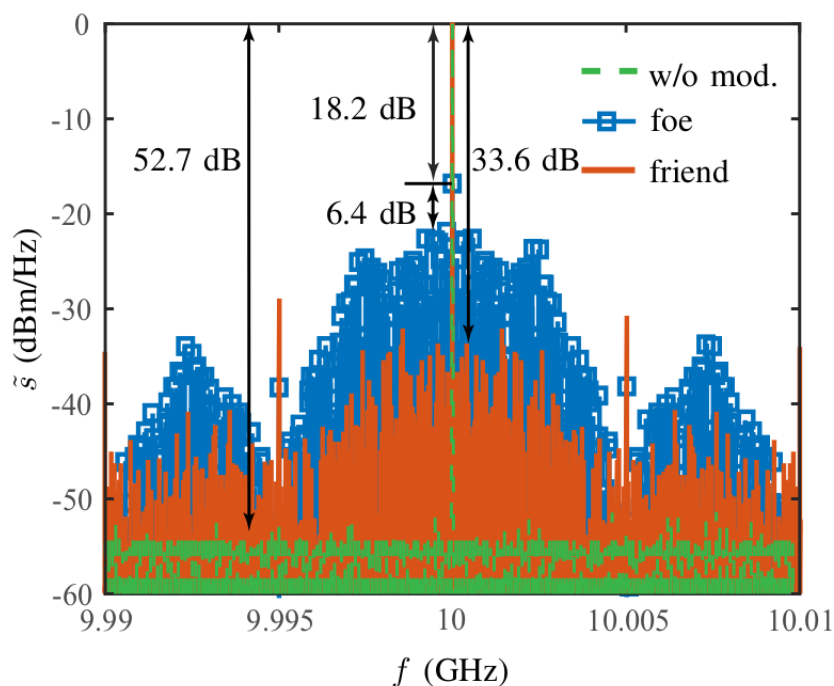


Figura 2.7: Risultati sperimentali per una frequenza di illuminazione di 10 GHz e  $m(t)$  caratterizzata da  $f_m = 5$  MHz e un periodo pari a  $127T_m$  [9].

amico e quella del segnale captato dal radar nemico, confermando la capacità da parte della metasuperficie di mimetizzare selettivamente l'oggetto che ricopre.

## 2.4 Edifici elettromagneticamente sicuri utilizzando FSS

In "Secure electromagnetic buildings using slow phase-switching frequency-selective surfaces" [16] viene proposto l'utilizzo di una *Frequency Selective Surface (FSS)* per impedire le comunicazioni verso l'esterno o l'interno di un edificio, rendendolo un *Secure Electromagnetic Building (SEB)*. Le FSS sono una classe di metasuperfici che, formate da elementi dielettrici e metallici che si ripetono periodicamente sulla superficie, presentano proprietà di trasmissione e riflessione dipendenti dalla frequenza.

Assumendo che la superficie sia molto più grande della lunghezza d'onda dell'onda piana che incide normalmente sulla stessa, allora il coefficiente di trasmissione  $\tau(t)$  sarà unicamente una funzione del tempo. Controllando la metasuperficie in modo tale da ottenere un andamento periodico di  $\tau(t)$ , è possibile

sviluppare quest'ultimo in serie di Fourier

$$\tau(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n e^{j2\pi n f_m t} \quad (2.27)$$

dove  $c_n$  è l' $n$ -esimo coefficiente dello sviluppo in serie di Fourier e  $f_m$  è la frequenza fondamentale del segnale  $\tau(t)$ . La trasformata secondo Fourier  $T(f)$  della (2.27) sarà

$$T(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n \delta(f - n f_m) \quad (2.28)$$

Ricordando che il coefficiente di trasmissione coincide con il rapporto tra campo trasmesso e campo incidente, è immediato ricavare che, nel dominio delle frequenze, lo spettro del campo trasmesso sarà dato dalla convoluzione tra quello del coefficiente di trasmissione e quello del campo incidente, così come riportato nell'equazione (2.29).

$$E_t(f) = T(f) \otimes E_i(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n E_i(f - n f_m) \quad (2.29)$$

Si considera un segnale incidente modulato secondo uno schema di modulazione *quadrature phase shift keying (QPSK)*. La metasuperficie viene controllata in modo tale da presentare un coefficiente di trasmissione con fase che varia tra  $\pm\phi$  in un periodo pari al tempo di simbolo del segnale QPSK. Più la fase è grande in valore assoluto, più è alta la probabilità che, nel diagramma di costellazione, un simbolo passi nel quadrante adiacente, aumentando la probabilità di errore (*bit error rate (BER)*). In figura 2.8 (a) è riportato, a titolo di esempio, il diagramma di costellazione di un sistema QPSK e l'effetto causato dalla variazione di fase del coefficiente di trasmissione della metasuperficie.

Al fine di verificare quanto ricavato teoricamente, è stata realizzata una FSS che presenta nella sua struttura diodi varactor controllabili in tensione con un segnale che varia tra 20 e 23 Volt, permettendo di ottenere una variazione di fase quasi lineare pari a  $110^\circ$ . Considerando un segnale GSM caratterizzato da una portante a frequenza 2 GHz e una bit rate di 270.833 Kbits/s e utilizzando come segnale di controllo un'onda quadra con frequenza  $f_m$  (*switching frequency*), è possibile ottenere BER compresi tra 0% e 36%. In figura 2.8 (b) è riportato il BER, rappresentato mediante i colori, in funzione del valore assoluto della fase del coefficiente di trasmissione e della frequenza  $f_m$  del segnale di controllo.

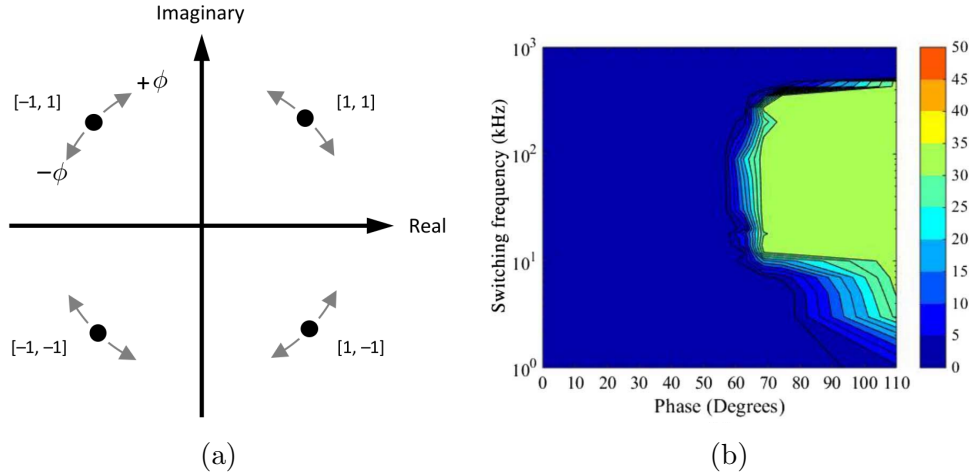


Figura 2.8: (a) Esempio degli effetti che la variazione di fase ha sulla costellazione del segnale QPSK (b) Bit error rate in funzione della fase  $\phi$  del coefficiente di trasmissione e della frequenza  $f_m$  [16].

## 2.5 Phaser spaziale per elaborazione analogica dei segnali realizzato con metasuperfici

In "Metasurface-Based Spatial Phasers for Analogue Signal Processing" [17] viene proposto l'utilizzo delle metasuperfici per realizzare un *phaser*, una struttura il cui ritardo di gruppo  $\tau_g(f)$  può essere ingegnerizzato in modo tale che sia funzione della frequenza dell'onda elettromagnetica incidente.

Considerando una banda di interesse limitata  $f_1 \leq f \leq f_2$  e supponendo di conoscere l'andamento del ritardo di gruppo all'interno della stessa, è possibile determinare la funzione di trasferimento del sistema come

$$H(f) = Ke^{j\phi(f)} \quad (2.30)$$

dove  $K$  è una costante. La relazione che intercorre tra fase  $\phi(f)$  e il ritardo di gruppo  $\tau_g(f)$  è la seguente

$$\phi(f) = -2\pi \int_{f_1}^f \tau_g(\xi) d\xi + \phi_1 \quad (2.31)$$

dove  $\phi_1$  è la fase della funzione di trasferimento alla frequenza  $f_1$ .

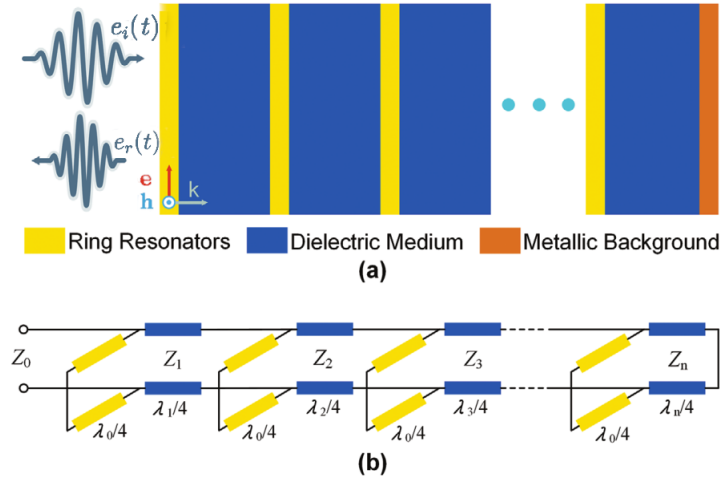


Figura 2.9: (a) Struttura fisica del phaser (b) linea di trasmissione equivalente al phaser [17].

Combinando (2.30) e (2.31) si ottiene

$$H(f) = K e^{-j(2\pi \int_{f_1}^f \tau_g(\xi) d\xi + \phi_1)} \quad (2.32)$$

Si suppone di illuminare il *phaser* con un'onda elettromagnetica avente, sulla superficie, la seguente forma

$$e_i(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k(t) e^{j(2\pi f_k t + \phi_k)} \quad (2.33)$$

dove  $f_k$ ,  $\phi_k$  e  $a_k(t)$  sono rispettivamente la frequenza, la fase iniziale e l'involuppo della  $k$ -esima componente costituente l'onda. Si suppone inoltre che  $a_k(t)$  sia una funzione positiva lentamente variabile rispetto a  $f_k$ , per ogni  $k$  da 0 a  $N - 1$ . Sotto tali condizioni l'onda riflessa dalla superficie assume la seguente forma

$$e_r(t) = K \sum_{k=0}^{N-1} a_k(t - \tau_g(f_k)) e^{j(2\pi f_k t + \phi(f_k) + \phi_k)} \quad (2.34)$$

Dall'equazione (2.34) si può chiaramente vedere che gli involuppi di componenti frequenziali diverse presentano ritardi diversi in base alla frequenza delle stesse.

