



**UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA**



**DIPARTIMENTO
DI INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE**

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA INFORMATICA

“MODELLO AI SEGNALI DI METASUPERFICI DI OCCULTAMENTO”

Relatore: Prof. TOMASIN STEFANO

Laureando: GRANIELLO CARMINE

ANNO ACCADEMICO 2021 – 2022

Data di laurea: 16 Novembre 2022



Ai miei Amici.

Ai miei Colleghi.

Ai miei Familiari.

*A mia Madre Donatella e a mio Padre Saverio,
con i quali voglio condividere le gioie di questo
importante traguardo della mia vita. Esempi di
tenacia e virtù, fonti di ispirazione, mi hanno
aiutato a diventare l'uomo che sono oggi.*

Vi amo...

Indice

Introduzione	1
Capitolo 1	2
1.1 Contesto	2
1.2 Classificazione delle Metasuperfici	3
1.3 Metasuperficie di Occultamento	6
Capitolo 2	9
2.2 Metasuperficie in Trasmissione	13
2.2.1 Analisi Elettrica	14
2.2.2 Applicazione del filtro reale su segnale sinusoidale	18
2.2.3 Proprietà della Convoluzione	20
2.2.4 Analisi ai Segnali	21
2.3 Metasuperficie in Ricezione	31
2.3.1 Analisi Elettrica	32
2.3.2 Analisi ai Segnali	33
Conclusione	36
Bibliografia	37

Abstract

Lo scopo di questa tesi è studiare i comportamenti e capire l'utilità delle superfici intelligenti che lasciano passare selettivamente segnali radio. Esse sono strutture bidimensionali costruite con materiali specifici, che se combinati a componenti elettronici, permettono un'elaborazione avanzata dei segnali. Abbiamo ottenuto, partendo da un trasmettitore ed un ricevitore, un modello ai segnali disegnabile come circuito elettrico, il quale presenta svariate peculiarità in base al tipo di segnale impiegato (distinguiamo scenari a bassa ed alta potenza del segnale incidente sulla superficie). Nella tesi vengono affrontate diverse analisi, in primis fisica, successivamente elettrica ed infine ai segnali, oggetto di principale interesse.

Introduzione

L'obiettivo di questa tesi è comprendere le caratteristiche fondamentali di una superficie intelligente di occultamento, con comportamenti che dipendono dalla potenza incidente su di essa. Alla base del suo comportamento vi è la non linearità dei diodi che collegano le metalliche unità fondamentali della metasuperficie. Di fatto, l'occultamento di oggetti rivestiti da questi materiali può essere innescato grazie alla condizione di polarizzazione diretta o meno del diodo, che dipende dalla differenza di potenziale ai suoi capi e perciò anche dall'intensità della potenza dell'onda elettromagnetica che illumina la metasuperficie. Ricaveremo un modello elettrico e successivamente uno ai segnali, prima di un'antenna trasmittente rivestita, poi di un'antenna ricevente rivestita.

Nel Capitolo 1 daremo una panoramica generale delle caratteristiche principali delle metasuperfici. Definiremo che cosa sono, quali sono i loro utilizzi nel mondo delle telecomunicazioni. Introduciamo inoltre le metasuperfici di occultamento come sottocategoria delle applicazioni dei metamateriali.

Nel Capitolo 2 descriveremo un modello elettrico di metasuperficie di occultamento, considerando la non linearità del diodo. Descriveremo i due scenari ad alta e bassa potenza. Successivamente ricaveremo un modello ai segnali per la trasmissione ed uno per la ricezione, che confronteremo con la metasuperficie descritta dalla [3].

Nel Capitolo 3 trarremo le dovute conclusioni.

Capitolo 1

Le metasuperfici

1.1 Contesto

Viviamo in una società interconnessa, dove le persone usano intensivamente strumenti di telecomunicazioni: esse ci avvicinano, ci semplificano la vita e ci permettono di scambiare informazioni in maniera efficace e veloce.

Tuttavia, non sempre queste tecnologie lavorano al meglio delle loro possibilità. Almeno fino ad ora, l'ambiente spesso limita la comunicazione e causa degli ostacoli (edifici, ostacoli naturali, corpi umani, etc.) che interagiscono con le onde elettromagnetiche in differenti modalità, causando riflessione, rifrazione, diffrazione ed assorbimento, con conseguenti deturpamenti della robustezza ed efficienza dei sistemi di telecomunicazioni rispetto ad un ipotetico scenario in linea di vista (Line-of-Sight), dove le onde si propagano dal trasmettitore al ricevitore in linea retta.