Il phaser viene realizzato ponendo in cascata risonatori ad anello (*ring resonators*) combinati con strutture elaborate e substrati di Teflon. Generalmente un phaser spaziale presenta  $n$  strati di risonatori ad anello e un "fondo" metallico posto alla fine di esso, che riflette le onde piane incidenti introducendo una



variazione di fase pari a  $-180^\circ$ .

Per studiare la metasuperficie viene utilizzata la linea di trasmissione equivalente mostrata in figura 2.9 (a) e (b), dove i risonatori ad anello sono mappati in degli stub a lambda quarti cortocircuitati, gli strati di dielettrico in linee di trasmissione a lambda quarti e il fondo metallico in un cortocircuito.

Nell'articolo vengono presentati phaser che operano tra gli 8 e i 10 GHz e presentano ritardi di gruppo compresi tra 0,2 e 1,2 ns.

## 2.6 Modulazione QPSK di una portante sinusoidale utilizzando FSS

In "Bit-error-rate performance of quadrature modulation transmission using reconfigurable frequency selective surfaces" [18] viene proposto l'utilizzo di una *Frequency selective surface* per effettuare una modulazione QPSK. A differenza dei sistemi convenzionali, la modulazione è effettuata direttamente sull'antenna trasmittente (*Direct Antenna Modulation (DAM)*); questo permette di allentare le condizioni imposte sul modulatore, semplificandolo e rendendolo più efficiente.

Nel modulatore proposto, la metasuperficie viene utilizzata per variare la fase di un segnale sinusoidale con frequenza di 1.8 GHz e ampiezza costante. La FSS, comportandosi come un filtro LC per le onde elettromagnetiche ed essendo dotata di diodi PIN, può essere controllata attraverso un segnale esterno e imporre la variazione di fase e ampiezza desiderata. Controllando opportunamente la metasuperficie con un segnale ricavato dalla sequenza di bit del messaggio che si vuole trasmettere, viene variata la fase del segnale irradiato dall'antenna, ottenendo la modulazione QPSK corrispondente al messaggio. Una rappresentazione schematica del sistema è riportata nella figura 2.10.

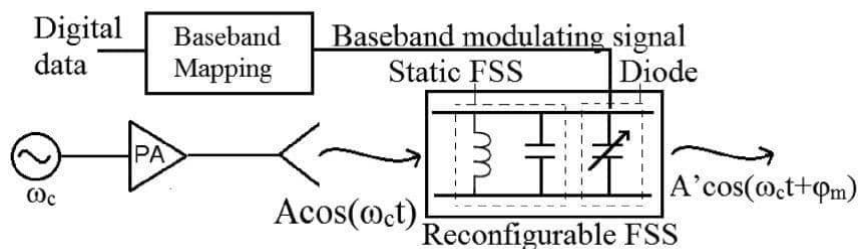


Figura 2.10: Diagramma concettuale del modulatore DAM realizzato con una FSS riconfigurabile [18].

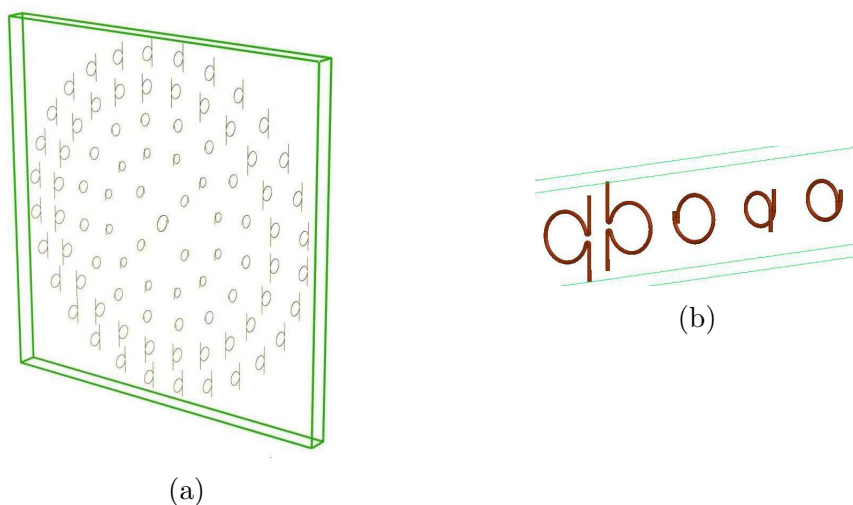


Figura 2.11: (a) esempio di struttura di un metamirror che emula una lente sferica (b) singola linea di elementi di un metamirror che emula una lente cilindrica [19].

## 2.7 Antenna metamirror caratterizzata da distanza focale più piccola della lunghezza d'onda

In "Scanning characteristics of metamirror antennas with Subwavelength focal distance" [19] viene introdotta una particolare metasuperficie detta *metamirror* che, per costruzione, risulta trasparente per qualunque frequenza al di fuori della banda in cui opera. Questa peculiarità rende i *metamirrors* indicati per realizzare antenne per i satelliti o da incorporare nei muri degli edifici. La metasuperficie è realizzata da piccoli scatters in rame inseriti in un substrato dielettrico a bassa permittività. Gli scatters sono realizzati, come mostrato in figura 2.11, da fili diritti che interagiscono con il campo elettrico, collegati ad anelli che interagiscono con il campo magnetico. Modificando il rapporto tra la lunghezza dei fili e il diametro dell'anello è possibile ottenere una variazione di fase arbitraria (da 0 a  $2\pi$ ) nell'onda riflessa dal singolo elemento.

Nell'articolo viene proposto l'utilizzo di metamirrors per emulare sia una lente sferica che una cilindrica, alla frequenza di lavoro di 5 GHz.

Essendo la risposta di ogni singolo scatter non modificabile, il metamirror rientra nella categoria delle metasuperfici non configurabili.

## 2.8 Meta-prisma non reciproco e programmabile

In "Programmable nonreciprocal meta-prism" [20] viene proposta una metasuperficie configurabile che permette di ottenere una decomposizione spaziale controllabile e non reciproca, dove ogni componente frequenziale dell'onda policromatica incidente è trasmessa con un angolo di trasmissione e un guadagno programmabili tramite una tensione DC nell'ordine dei 3 V.

La metasuperficie è composta da *super cells* che impongono sull'onda incidente una determinata variazione di fase  $\phi(f, x, y)$  e un determinato guadagno  $T(f, x, y)$  che dipendono dalla loro posizione nella superficie e dalla frequenza dell'onda incidente. In generale la variazione di fase e il guadagno che la metasuperficie presenta in una direzione di propagazione differiscono da quelle presentate nell'altra. Affinché il suo comportamento sia non reciproco, risulta che  $\phi^B(f, x, y) \neq \phi^F(f, x, y)$  e  $T^F(f, x, y) > 1 \gg T^B(f, x, y)$ , dove  $B$  sta per "Backward" e  $F$  per "Forward".

Si assume che la metasuperficie sia illuminata da un'onda elettromagnetica policromatica costituita da  $N$  componenti frequenziali, caratterizzate dalle frequenze  $f_1, \dots, f_N$ , che si propaga nel verso positivo dell'asse  $z$ , così come mostrato in figura 2.12. Le componenti frequenziali dell'onda incidente, interagendo con la metasuperficie, assumono variazioni di fase diverse in punti  $(x, y)$  diversi. La variazione di fase dell' $n$ -esima componente frequenziale viene indicata con  $\phi_n(x, y)$ . Solitamente il profilo di fase e di guadagno della metasuperficie vengono progettati in modo tale che ogni componente frequenziale venga trasmessa con un determinato angolo di trasmissione e un determinato guadagno.

Nel caso in cui il gradiente di fase sia costante sull'intera superficie, l'onda trasmessa acquisisce una rifrazione anomala, mentre, nell'evenienza in cui il gradiente di fase varii nello spazio, si ottengono maggiori funzionalità quali *beamforming* e applicazioni avanzate di *beam steering*. Assumendo che la metasuperficie presenti un gradiente di fase costante sulla sua superficie, è possibile descriverne il comportamento utilizzando la legge di Snell generalizzata.

$$\frac{\partial \phi_{x,n}}{\partial x} = k_n [\sin(\theta_x^{trns}) - \sin(\theta_x^{inc})] \quad (2.35)$$

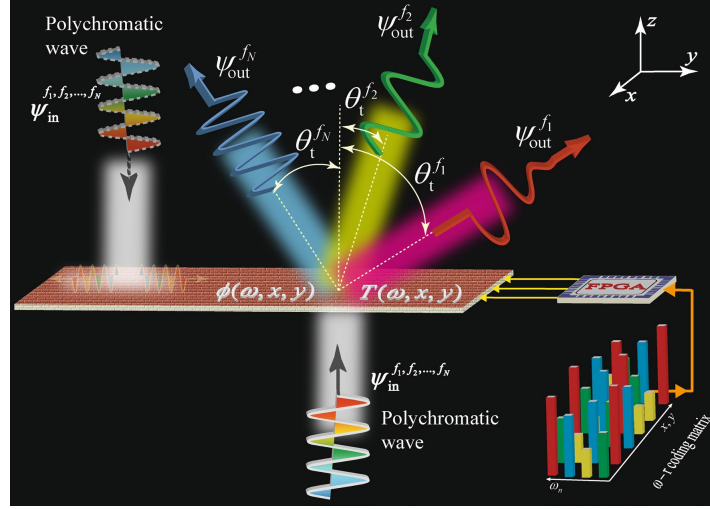


Figura 2.12: Illustrazione del funzionamento del meta-prisma [20].

$$\frac{\partial \phi_{y,n}}{\partial y} = k_n [\sin(\theta_y^{trns}) - \sin(\theta_y^{inc})] \quad (2.36)$$

dove  $k_n$  è il numero d'onda dell' $n$ -esima componente frequenziale e  $\theta_a^{trns}$  e  $\theta_a^{inc}$  con  $a = \{x, y\}$  sono rispettivamente gli angoli di trasmissione e incidenza nella direzione  $a$ .

In figura 2.13 è riportato il principio di operazione del meta-prisma, costituito da cinque operazioni distinte realizzate mediante cinque diversi componenti elettronici ed elettromagnetici. Tale schema permette un'elevata flessibilità nella programmabilità del meta-prisma. L' $m$ -esimo stadio dello schema riportato in 2.13 è caratterizzato  $\phi_m(f, \mathbf{r})$  e  $G_m(f, \mathbf{r})$ , dove  $\mathbf{r}$  è un vettore che identifica un punto sulla superficie.

In generale, per ogni componente frequenziale, la variazione di fase e il guadagno acquisiti sono dati da

$$\phi_n(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^5 \phi_m(f_n, \mathbf{r}) \quad (2.37)$$

$$T_n(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^5 G_m(f_n, \mathbf{r}) \quad (2.38)$$

Nell'articolo viene realizzato un meta-prisma che opera per frequenze comprese tra 5,75 e 6 GHz. Sperimentalmente è stato verificato che segnali a frequenza 5,762 GHz vengono trasmessi ad un angolo di  $-65,4^\circ$  e con un guadagno di

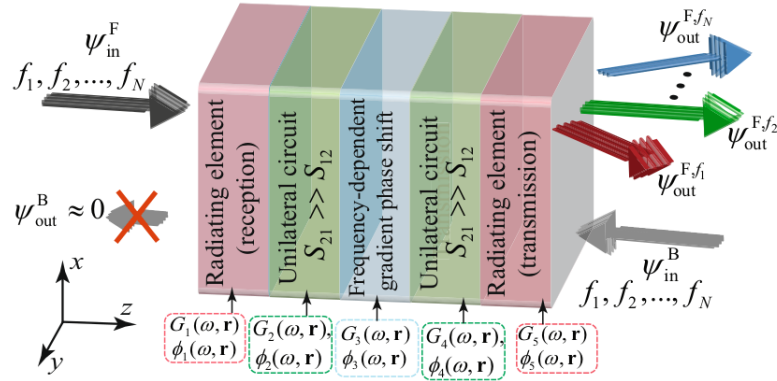


Figura 2.13: Composizione del meta-prisma secondo un'architettura a cinque stadi [20].

12 dB; segnali a 5,836 GHz sono trasmessi ad un angolo di  $-24.2^\circ$  e con un guadagno di 11,54 dB e che segnali a 5,954 GHz sono trasmessi ad un angolo di  $25.1^\circ$  e con un guadagno di 10,4 dB.

## 2.9 Trasmissione diretta di messaggi digitali utilizzando metasuperfici configurabili

In "Direct transmission of digital message via programmable coding metasurface" [21] viene proposta una nuova architettura per le comunicazioni wireless che sfrutta le *digital coding metasurfaces*, famiglia di metasuperfici che, essendo composte da elementi che possono assumere due stati: '0' e '1' (corrispondenti a coefficienti di riflessione con fase opposta e ugual ampiezza), possono essere intese come le versioni digitali delle metasuperfici configurabili tradizionali. Applicando alla metasuperficie determinate sequenze di controllo binarie, è possibile manipolare sia i campi elettromagnetici vicini che quelli lontani. Il sistema di comunicazione digitale sfrutta la capacità della metasuperficie di variare il pattern di radiazione del campo elettromagnetico lontano riflesso, se controllata con sequenze binarie diverse. L'informazione digitale da trasmettere viene utilizzata per programmare, tramite una FPGA, la metasuperficie. Questa, se illuminata da un'antenna, riflette un campo lontano caratterizzato da una funzione di radiazione dipendente dalla sequenza stessa.

Considerando una metasuperficie formata da  $N \times N$  reticoli di ugual dimensione  $D$ , ognuno contenente un array di elementi '0' o '1' e illuminata da

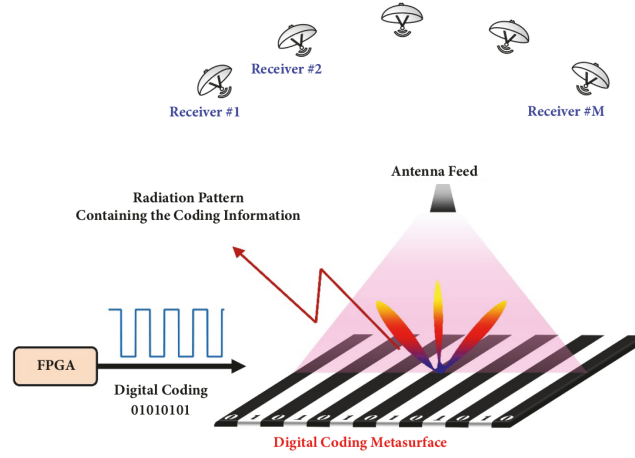


Figura 2.14: Illustrazione schematica del sistema di comunicazione proposto [21].

un'onda piana incidente normalmente sulla superficie, la funzione di radiazione del campo lontano è la seguente

$$f(\theta, \phi) = f_e(\theta, \phi) \cdot \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N \exp \left\{ -j \left( \Phi(m, n) + kD \sin \theta \left[ \left( m - \frac{1}{2} \right) \cos \phi + \left( n - \frac{1}{2} \right) \sin \phi \right] \right) \right\} \quad (2.39)$$

dove  $\theta$  e  $\phi$  sono rispettivamente gli angoli di elevazione e di azimut,  $f_e(\theta, \phi)$  è la funzione di radiazione del singolo reticolo, gli indici  $m$  ed  $n$  identificano i singoli reticoli presenti sulla metasuperficie e  $\Phi(m, n)$  è la fase introdotta dal reticolo individuato da  $m$  e  $n$  [22].

La metasuperficie considerata è formata da  $Q$  colonne controllabili indipendentemente. Il flusso di informazioni binarie viene segmentato in frammenti di  $P$  bit ( $P < Q$ ) i quali vengono mappati, secondo un algoritmo di ottimizzazione, in sequenze di  $Q$  bit che vengono utilizzate per controllare le colonne della metasuperficie. In tal modo viene associato un pattern di radiazione ad ogni possibile sequenza di  $P$  bit.

Come mostrato in figura 2.14, nell'articolo viene proposto un ricevitore formato da più antenne che, poste in luoghi diversi, permettono di ricostruire il pattern di radiazione, quindi anche il simbolo inviato. Dato che si possono ricavare le informazioni solo conoscendo la forma del pattern di radiazione, non è possibile intercettare il messaggio osservando da una singola direzione il campo

riflesso dalla metasuperficie. Per validare le considerazioni teoriche fatte è presentato un prototipo di tale sistema di comunicazione, nel quale la metasuperficie dispone di sette colonne controllabili indipendentemente e viene illuminata da un'onda elettromagnetica a 10 GHz.

## Capitolo 3

# Modulazione di segnali chirp con deviazione di frequenza lineare

### 3.1 Introduzione ai segnali chirp

Il termine *chirp* si riferisce a segnali la cui fase varia nel tempo secondo una certa funzione. Tali segnali hanno trovato numerose applicazioni, dal campo militare, dove sono cruciali per il funzionamento dei radar, al campo delle comunicazioni digitali, dove sono utilizzati nei sistemi *spread-spectrum*. I segnali chirp sono caratterizzati dall'aver uno spettro a banda larga, peculiarità che li rende resilienti a effetti degeneri (quali il rumore di canale, l'effetto doppler e il *multipath fading*) e quindi adatti ad essere utilizzati nel campo delle comunicazioni. Nei sistemi *Chirp Spread Spectrum*, utilizzati tipicamente in scenari militari, subacquei o aerospaziali, un largo spettro è occupato per modulare le informazioni. L'efficienza spettrale viene sacrificata per maggiori *processing gains* e migliore *multipath resolution*. Inoltre, nel caso in cui due segnali chirp esistessero nello stesso periodo di tempo e nella stessa banda, si avrebbe interferenza. Le considerazioni appena scritte spiegano il motivo per cui i segnali chirp vengano utilizzati in applicazioni dove l'affidabilità della comunicazione è più importante della sua bit-rate.

Recentemente, con l'introduzione dell'*Orthogonal Chirp Division Multiplexing (OCDM)* [23], teoria che permette di discernere segnali chirp che si sovrappongono nel tempo e nelle frequenze sfruttando la loro ortogonalità nel dominio



della trasformata di Fresnel, l'interesse verso i segnali chirp è aumentato ed essi potrebbero essere utilizzati nello standard 6G nella banda dei Terahertz [24], in quanto robusti a problematiche tipiche di tali frequenze, quali il rumore di fase.

Le difficoltà a realizzare circuiti elettronici a queste frequenze e le piccolissime dimensioni delle antenne, rendono interessante la ricerca di soluzioni per implementare modulatori e demodulatori chirp elaborando direttamente i segnali a livello elettromagnetico sfruttando le proprietà delle metasuperfici.