Inoltre, la continua richiesta di sistemi di comunicazione senza fili (wireless) sempre più performanti e sempre più alla portata di tutti ha introdotto nuove sfide alla comunità ingegneristica: latenza e jitter quasi nulli, alta affidabilità, alta sicurezza, ed ancor più elevata velocità. Affrontare di fatto queste sfide usando le tecnologie 5G attualmente in commercio, richiederebbe un utilizzo massivo di tempo di elaborazione in sistemi di calcolo complessi e numerosi punti di accesso ed antenne, ancor di più se consideriamo ambienti dove vi sono numerose macchine e dispositivi che si scambiano informazioni ad alta velocità. Tuttavia, lo sviluppo delle tecnologie "oltre il 5G" della prossima generazione sta portando il mondo delle telecomunicazioni ad un cambio di paradigma, dove è il mondo fisico stesso che gioca un ruolo chiave nella storia e, servendoci di esso si possono

ottenere risultati mai visti prima. Tra queste tecnologie troviamo le metasuperfici, strutture 2D di materiali speciali che combinate a componenti elettronici permettono speciali elaborazioni del segnale radio, principalmente dovute alla loro capacità di manipolare i campi elettromagnetici con energie e costi minimi. Queste metasuperfici possono giocare un ruolo chiave e fondamentale nella ricerca, implementazione ed infine diffusione delle tecnologie abilitanti fondamentali (Key Enabling Technologies: KET), selezionate anche dalla Commissione Europea per via delle loro capacità di rafforzare la capacità innovativa e manifatturiera industriale dell'Unione Europea stessa.

1.2 Classificazione delle Metasuperfici

Negli ultimi decenni, molti gruppi scientifici hanno investigato sulle possibilità che potevano offrire le superfici intelligenti, dalle semplici miglie delle prestazioni di dispositivi e/o componenti elettromagnetici alla concezione di nuove classi di performance come ad esempio accessibilità, riconfigurabilità e consapevolezza [4].

Si possono individuare più generazioni consecutive di metasuperfici che tracciano una linea temporale dello sviluppo di queste tecnologie. In linea di principio, ogni dieci anni una nuova generazione di metasuperfici si afferma, con rendimenti migliori rispetto alle generazioni precedenti. Fino ad oggi, distinguiamo le seguenti generazioni [4]:

Prima Generazione: dispositivi generalmente applicati ai sistemi antenna (materiali ricoprenti, lenti, filtri spaziali, superfici ad alta impedenza, conduttori magnetici, etc.). Sono caratterizzati da strutture periodiche omogenee e regolari.

Seconda generazione: dispositivi caratterizzati da strutture non omogenee, con proprietà che dipendono dalla modellizzazione spaziale della superficie. Generalmente (con distribuzione gradiente o andamento pseudoperiodico) il segnale impattante viene riflesso con un ritardo, uno sfasamento ed un'ampiezza differente, a seconda del punto superficiale con il quale entra in contatto.

Terza generazione: dispositivi fabbricati con strutture sia omogenee che non omogenee, le quali proprietà possono essere controllate nel tempo.

Nella Fig.1.1 è possibile vedere questa evoluzione degli studi sulle metasuperfici, con una linea temporale che va dalla fine degli anni 90 ai giorni nostri.