## 3.2 Caratteristiche dei segnali chirp con deviazione di frequenza lineare

In questo elaborato di tesi viene focalizzata l'attenzione sui segnali chirp con deviazione di frequenza lineare, ovvero chirp la cui fase varia seguendo un profilo quadratico nel tempo. Un segnale chirp con deviazione di frequenza lineare di durata  $T$ , frequenza iniziale  $f_1$ , assume la seguente forma

$$c(t) = e^{j(2\pi f_1 t + \pi \alpha t^2)} \quad t \in [0, T] \quad (3.1)$$

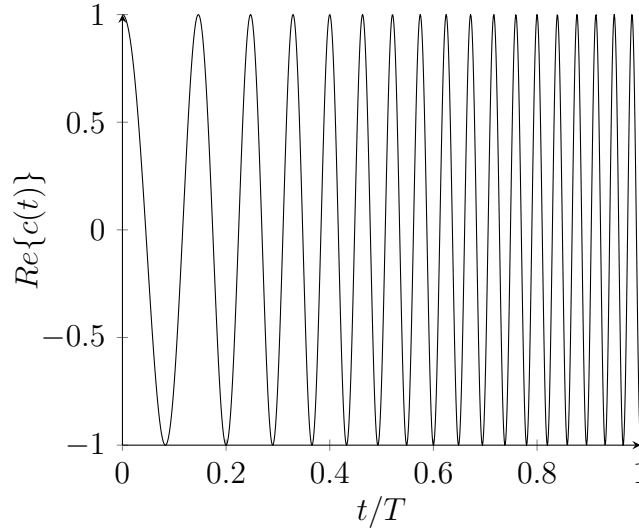
dove  $\alpha$  è la *chirp rate* e determina, congiuntamente con la durata  $T$  del chirp, l'escursione di frequenza  $B$  secondo la seguente relazione

$$B = T|\alpha| . \quad (3.2)$$

L'aggettivo "lineare" di questa classe di segnali chirp deriva dall'evoluzione lineare della frequenza nel tempo

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [2\pi f_1 t + \pi \alpha t^2] = f_1 + \alpha t . \quad (3.3)$$

Di seguito è riportato l'andamento nel tempo di un segnale chirp con deviazione di frequenza lineare caratterizzato da una chirp rate positiva.



Un segnale chirp modulato si presenta in questa forma, dove ad ogni simbolo trasmesso  $a_n$  viene associato un chirp:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n e^{j(2\pi f_1(t-nT) + \pi\alpha(t-nT)^2)} \text{rect}\left(\frac{t-nT-\frac{T}{2}}{T}\right) \quad (3.4)$$

dove  $a_n = \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm L-1\}$  sono i simboli di modulazione e  $T$  è il tempo di simbolo. Non viene indicato il numero di livelli  $L$  del codificatore multi-livello per mantenere più generale la trattazione.

### 3.3 Elaborazione del segnale mediante metasuperfici

Di seguito vengono proposti due metodi alternativi per ottenere il segnale  $s(t)$  riportato in (3.4) partendo da un segnale modulato L-ASK e utilizzando le metasuperfici presentate in [1] e [2].

Si suppone di disporre di un'antenna che, generando un'onda elettromagnetica piana, illumina perpendicolarmente una metasuperficie. Si suppone inoltre che, sull'interfaccia della metasuperficie, il campo elettrico incidente abbia la seguente forma

$$e_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n b(t-nT) e^{j2\pi f_1(t-nT)} \text{rect}\left(\frac{t-nT-\frac{T}{2}}{T}\right) \quad (3.5)$$

dove  $a_n$ ,  $n \in \mathbb{Z}$  sono i simboli contenenti l'informazione,  $b(t)$  è una funzione reale introdotta per ovviare alla non idealità dell'ampiezza del coefficiente di riflessione/trasmissione delle metasuperfici,  $T$  è il tempo di simbolo e  $f_1$  è la frequenza della portante sinusoidale.

Senza perdita di generalità le considerazioni e i calcoli vengono effettuati considerando i segnali solo per un periodo di durata  $T$ , quello per  $t \in [0, T]$ . Il campo incidente considerato è

$$e_i(t) = a_0 b(t) e^{j2\pi f_1 t} \quad t \in [0, T] \quad (3.6)$$

Il segnale chirp atteso, in seguito all'elaborazione da parte della metasuperficie, è

$$s(t) = a_0 e^{j(2\pi f_1 t + \pi \alpha t^2)} \quad t \in [0, T] \quad (3.7)$$

### 3.3.1 Soluzione basata su [1]

Si considera una metasuperficie come quella discussa nella sezione 2.1 avente spessore  $d = \lambda_1/2$ , dove  $\lambda_1$  è la lunghezza d'onda dell'onda incidente, e si suppone che sia controllata da un segnale periodico di periodo pari al tempo di simbolo  $T$  "sincronizzato" con il segnale  $e_i(t)$ . Si suppone inoltre che sia verificata la condizione riportata in (2.4). La situazione considerata è rappresentata nello schema a blocchi in figura 3.1.

Dalle equazioni (2.6) e (3.6) si ricava che il campo trasmesso  $e_t(t)$  dalla metasuperficie ha la seguente forma

$$\begin{aligned} e_t(t) &= e \left( z = \frac{\lambda_1}{2}, t \right) \\ &= |\tau(t)| a_0 b(t) e^{j(2\pi f_1 t + \phi(t))} \end{aligned} \quad t \in [0, T] \quad (3.8)$$

dove  $\tau(t) = |\tau(t)| e^{j\phi(t)}$  è il coefficiente di trasmissione della metasuperficie. Affinché il campo trasmesso corrisponda al segnale che si vuole generare si uguaglia l'equazione (3.8) e la (3.7) e si ottiene che

$$\begin{cases} \phi(t) = \pi \alpha t^2 \\ |\tau(t)| b(t) = 1 \end{cases} \quad t \in [0, T] \quad (3.9)$$

Essendo  $\phi(t) = -\pi n(t)$ , viene manipolata l'equazione di  $\phi(t)$  in (3.9),

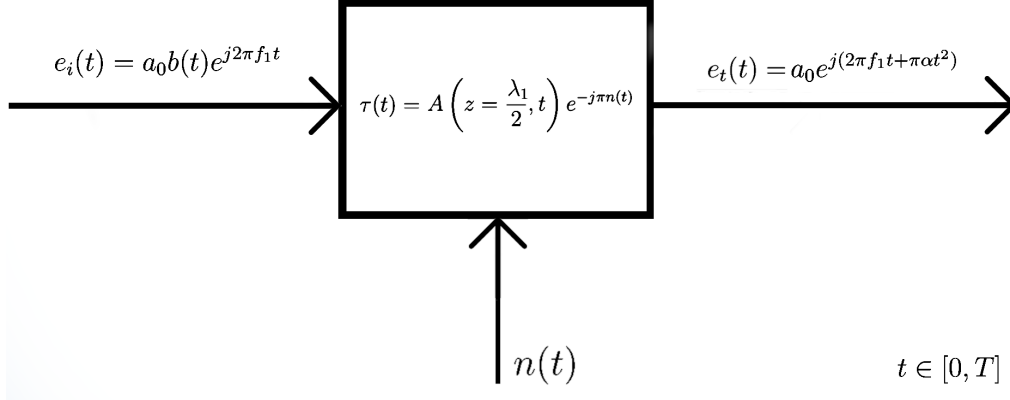


Figura 3.1: Schema a blocchi dello schema di modulazione.

aggiungendo o sottraendo termini multipli interi di  $2\pi$ , per garantire che  $n(t)$  assuma valori unicamente nell'intervallo  $[0, 2[$ :

$$\phi(t) = \begin{cases} \pi\alpha t^2 - \sum_{k=0}^M 2\pi(k+1)\text{rect}\left(\frac{t-t_k-T_k/2}{T_k}\right) & \text{se } \alpha > 0 \\ \pi\alpha t^2 + \sum_{k=0}^M 2\pi k\text{rect}\left(\frac{t-t_k-T_k/2}{T_k}\right) & \text{se } \alpha < 0 \\ 0 & \text{se } \alpha = 0 \end{cases} \quad t \in [0, T] \quad (3.10)$$

dove  $M$  è il quoziente della divisione  $|\pi\alpha T^2|/2$ ;  $t_k$  e  $T_k$  sono rispettivamente gli istanti in cui  $|\pi\alpha t^2|$  ha un valore pari a  $2k\pi$  e la distanza in tempo tra gli istanti  $t_k$  e  $t_{k+1}$

$$t_k = \sqrt{\frac{2k}{|\alpha|}} \quad (3.11)$$

$$T_k = \sqrt{\frac{2(k+1)}{|\alpha|}} - \sqrt{\frac{2k}{|\alpha|}} \quad (3.12)$$

$\forall k \in \{0, \dots, M\}$ .

Dalle relazioni riportate in (3.9) e dalle equazioni (2.7) e (3.10) si ricava che

$$n(t) = \begin{cases} -\alpha t^2 + \sum_{k=0}^M 2(k+1) \text{rect} \left( \frac{t - t_k - T_k/2}{T_k} \right) & \text{se } \alpha > 0 \\ -\alpha t^2 - \sum_{k=0}^M 2k \text{rect} \left( \frac{t - t_k - T_k/2}{T_k} \right) & \text{se } \alpha < 0 \\ 0 & \text{se } \alpha = 0 \end{cases} \quad t \in [0, T] \quad (3.13)$$

e

$$A(z = \lambda_1/2, t) b(t) = 1 \quad t \in [0, T] \quad (3.14)$$

Essendo  $A(z = \lambda_1/2, t)$  un dato noto del problema sarà necessario progettare  $b(t)$  in modo che il loro prodotto sia unitario in ogni istante  $t$ , facendo sì che l'ampiezza del segnale sia quella desiderata in ogni istante di tempo.

**Analisi con matlab** Al fine di verificare se i risultati ottenuti rispecchino la funzionalità desiderata e permettano di produrre il segnale chirp con deviazione di frequenza lineare atteso, è stato sviluppato un programma in Matlab che, ricevuti come parametri la frequenza iniziale, la durata in secondi e l'escursione in frequenza del segnale, calcola l'andamento nel tempo del campo trasmesso in banda base, ovvero traslato in frequenza di  $f_1$  (frequenza della portante sinusoidale) e dell'indice di rifrazione.

Per semplicità è stato assunto che  $A(z = \lambda_1/2, t) = 1$  in ogni istante di tempo. In appendice A è riportato il codice di tale programma.

Nella figura 3.2 è riportato l'andamento della parte reale del campo trasmesso normalizzato in banda base. Nella figura 3.3 si può osservare l'andamento nel tempo dell'indice di rifrazione  $n(t)$  e come questo torni a 2 con una discontinuità ogni volta che sta per assumere un valore minore di 0.

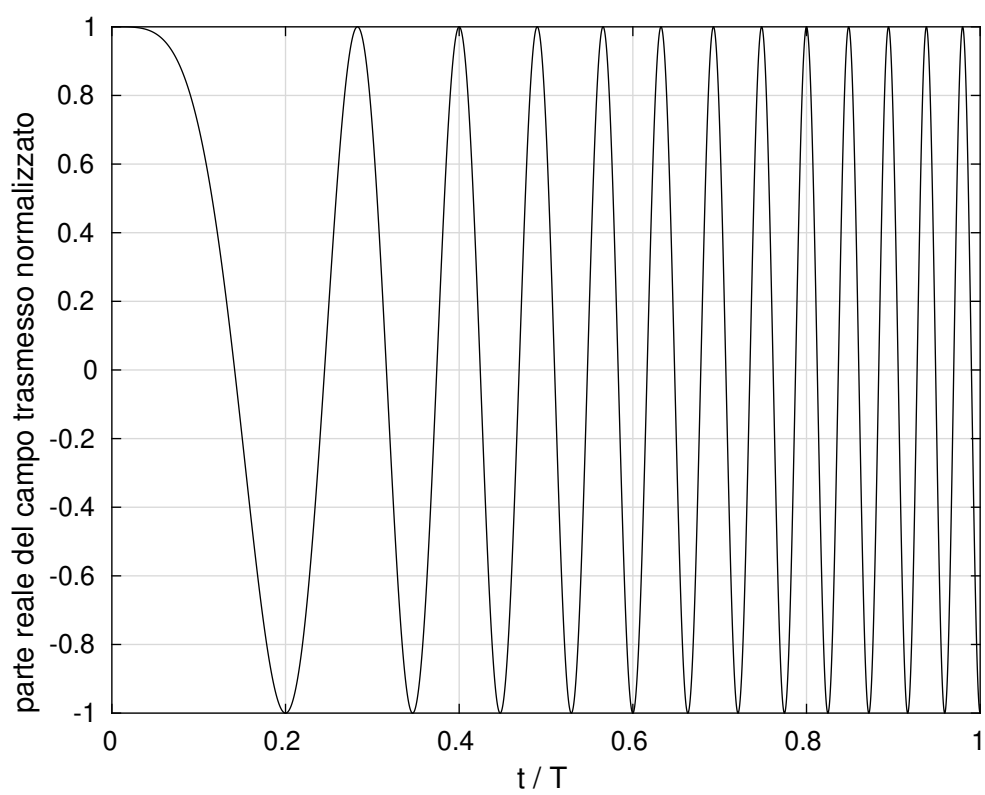


Figura 3.2: Andamento nel tempo della parte reale del campo trasmesso in banda base

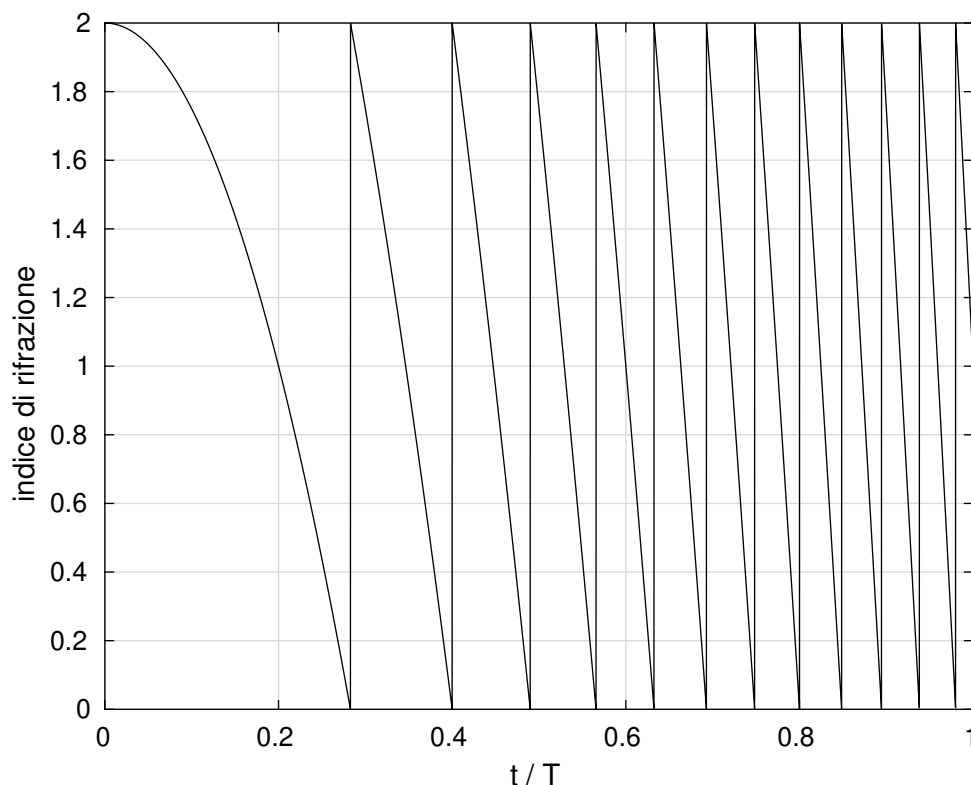


Figura 3.3: Andamento nel tempo dell'indice di rifrazione

### 3.3.2 Soluzione basata su [2]

Si considera una metasuperficie come quella discussa nella sezione 2.2. Si suppone che, così come fatto in tale sezione l'ammettenza superficiale della metasuperficie dipenda solo dal tempo.

Una rappresentazione a blocchi dello schema di modulazione è riportata in figura 3.4. Dalle equazioni (3.6) e (2.15) si ricava che il campo riflesso  $e_r(t)$  è

$$e_r(t) = a_0 b(t) |\gamma(t)| e^{j(2\pi f_1 t + \phi(t))} \quad t \in [0, T] \quad (3.15)$$

Affinché l'equazione (3.15) e la (3.7) siano uguali deve risultare che

$$\begin{cases} \phi(t) = \pi \alpha t^2 \\ |\gamma(t)| b(t) = 1 \end{cases} \quad t \in [0, T] \quad (3.16)$$

Ipotizzando che, così come fatto nella sezione 2.2, il modulo del coefficiente di riflessione sia unitario,  $b(t) = 1$  in ogni istante di tempo. In questo caso il

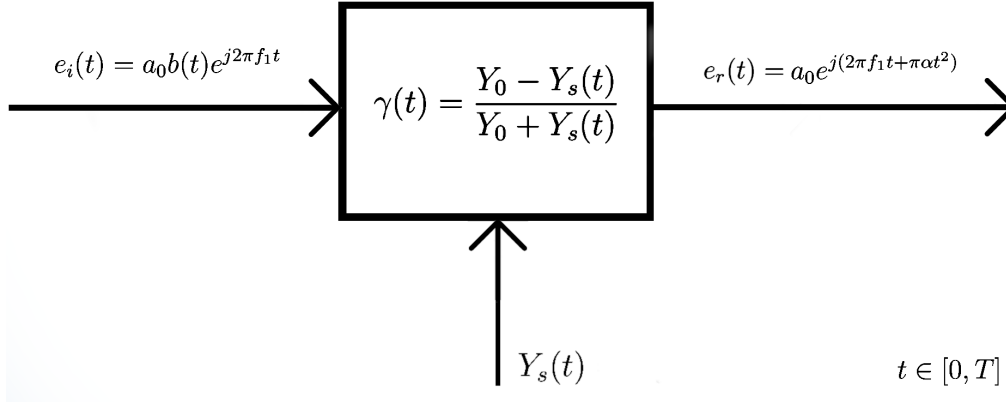


Figura 3.4: Schema a blocchi dello schema di modulazione.

coefficiente di riflessione della metasuperficie ha la seguente forma

$$\gamma(t) = e^{j\pi\alpha t^2} \quad t \in [0, T] . \quad (3.17)$$

Per determinare l'andamento nel tempo dell'ammittenza superficiale  $Y_s(t)$  si uguagliano le equazioni (3.17) e (2.14). Esplicitando  $Y_s(t)$  si ottiene che

$$Y_s(t) = -jY_0 \tan\left(\frac{\pi\alpha t^2}{2}\right) \quad t \in [0, T] . \quad (3.18)$$

**Analisi con Matlab** Al fine di verificare se i risultati ottenuti rispecchino la funzionalità desiderata e permettano di produrre il segnale chirp con deviazione di frequenza lineare atteso è stato sviluppato un programma in Matlab che, ricevuti come parametri la frequenza iniziale, la durata in secondi e l'escursione in frequenza del segnale, calcola l'andamento nel tempo del campo riflesso in banda base e dell'impedenza superficiale  $Y_s(t)$ . In appendice B è riportato il codice di tale programma.

Nella figura 3.5 è riportato l'andamento della parte reale del campo riflesso in banda base. Nella figura 3.6 si può osservare che il profilo della parte immaginaria di  $Y_s(t)$  è dato da un treno di tangenti cambiate di segno e rispecchia quanto descritto nell'equazione (3.18).



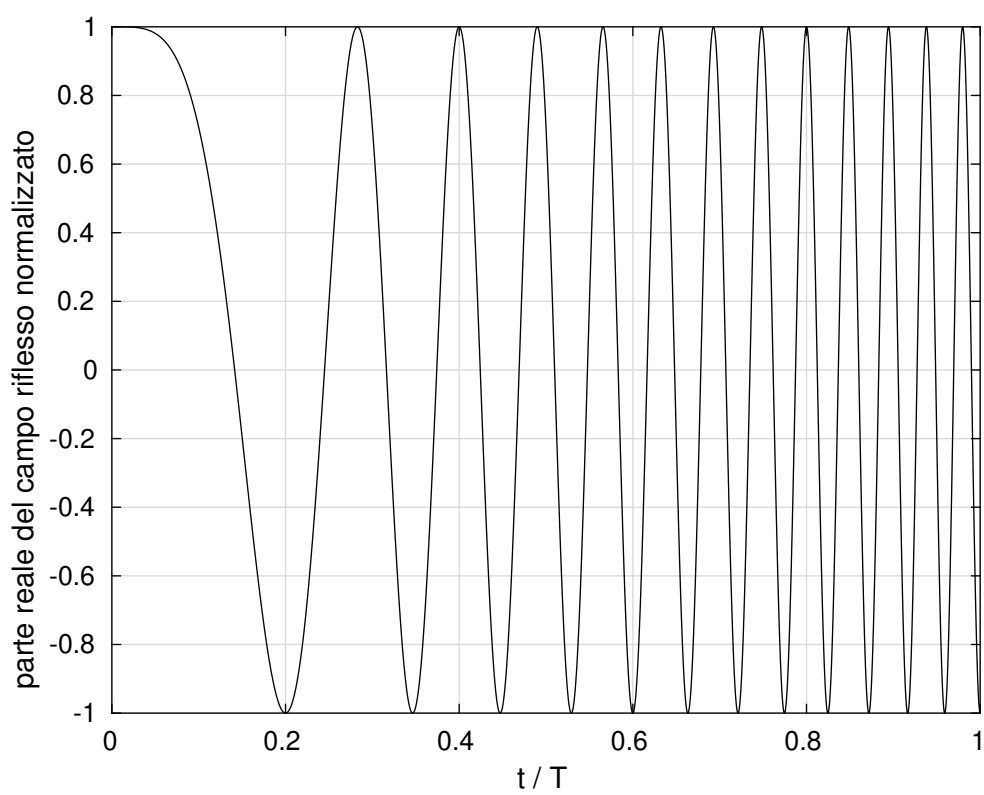


Figura 3.5: Andamento nel tempo della parte reale del campo riflesso in banda base