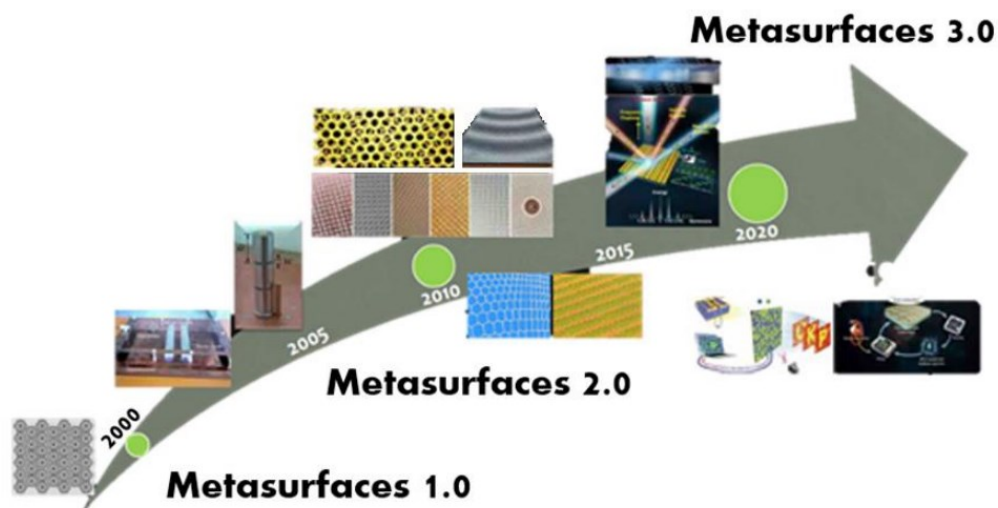


Fig. 1.1: Linea del tempo dello sviluppo delle superfici intelligenti. Ogni dieci anni una nuova generazione di queste ultime si afferma, con complessità e prestazioni sempre più alte. [4]

Inoltre, la possibilità di agire sulle caratteristiche della superficie intelligente sia nello spazio che nel tempo (quindi la loro riconfigurabilità), aumenta le possibilità di creare dispositivi elettromagnetici unici, che posseggono proprietà di riconfigurabilità, modellabilità temporale e di programmabilità delle risposte. La realizzazione di tali materiali ad hoc per particolari impieghi specifici, ha esteso l'impiego di queste nuove conoscenze dai semplici casi di studio generali ai complessi scenari del mondo moderno. Tali materiali insomma sono delle tecnologie abilitanti per controllare moltissimi aspetti nell'ambiente delle telecomunicazioni. La complessità crescente delle metasuperficie viene mostrata nella Fig. 1.2.

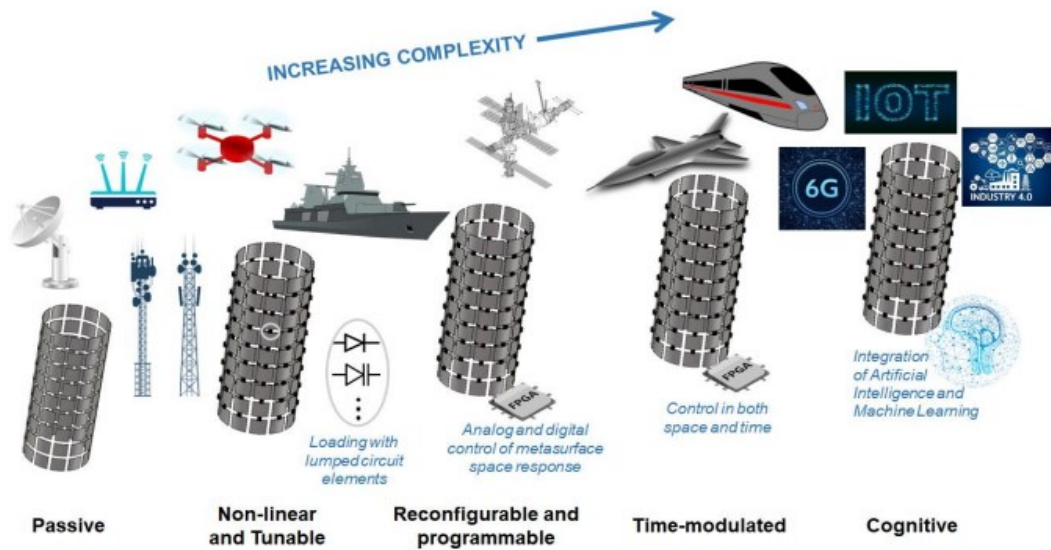


Fig. 1.2: Rappresentazione schematica della crescente complessità delle metasuperfici per diversi scenari applicativi. Aumentando la dimensione e la velocità degli oggetti, così come la complessità nell'impiego, le metasuperfici dovrebbero seguire lo stesso andamento nell'aumento dei gradi di libertà, delle caratteristiche di riconfigurabilità e capacità cognitive [4].

1.3 Metasuperficie di Occultamento

Entriamo nel dettaglio, esaminando, tra tutte le tipologie esistenti, le metasuperfici di occultamento. Esse sono un gruppo esistente di superfici intelligenti, utilizzate per ricoprire un oggetto “obiettivo”, con il fine ultimo di rendere l’oggetto rivestito invisibile ad un’onda elettromagnetica incidente su di esso [1]. Sono composte da molte celle unitarie, ciascuna formata da bande metalliche, poggianti su un substrato dielettrico, collegate con diodi. La peculiarità di questo tipo di metasuperficie è quella di bloccare o lasciar passare il segnale incidente in base alla intensità del segnale stesso. Questa caratteristica è dovuta all’applicazione di elementi non lineari come i diodi, che rendono il comportamento di questa superficie intelligente sensibile al tipo di segnale illuminante. La Fig. 1.3 e la Fig. 1.4 mostrano il tipo di struttura fisica sulla quale baseremo prima l’analisi di tipo elettrico e successivamente ai segnali.

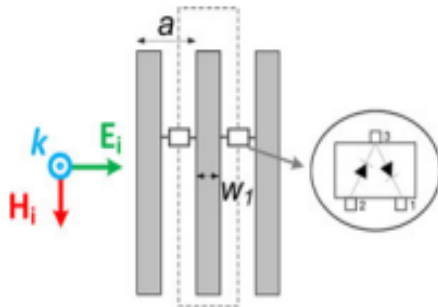


Fig. 1.3: Cella metasuperficiale che viene irradiata da un’onda elettromagnetica con il vettore campo elettrico perpendicolare ad essa. Presa da [1].

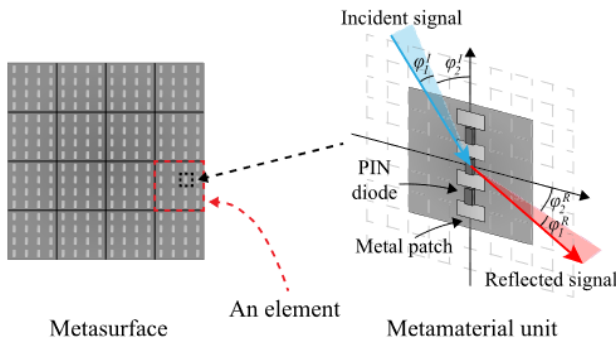


Fig. 1.4: Esempio di metasuperficie dove viene rappresentata la singola cella elementare della Fig. 1.2. Presa da [7].

Riferendoci alle figure precedenti, è nostra intenzione progettare e studiare una superficie intelligente di occultamento che utilizzi elementi non lineari che dipendono dalla potenza incidente su di essa: i diodi. Concentriamoci ora sullo scenario in Fig. 1.5. Ci sono k trasmettitori e k ricevitori che si scambiano informazioni.

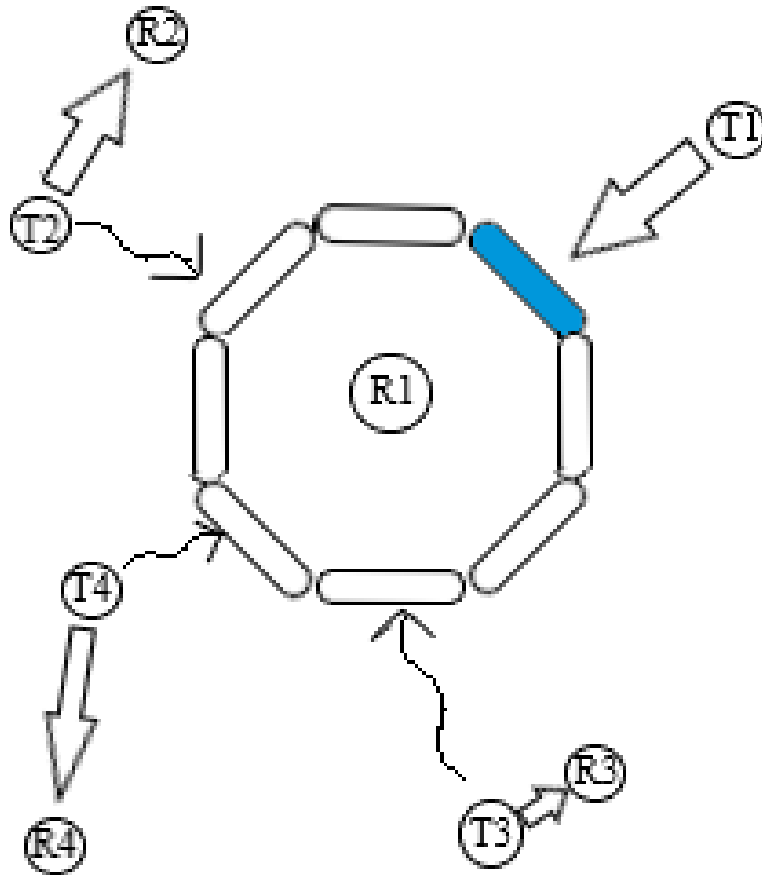


Fig. 1.5: k trasmettitori e k ricevitori che si scambiano informazioni. In particolare, il ricevitore R1, rivestito esternamente da una serie lastre di metasuperficie riceve dal trasmettitore T1, un segnale sufficientemente potente da poter penetrare la lastra (azzurra).