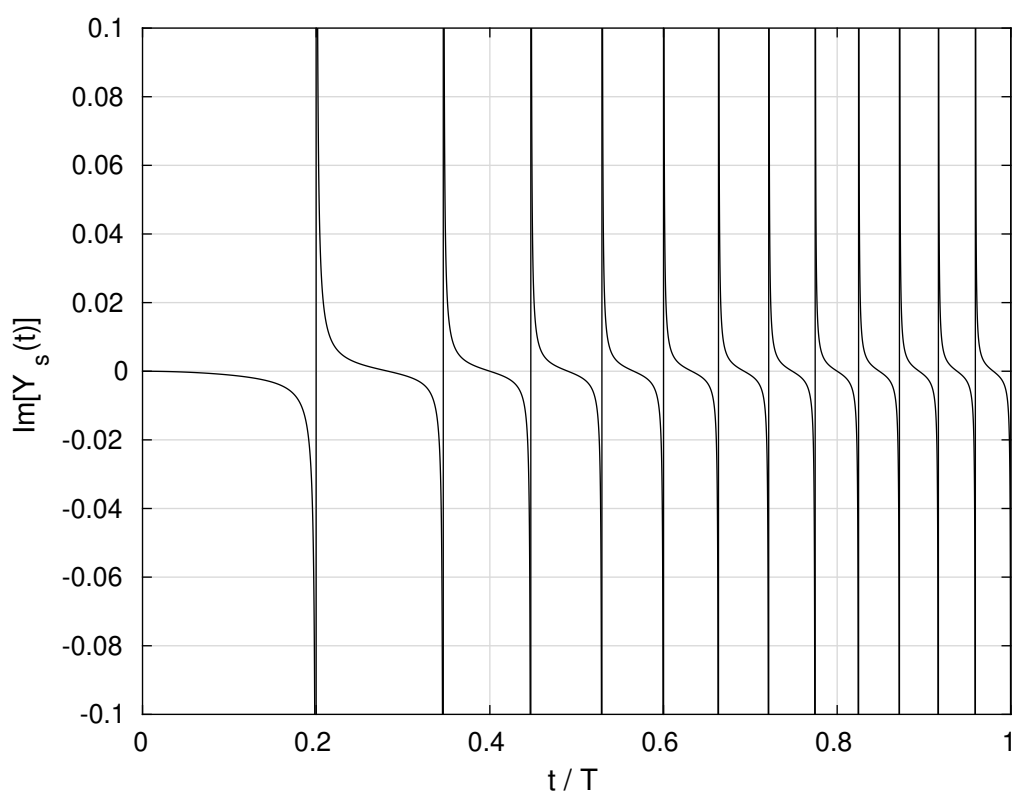


Figura 3.6: Andamento nel tempo dell'ammittenza superficiale

## Capitolo 4

# Demodulazione di segnali chirp con deviazione di frequenza lineare

Nel seguente capitolo viene investigata la possibilità di demodulare un segnale chirp al fine di ottenere una sinusoidale. In particolare viene determinata sia l'operazione da svolgere per realizzare ciò, sia in quale modo debbano essere controllate le metasuperfici presentate nelle sezioni 2.1 e 2.2, per effettuare tale operazione.

Nel seguito viene considerato un singolo chirp e, successivamente, un segnale modulato OCDM e vengono esaminate le condizioni affinché tali segnali possano essere demodulati utilizzando le metasuperfici. Nella seguente trattazione viene trascurata la presenza di rumore termico nel segnale ricevuto.

### 4.1 Demodulazione di un singolo chirp

Si considera il seguente segnale chirp con deviazione di frequenza lineare

$$c(t) = ae^{j(2\pi f_1 t + \pi\alpha t^2)} \quad t \in [0, T] \quad (4.1)$$

dove  $a$  è una costante reale e  $f_1$  è la frequenza iniziale.

Per riottenere, a partire da (4.1), una sinusoidale a frequenza  $f_1$  e ampiezza  $a$  è necessario moltiplicare  $c(t)$  per

$$e^{j\phi(t)} = e^{-j\pi\alpha t^2} \quad t \in [0, T] \quad (4.2)$$

In tal caso si otterrebbe

$$c(t)e^{-j\pi\alpha t^2} = ae^{j(2\pi f_1 t + \pi\alpha t^2 - \pi\alpha t^2)} = ae^{j2\pi f_1 t} \quad t \in [0, T] \quad (4.3)$$

#### 4.1.1 Strategia di controllo della metasuperficie in [1] per ottenere un coefficiente di trasmissione pari a (4.2)

Si considera la metasuperficie discussa nella sezione 2.1 avente spessore  $\lambda_1/2$ , dove  $\lambda_1$  è la lunghezza d'onda dell'onda incidente e si suppone che sia verificata la condizione riportata in (2.4).

Affinché il coefficiente di trasmissione della metasuperficie in (2.7) e il fasore in (4.2) siano uguali, devono essere valide le seguenti relazioni

$$\begin{cases} -\pi n(t) = \phi(t) \\ A(z = \lambda_1/2, t) = 1 \end{cases} \quad t \in [0, T] \quad (4.4)$$

Essendo  $A(z = \lambda_1/2, t)$  una funzione il cui andamento nel tempo non può essere modificato, la seconda relazione in (4.4) non è sempre verificata. Inoltre, per poter imporre la prima condizione sopra riportata, è necessario aggiungere all'espressione di  $\phi(t)$  dei termini multipli interi di  $2\pi$ , in modo tale che sia sempre compreso tra 0 e  $-2\pi$ , condizione necessaria e sufficiente affinché  $n(t)$  sia compreso tra 0 e 2.

$$\phi(t) = \begin{cases} -\pi\alpha t^2 + \sum_{k=0}^M 2\pi k \text{rect}\left(\frac{t - t_k - T_k/2}{T_k}\right) & \text{se } \alpha > 0 \\ -\pi\alpha t^2 - \sum_{k=0}^M 2\pi(k+1) \text{rect}\left(\frac{t - t_k - T_k/2}{T_k}\right) & \text{se } \alpha < 0 \\ 0 & \text{se } \alpha = 0 \end{cases} \quad t \in [0, T] \quad (4.5)$$

dove M è il quoziente della divisione  $|\pi\alpha T^2|/2$ ;  $t_k$  e  $T_k$  sono rispettivamente gli istanti in cui  $|\pi\alpha t^2|$  ha un valore pari a  $2k\pi$  e la distanza in tempo tra gli istanti  $t_k$  e  $t_{k+1}$

$$t_k = \sqrt{\frac{2k}{|\alpha|}} \quad (4.6)$$

$$T_k = \sqrt{\frac{2(k+1)}{|\alpha|}} - \sqrt{\frac{2k}{|\alpha|}} \quad (4.7)$$

$\forall k \in \{0, \dots, M\}$ .

Imponendo che

$$n(t) = -\phi(t)/\pi \quad (4.8)$$

si ottiene che

$$n(t) = \begin{cases} \alpha t^2 - \sum_{k=0}^M 2k \operatorname{rect}\left(\frac{t - t_k - T_k/2}{T_k}\right) & \text{se } \alpha > 0 \\ \alpha t^2 + \sum_{k=0}^M 2(k+1) \operatorname{rect}\left(\frac{t - t_k - T_k/2}{T_k}\right) & \text{se } \alpha < 0 \\ 0 & \text{se } \alpha = 0 \end{cases} \quad t \in [0, T] \quad (4.9)$$

Se il segnale di controllo della metasuperficie è tale che questa presenti l'indice di rifrazione riportato in (4.9) e il campo incidente è un chirp con deviazione di frequenza lineare, durata  $T$ , frequenza iniziale  $f_1$ , chirp rate  $\alpha$  e ampiezza  $a$ , allora si ottiene il seguente campo trasmesso

$$e_t(t) = \tau(t)e_i(t) = A(z = \lambda_1/2, t)ae^{j2\pi f_1 t} \quad t \in [0, T] \quad (4.10)$$

Nel caso in cui  $A(z = \lambda_1/2, t) = 1 \quad \forall t \in [0, T]$ , il campo trasmesso è un segnale sinusoidale di frequenza  $f_1$  e ampiezza  $a$ .

### 4.1.2 Strategia di controllo della metasuperficie in [2] per ottenere un coefficiente di riflessione pari a (4.2)

Si considera una metasuperficie come quella discussa nella sezione 2.2. Si suppone che, così come fatto in tale sezione, il modulo del coefficiente di riflessione sia unitario e che l'ammettenza superficiale sia solo funzione del tempo.

Imponendo che il coefficiente di riflessione in (2.14) e il fasore in (4.2) siano uguali ed esplicitando  $Y_s(t)$  si ottiene

$$Y_s(t) = jY_0 \tan\left(\frac{\pi\alpha t^2}{2}\right) \quad t \in [0, T] \quad (4.11)$$

Se la metasuperficie è controllata in modo tale da presentare un'ammettenza superficiale come quella riportata in equazione (4.11) e il campo incidente è un chirp con deviazione di frequenza lineare, durata  $T$ , frequenza iniziale  $f_1$ , chirp rate  $\alpha$  e ampiezza  $a$ , si ottiene il seguente campo riflesso

$$e_r(t) = \gamma(t)e_i(t) = ae^{j2\pi f_1 t} \quad t \in [0, T] \quad (4.12)$$

L'equazione in (4.12) rappresenta un segnale sinusoidale di frequenza  $f_1$  e ampiezza  $a$ .