In particolare, il ricevitore R1, rivestito esternamente da una serie lastre di metasuperficie, riceve da queste k antenne trasmettenti dei segnali, ma solo uno di questi segnali riesce a passare e a mandare il contenuto informativo a R1: l'antenna T1.

Il contenuto informativo spedito da T1 è stato mandato con un segnale ad una certa potenza, tale da poter penetrare la lastra metasuperficiale, questo perché la soglia di potenza minima, tale da far “aprire” la metasuperficie al segnale, è stata superata dal segnale mandato unicamente da questa antenna. Nella Fig. 1.5, dove tutti i trasmettitori hanno dei ricevitori ben precisi, i segnali hanno già una direzione principale, ed i segnali che arrivano alla metasuperficie (tranne quello proveniente da T1) sono tutti deboli, questi ultimi vengono bloccati in quanto la loro potenza è talmente inferiore da non interferire con i diodi della metasuperficie. Tale configurazione, dunque, permette una certa flessibilità nella sua progettazione, in quanto non è strettamente necessario progettare la trasmissione di altre antenne interferenti in una direzione piuttosto che un'altra. Permettono una soglia di rumore ammissibile, con la regola che le interferenze non devono però superare la soglia critica. Il rapporto segnale-rumore SNR (Signal-to-Noise Ratio), è dato da

$$SNR_{MTS} = \frac{P_{ricevuta,utile}}{\sigma_w^2 + \sum_k P_{interferenza,k}} \quad (1.1)$$

dove $P_{ricevuta,utile}$ è la potenza ricevuta utile da T1, σ_w^2 è la potenza del rumore che si aggiunge alla sommatoria della k potenze dei segnali deboli interferenti. In assenza di metasuperfici ricoprenti il rapporto SNR cala di una certa quantità, in quanto le interferenze non più bloccate si sommano al rumore. Tale sommatoria si può invece cancellare in presenza del rivestimento, in quanto blocca i segnali interferenti, facendo aumentare la qualità del segnale ricevuto, aumentando il rapporto della (1.1).

Capitolo 2

Analisi

Entriamo ora nel dettaglio, esaminando queste strutture non lineari bidimensionali, con comportamenti che dipendono dalla potenza dell'onda incidente sul materiale. Nello specifico introduciamo un tipo di struttura semplice ma allo stesso tempo molto utilizzata oggi, che consiste di celle metalliche poggianti su un substrato dielettrico. Se la dimensione di una cella base unitaria è molto più piccola della lunghezza d'onda applicata, possiamo descrivere univocamente l'intera superficie (con modello visibile nella Fig. 2.1) con un valore numerico: l'impedenza superficiale Z_s^{TE} [1]-[2].

Il comportamento della superficie è legato alla polarizzazione e alla potenza con le quali le onde elettromagnetiche incidono su di essa. Quando eccitata da un'onda elettromagnetica piana con frequenza ω e il vettore campo elettrico incidente sulla superficie perpendicolarmente, la metasuperficie ha un comportamento simile a quello di un condensatore, la cui impedenza superficiale, di tipo capacitivo, è descritta dalla formula [1]:

$$Z_s^{TE} = R_s^{TE} + jX_s^{TE} = -j \frac{\pi \eta_0 c}{\omega(\epsilon_r + 1)a} \ln^{-1} \left[\csc \left(\frac{\pi w_1}{2a} \right) \right]. \quad (2.1)$$

dove w_1 è la larghezza delle celle metalliche, a è la distanza che intercorre tra le piastre, η_0 è l'impedenza nel vuoto, c è la velocità della luce, e ϵ_r è la costante dielettrica del materiale. Inoltre, l'impedenza Z_s^{TE} appena definita, si relaziona alla componente tangenziale del campo elettrico sulla superficie e alla densità di corrente media sulla superficie stessa con: $\mathbf{E}_{tan} = Z_s^{TE} \mathbf{J}$ (sempre con le assunzioni sulla dimensione delle celle metalliche fatte precedentemente) [8]. Importante è far notare come la parte reale di Z_s^{TE} resistiva (legata alle dissipazioni di energia e calore), è zero in quanto i metalli sono buoni conduttori alle frequenze d'onda d'interesse. Per questo modello ingegneristico, riferirsi all'impedenza superficiale, equivale considerare esclusivamente la reattanza superficiale $X_s^{TE} < 0$ (che ha valore negativo, in quanto se fosse stata > 0 parleremmo di un'impedenza di tipo induttivo, non oggetto di studio di questa tesi).