## 4.2 Demodulazione di un segnale OCDM

Alla luce di quanto trattato nelle sezioni 3.1 e 3.2, è stata elaborata una possibile modulazione OCDM per la futura rete 6G. Il segnale OCDM considerato è dato dalla combinazione lineare di  $N$  segnali chirp, modulati come in equazione (3.4), caratterizzati da diverse frequenze iniziali  $f_1, \dots, f_N$  e dalla stessa chirp rate  $\alpha$ . Affinché sia garantita l'ortogonalità deve risultare che la frequenza istantanea di ogni singolo chirp disti, in ogni istante, di un multiplo intero di  $1/T$  da quelle degli altri  $N - 1$  chirp, dove  $T$  è il tempo di simbolo. Inoltre, sapendo che  $BT = N$ , dove  $B$  è l'escursione di frequenza del singolo chirp,  $\alpha = \pm N/T^2$ . Il segnale considerato ha la seguente forma

$$s_1(t) = \sum_{l=1}^N \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{l,n} e^{j(2\pi f_l(t-nT) + \pi\alpha(t-nT)^2)} \text{rect}\left(\frac{t - nT - T/2}{T}\right) \quad (4.13)$$

dove  $f_l$ ,  $a_{l,n}$  e  $T$  sono rispettivamente la frequenza iniziale, i simboli e il tempo di simbolo del  $l$ -esimo segnale chirp modulato. Di seguito viene dimostrato come sia possibile demodulare il segnale (4.13) per ottenere un segnale OFDM.

Moltiplicando (4.13) per la ripetizione periodica di (4.2) riportata in (4.14)

$$\sum_{p=-\infty}^{+\infty} e^{-j\pi\alpha(t-pT)^2} \text{rect}\left(\frac{t - pT - T/2}{T}\right) \quad (4.14)$$

si ottiene

$$s_{1,dem}(t) = \sum_{l=1}^N \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{l,n} e^{j(2\pi f_l(t-nT) + \pi\alpha(t-nT)^2)} \text{rect}\left(\frac{t-nT-T/2}{T}\right) \cdot \sum_{p=-\infty}^{+\infty} e^{-j\pi\alpha(t-pT)^2} \text{rect}\left(\frac{t-pT-T/2}{T}\right) \quad (4.15)$$

per proprietà distributiva

$$s_{1,dem}(t) = \sum_{l=1}^N \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} a_{l,n} e^{j(2\pi f_l(t-nT) + \pi\alpha(t-nT)^2)} \text{rect}\left(\frac{t-nT-T/2}{T}\right) \cdot e^{-j\pi\alpha(t-pT)^2} \text{rect}\left(\frac{t-pT-T/2}{T}\right) \quad (4.16)$$

Sono non nulli solo i prodotti tali per cui  $n = p$ , pertanto

$$\begin{aligned} s_{1,dem}(t) &= \sum_{l=1}^N \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{l,n} e^{j(2\pi f_l(t-nT) + \pi\alpha(t-nT)^2)} \text{rect}\left(\frac{t-nT-T/2}{T}\right) e^{-j\pi\alpha(t-nT)^2} \\ &= \sum_{l=1}^N \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{l,n} e^{j2\pi f_l(t-nT)} \text{rect}\left(\frac{t-nT-T/2}{T}\right) \end{aligned} \quad (4.17)$$

Il segnale ottenuto a valle dell'operazione di demodulazione è modulato OFDM, come si può evincere dall'equazione (4.17).

### 4.3 Demodulazione di un segnale OCDM con metasuperfici

Nel contesto della demodulazione del segnale OCDM proposto, utilizzando le metasuperfici discusse in precedenza, si suppone che la metasuperficie sia illuminata da un'onda piana che incide normalmente sulla stessa e che, sulla superficie, presenti il seguente campo elettrico

$$e_i(t) = \sum_{l=1}^N \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{l,n} e^{j(2\pi f_l(t-nT) + \pi\alpha(t-nT)^2)} \text{rect}\left(\frac{t-nT-T/2}{T}\right) \quad (4.18)$$

dove  $f_l$ ,  $a_{l,n}$  e  $T$  sono rispettivamente la frequenza iniziale, i simboli e il tempo di simbolo del  $l$ -esimo segnale chirp modulato. Si suppone inoltre che la metasuperficie sia controllata da un segnale "sincronizzato" al campo elettrico incidente.

Affinché sia possibile demodulare il segnale in (4.18) utilizzando le metasuperfici presentate nelle sezioni 2.1 e 2.2, deve verificarsi che le frequenze iniziali degli  $N$  chirp siano sufficientemente vicine tra loro, in modo tale che la metasuperficie presenti la stessa risposta elettromagnetica per ognuna di esse.

### 4.3.1 Soluzione basata su [1]

Considerando il campo incidente riportato in (4.18) e controllando la metasuperficie in modo tale che presenti un indice di rifrazione dato dalla ripetizione periodica di (4.9), si ottiene il seguente campo elettrico trasmesso

$$e_t(t) = \sum_{l=1}^N \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A\left(z = \frac{\lambda_1}{2}, t - nT\right) a_{l,n} e^{j(2\pi f_l(t-nT))} \text{rect}\left(\frac{t - nT - T/2}{T}\right) \quad (4.19)$$

Nel caso in cui  $A(z = \lambda_1/2, t) = 1 \quad \forall t \in [0, T]$  il campo elettrico trasmesso sarà

$$e_t(t) = \sum_{l=1}^N \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{l,n} e^{j(2\pi f_l(t-nT))} \text{rect}\left(\frac{t - nT - T/2}{T}\right). \quad (4.20)$$

Il campo trasmesso riportato in equazione (4.20) è un segnale OFDM. Una rappresentazione schematica dell'elaborazione svolta dalla metasuperficie è riportata nello schema a blocchi in figura 4.1.

### 4.3.2 Soluzione basata su [2]

Considerando il campo incidente riportato in (4.18) e controllando la metasuperficie in modo tale che presenti un'ammittenza superficiale data dalla ripetizione periodica di (4.11), si ottiene il seguente campo elettrico riflesso

$$e_r(t) = \sum_{l=1}^N \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{l,n} e^{j(2\pi f_l(t-nT))} \text{rect}\left(\frac{t - nT - T/2}{T}\right) \quad (4.21)$$



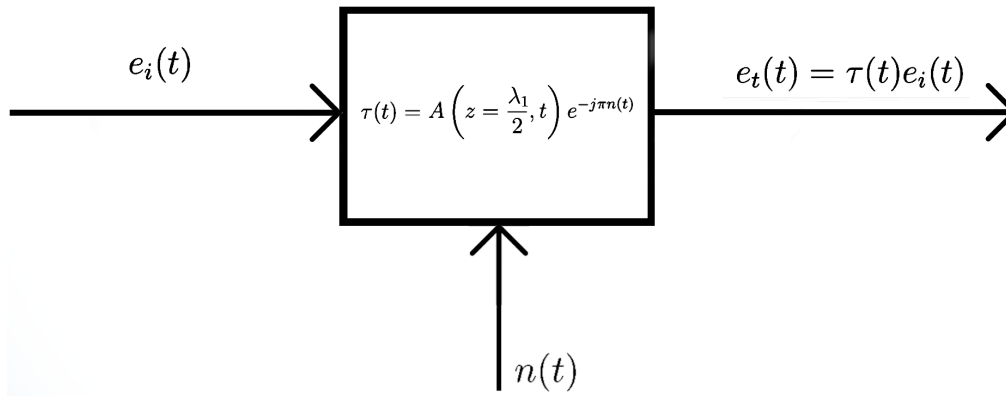


Figura 4.1: Schema a blocchi dell'elaborazione effettuata dalla metasuperficie.

Il campo riflesso ottenuto a in seguito all'elaborazione della metasuperficie è un segnale OFDM. Una rappresentazione schematica dell'elaborazione svolta dalla metasuperficie è riportata nello schema a blocchi in figura 4.2.

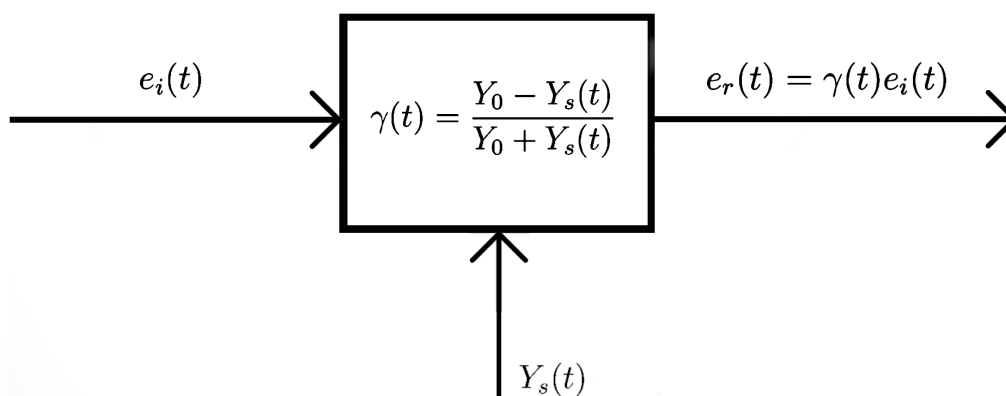


Figura 4.2: Schema a blocchi dell'elaborazione effettuata dalla metasuperficie.

# Capitolo 5

## Conclusione e sviluppi futuri

La presente tesi ha esposto la tecnologia delle metasuperfici, focalizzando l'attenzione sulla loro struttura e sui modelli che vengono utilizzati per studiarle.

Sono state illustrate le metasuperfici sviluppate negli ultimi anni a livello accademico con particolare attenzione alle metasuperfici tempo-varianti, evidenziando il modello utilizzato per analizzarle, nonché le caratteristiche e le applicazioni per le quali sono state proposte.