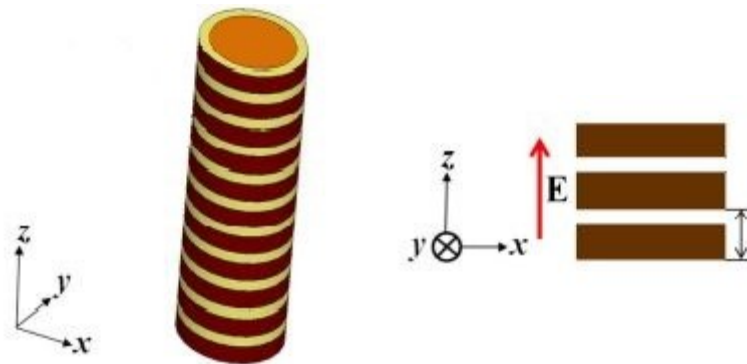


Fig. 2.1: Esempio di metasuperficie studiata, con bande elementari di forma rettangolare, poggianti su dielettrico. Tratto da [8].

Per ottenere una risposta dipendente dalla potenza, è possibile connettere ogni paio di celle consecutive con una coppia di diodi antiparalleli. L'effetto di tale collegamento ha la peculiarità di poter dividere le analisi circuitali in due circuiti equivalenti in base alla potenza del segnale di ingresso in questo sistema. (Fig. 2.2)

Distinguiamo lo scenario a bassa potenza (low power: LP) da quello ad alta potenza (high power: HP) [1]-[2].

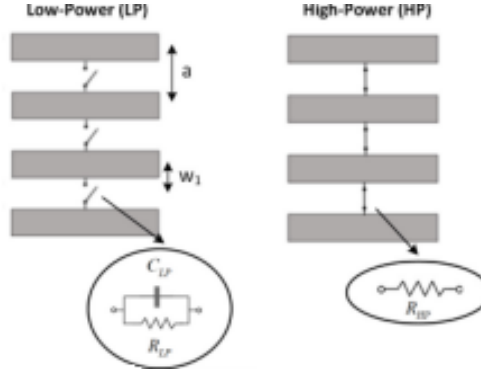


Fig. 2.2: Esempio di metasuperficie caricata con elementi non lineari, la cui risposta dipende dal tipo di segnale impattante. Tratto da [1].

Come si può notare dalla Fig. 2.2, nel caso LP il diodo può essere facilmente equiparabile ad un circuito RC parallelo, dove il valore della capacità C_{LP} e della resistenza R_{LP} sono rispettivamente bassa e alta. Viceversa, nel caso HP il diodo è visualizzabile come un resistore a bassa resistenza R_{HP} . Perciò le impedenze di carico introdotte dalla coppia di diodi sono quantificabili matematicamente come:

$$Z_{HP} = R_{HP}. \quad (2.2)$$

$$Z_{LP} = \left(\frac{1}{R_{LP}} + \frac{1}{j\omega C_{LP}} \right)^{-1}. \quad (2.3)$$

Conseguentemente, l'impedenza superficiale della metasuperficie caricata nelle casistiche HP e LP può essere scritta come il parallelo dell'impedenza di carico dei diodi e l'impedenza della superficie non carica come segue:

$$Z_{irs,HP} = \left(\frac{1}{Z_s^{TE}} + \frac{1}{Z_{HP}} \right)^{-1}. \quad (2.4)$$

$$Z_{irs,LP} = \left(\frac{1}{Z_s^{TE}} + \frac{1}{Z_{LP}} \right)^{-1}. \quad (2.5)$$

Infine, consideriamo il caso di diodi ideali.