Infine, sfruttando i modelli di alcune delle metasuperfici esposte, è stata presentata una possibile applicazione delle stesse per la modulazione e demodulazione a livello elettromagnetico di segnali chirp. In seguito all'analisi teorica effettuata, è stato possibile affermare che, sotto determinate ipotesi, sia teoricamente possibile modulare un segnale sinusoidale al fine di ottenere un segnale chirp con deviazione di frequenza lineare e viceversa.

Futuri possibili risvolti collegati a quanto la tesi dimostra riguardano:

- Sviluppo di un circuito di estrazione del sincronismo di simbolo
- Studio del sistema nel caso in cui l'onda elettromagnetica non incida normalmente sulla metasuperficie e di eventuali soluzioni per migliorarle
- Simulazione del sistema e caratterizzazione dello stesso

# Appendice A

## Codice del programma della sezione 3.3.1

Il seguente programma Matlab è così strutturato: nelle prime cinque righe vengono inizializzate le variabili contenenti i parametri di interesse, nella settima viene generato un vettore di  $N$  elementi rappresentante l'asse dei tempi normalizzato rispetto al tempo di simbolo  $T$ , nel ciclo *for* a riga 8 viene calcolato l'indice di rifrazione in modo che possa assumere solo valori compresi tra 0 e 2 e nelle righe 18 e 20 sono calcolati, secondo le equazioni (2.3) e (2.6), il campo incidente e quello trasmesso in banda base. Infine vengono prodotti due grafici rappresentanti l'indice di rifrazione e il campo trasmesso in banda base come funzioni del tempo.

APPENDICE A. CODICE DEL PROGRAMMA DELLA SEZIONE 3.3.1

```

1  f_1 = 5*10^6;    % frequenza iniziale in Hz
2  B = 25*10^6;    % escursione di frequenza in Hz
3  T = 1*10^6;    % durata di un chirp in secondi
4  alpha = B/T;    % chirp rate in Hz/s
5  N = 10000;     % numero di punti
6  t = linspace(0,T,N)/T; % vettore dei tempi
   % normalizzato rispetto a T
7  % calcolo dell'indice di rifrazione
8  for j = 1:N
9      if alpha >= 0
10         temp = -alpha*t(j)^2;
11         n(j) = temp + fix(-temp/2)*2 + 2;
12     else
13         temp = -alpha*t(j)^2;
14         n(j) = temp + fix(-temp/2)*2 ;
15     end
16 end
17 % campo incidente
18 e_i = exp(1i*2*pi*f_1*t);
19 % campo trasmesso in banda base
20 e_t = exp(1i*(2*pi*(f_1)*t - pi*n)).*exp(-1i*2*pi*
   f_1*t);
21 % plot del campo trasmesso in banda base
22 figure();
23 plot(t,real(e_t));
24 grid on;
25 xlabel('t / T')
26 ylabel('parte reale del campo trasmesso
   normalizzato')
27 % plot dell'indice di rifrazione
28 figure();
29 plot(t,n);
30 grid on;
31 xlabel('t / T')
32 ylabel('indice di rifrazione')

```

## Appendice B

### Codice del programma della sezione 3.3.2

Il seguente programma Matlab è così strutturato: nelle prime sei righe vengono inizializzate le variabili contenenti i parametri di interesse, nella settima viene generato un vettore di  $N$  elementi rappresentante l'asse dei tempi normalizzato rispetto al tempo di simbolo  $T$ , alle righe 10 e 12 viene determinato, secondo le equazioni (3.18) e (2.14), l'andamento nel tempo dell'ammettenza superficiale e del coefficiente di riflessione e nelle righe 14 e 16 sono calcolati, secondo le equazioni (2.12) e (2.16), il campo incidente e quello riflesso in banda base. Infine, vengono prodotti due grafici rappresentanti l'ammettenza superficiale e il campo riflesso in banda base come funzioni del tempo.

APPENDICE B. CODICE DEL PROGRAMMA DELLA SEZIONE 3.3.2

```

1  f_1 = 5*10^6;    % frequenza iniziale in Hz
2  B = 25*10^6;    % escursione di frequenza in Hz
3  T = 1*10^6;    % durata di un chirp in secondi
4  alpha = B/T;    % chirp rate in Hz/s
5  N = 10000;     % numero di punti
6  Y_0 = 1/(120*pi); % ammettenza del vuoto
7  t = linspace(0,T,N)/T; % vettore dei tempi
   normalizzato rispetto a T
8
9  % ammettenza superficiale
10 Y_s = -1i*Y_0*tan((pi*alpha*t.^2)/2);
11 % coeff. di riflessione
12 gamma = (Y_0-Y_s)./(Y_0+Y_s);
13 % campo incidente
14 e_i = exp(1i*2*pi*f_1*t);
15 % campo riflesso in banda base
16 e_r = (e_i.*gamma).*exp(-1i*2*pi*f_1*t);
17
18 % grafico andamento del campo riflesso nel tempo
19 figure();
20 plot(t,real(e_r));
21 grid on;
22 xlabel('t / T')
23 ylabel('parte reale del campo riflesso normalizzato
   ')
24 % grafico andamento dell'impedenza superficiale nel
   tempo
25 figure();
26 plot(t,imag(Y_s));
27 grid on;
28 ylim([-0.1 0.1])
29 xlabel('t / T')
30 ylabel('Im[Y_s(t)]')

```

# Bibliografia

- [1] Z. Wu and A. Grbic, “Serrodyne frequency translation using time-modulated metasurfaces,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 3, pp. 1599–1606, 2019.
- [2] D. Ramaccia, D. L. Sounas, A. Alù, A. Toscano, and F. Bilotti, “Phase-induced frequency conversion and doppler effect with time-modulated metasurfaces,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 3, pp. 1607–1617, 2019.
- [3] M. H. Alsharif, M. A. Albreem, A. A. Solyman, and S. Kim, “Toward 6g communication networks: Terahertz frequency challenges and open research issues,” *Computers, Materials & Continua*, vol. 66, no. 3, pp. 2831–2842, 2021.
- [4] M. Di Renzo, A. Zappone, M. Debbah, M.-S. Alouini, C. Yuen, J. de Rosny, and S. Tretyakov, “Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: How it works, state of research, and the road ahead,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 38, no. 11, pp. 2450–2525, 2020.
- [5] Q. Ma and T. J. Cui, “Information metamaterials: bridging the physical world and digital world,” *Photonix*, vol. 1, no. 1, pp. 1–32, 2020.
- [6] A. Ptilakis, O. Tsilipakos, F. Liu, K. M. Kossifos, A. C. Tasolamprou, D.-H. Kwon, M. S. Mirmoosa, D. Manassis, N. V. Kantartzis, C. Liaskos, *et al.*, “A multi-functional reconfigurable metasurface: Electromagnetic design accounting for fabrication aspects,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 3, pp. 1440–1454, 2020.



- [7] V. V. Zubyuk, P. A. Shafirin, M. R. Shcherbakov, G. Shvets, and A. A. Fedyanin, “Externally driven nonlinear time-variant metasurfaces,” *arXiv preprint arXiv:2012.06604*, 2020.
- [8] D. Ramaccia, D. Sounas, A. Alù, A. Toscano, and F. Bilotti, “Metasurface-based radar jammers and deceptors implemented through time-varying metasurfaces,” in *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1–2, IEEE, 2020.
- [9] X. Wang and C. Caloz, “Spread-spectrum selective camouflaging based on time-modulated metasurface,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020.
- [10] D. Dardari and N. Decarli, “Holographic communication using intelligent surfaces,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 59, no. 6, pp. 35–41, 2021.
- [11] D. Dardari, “Communicating with large intelligent surfaces: Fundamental limits and models,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 38, no. 11, pp. 2526–2537, 2020.
- [12] D. Dardari and D. Massari, “Using metaprisms for performance improvement in wireless communications,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 5, pp. 3295–3307, 2021.
- [13] F. Guidi and D. Dardari, “Radio positioning with em processing of the spherical wavefront,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 3571–3586, 2021.
- [14] H. Zhang, N. Shlezinger, F. Guidi, D. Dardari, M. F. Imani, and Y. C. Eldar, “Beam Focusing for Near-Field Multi-User MIMO Communications,” *arXiv e-prints*, p. arXiv:2105.13087, May 2021.
- [15] A. Elzanaty, A. Guerra, F. Guidi, D. Dardari, and M.-S. Alouini, “Towards 6G Holographic Localization: Enabling Technologies and Perspectives,” *arXiv e-prints*, p. arXiv:2103.12415, Mar. 2021.
- [16] J. Roberts, K. L. Ford, and J. M. Rigelsford, “Secure electromagnetic buildings using slow phase-switching frequency-selective surfaces,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 1, pp. 251–261, 2015.

- [17] M. Z. Chen, Q. Cheng, F. Xia, A. K. Rashid, J. Y. Dai, C. Zhang, Q. Zhang, and T. J. Cui, “Metasurface-based spatial phasers for analogue signal processing,” *Advanced Optical Materials*, vol. 8, no. 18, p. 2000128, 2020.
- [18] S. Henthorn, K. L. Ford, and T. O’Farrell, “Bit-error-rate performance of quadrature modulation transmission using reconfigurable frequency selective surfaces,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2038–2041, 2017.
- [19] S. N. Tsvetkova, V. S. Asadchy, and S. A. Tretyakov, “Scanning characteristics of metamirror antennas with subwavelength focal distance,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 8, pp. 3656–3660, 2016.
- [20] S. Taravati and G. V. Eleftheriades, “Programmable nonreciprocal metaprism,” *Scientific Reports*, vol. 11, no. 1, pp. 1–12, 2021.
- [21] T. J. Cui, S. Liu, G. D. Bai, and Q. Ma, “Direct transmission of digital message via programmable coding metasurface,” *Research*, vol. 2019, 2019.
- [22] T. J. Cui, M. Q. Qi, X. Wan, J. Zhao, and Q. Cheng, “Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials,” *Light: Science & Applications*, vol. 3, no. 10, pp. e218–e218, 2014.
- [23] X. Ouyang and J. Zhao, “Orthogonal chirp division multiplexing,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 64, no. 9, pp. 3946–3957, 2016.
- [24] C. Browning, X. Ouyang, D. Dass, G. Talli, and P. Townsend, “Orthogonal chirp-division multiplexing for performance enhanced optical/millimeter-wave 5g/6g communications,” in *2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pp. 1–3, IEEE, 2021.