LP: La coppia di diodi può essere vista come un circuito aperto qualora la differenza di potenziale ai capi dei terminali anodo e catodo sia minore di una certa V_{TH} di soglia (quindi non sufficiente per fare entrare in conduzione i diodi) [Z_{LP} tende a ∞]. In altre parole, la superficie intelligente mostra ancora una reattanza superficiale di tipo capacitivo.

HP: Allo stesso modo, nei diodi scorrerà corrente qualora la differenza di potenziale ai capi dei diodi sia maggiore di tale soglia [Z_{HP} tende a 0]. In altre parole, per via della reattanza superficiale che tende al valore nullo, la superficie intelligente ha un comportamento simile a quello di un conduttore elettrico (per via dello stato ON del diodo).

Per verificare la correttezza di questi modelli circuitali, riportiamo in Fig. 2.3 i risultati con grafico di una simulazione tramite software commerciale *CST Studio Suite*[®]. La metasuperficie è costruita con i parametri geometrici $a = 10 \text{ mm}$ e $w_l = 0.5 \text{ mm}$, e le varie celle sono state collegate con: 1) i circuiti ideali esaminati sopra e 2) un diodo commerciale di cui sono noti i parametri circuitali (Hitachi HVM14S). Nel primo caso i valori utilizzati sono quelli ricavati dai parametri di scattering del diodo alle frequenze d'interesse mostrate nel grafo ($R_{HP} = 7 \Omega$, $R_{LP} = 5 \text{ k}\Omega$, $C_{LP} = 0.50 \text{ pF}$). Notiamo in particolare come nello scenario *HP*, la superficie con carico, ha una reattanza pressoché nulla, in altre parole ha un comportamento simile ad un conduttore elettrico (diodo ON), come volevasi dimostrare. Viceversa, nel caso *LP*, viene confermata una reattanza capacitiva [1].

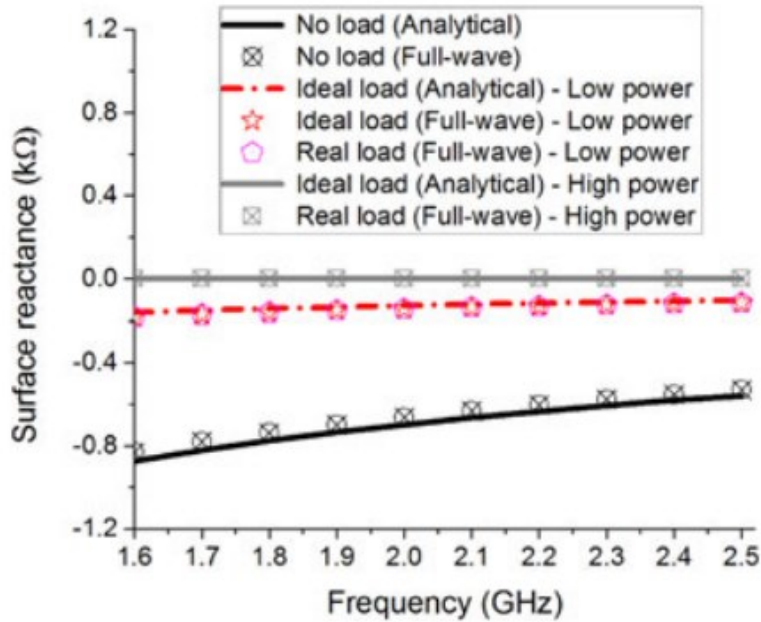


Fig. 2.3. Confronti simulazione computerizzata e calcoli analitici con le formule precedenti. [1]

2.2 Metasuperficie in Trasmissione

Una volta dato un valore all'impedenza superficiale, cerchiamo di darle anche un contesto, applicandola in un circuito elettrico equivalente. In primis, osserviamo un modello di metasuperficie applicata ad un'antenna trasmittente ed esaminiamo il tutto nei domini del tempo e della frequenza. Semplifichiamo l'onda elettromagnetica che viene trasmessa dal trasmettitore come un generatore reale di tensione variabile $v_i(t)$. Per modellare un'ipotetica trasmissione di un segnale attraverso l'uso di un'antenna occultata da una superficie intelligente, facciamo affidamento sul circuito equivalente di Thévenin raffigurato in Fig. 2.4.

2.2.1 Analisi Elettrica

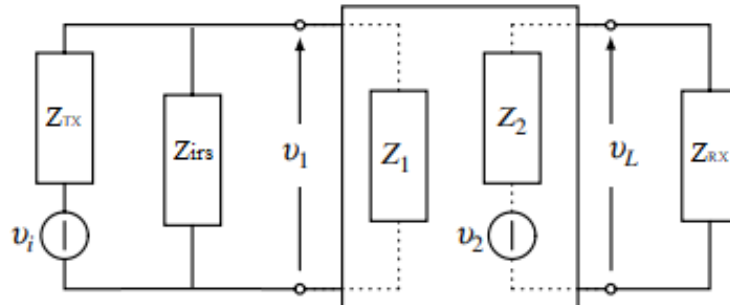


Fig. 2.4 Connessione di un'antenna trasmittente, rivestita con una metasuperficie, ad una rete a due porte. All'estremità opposta è presente il ricevitore.

Il circuito fa uso di una rete a due porte, che modella un generico canale descritto dai valori delle impedenze Z_1 e Z_2 , e dal generatore di tensione pilotato in tensione, v_2 dipendente da v_1 . Nel nostro modello, Z_{irs} è il parallelo tra la metasuperficie esaminata precedentemente ed un diodo. Tale Z_{irs} sarà il rivestimento della nostra antenna trasmittente, la quale invierà un messaggio all'antenna ricevente [5].

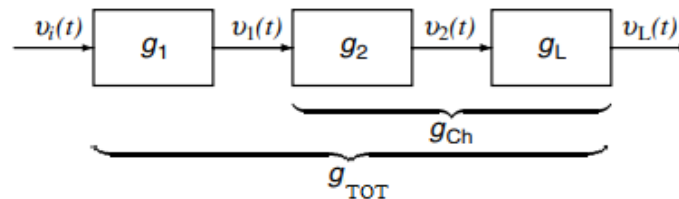


Fig. 2.5 Schematizzazione del circuito visto in Fig. 2.4, con ingresso, uscite intermedie, uscita, e risposte impulsive.

Analizzando il sistema, evidenziamo tre funzioni di trasferimento, che conducono la tensione in ingresso $v_i(t)$ alla tensione $v_L(t)$, quella del carico che ci interessa.

Introduciamo la risposta in frequenza di $g_1(t)$, come il partitore di tensione tra la Z_{TX} del trasmettitore ed il parallelo tra la metasuperficie carica e la prima impedenza della rete a due porte.

$$G_1(f) = \frac{V_1(f)}{V_i(f)} = \frac{Z_{irs}(f)//Z_1}{Z_{TX} + Z_{irs}(f)//Z_1}. \quad (2.6)$$

In seguito, possiamo definire la funzione di trasferimento $G_2(f)$, che collega la tensione pilotata alla tensione indipendente come

$$G_2(f) = \frac{V_2(f)}{V_1(f)}. \quad (2.7)$$

Inoltre, il partitore di tensione tra la seconda impedenza della rete a due porte e l'impedenza dell'antenna ricevente. La funzione di trasferimento

$$G_L(f) = \frac{V_L(f)}{V_2(f)} = \frac{Z_{RX}}{Z_2 + Z_{RX}}. \quad (2.8)$$

Infine, per riassumere il legame ingresso-uscita in una sola relazione frequenziale, attraverso la risposta impulsiva $g_{ch}(t)$, abbiamo la seguente funzione di trasferimento:

$$G_{ch}(f) = \frac{V_L(f)}{V_1(f)} = G_2(f)G_L(f) = A \frac{Z_{RX}}{Z_2 + Z_{RX}}. \quad (2.9)$$

dove $A = 10^{-1}$ è il fattore di attenuazione di $G_2(f)$ che il canale introduce. Nel seguito assumiamo la relazione ingresso-uscita G_{TOT} voluta, risulta essere:

$$V_L(f) = V_2(f)G_L(f) = V_1(f)G_2(f)G_L(f) = V_1(f)G_{ch}(f) = G_1(f)G_{ch}(f)V_i(f) = G_{TOT}V_i(f)$$

$$A \left(\frac{Z_{irs}(f)//Z_1}{Z_{TX} + Z_{irs}(f)//Z_1} \right) \left(\frac{Z_{RX}}{Z_2 + Z_{RX}} \right) V_i(f). \quad (2.10)$$

Studiamo ora i passaggi che ci porteranno a determinare le formulazioni complete delle risposte in frequenza nei due scenari ad alta e bassa potenza. Quest'ultimi sono generati dai Thévenin

equivalenti del diodo connesso in parallelo alla superficie (il diodo preso in considerazione è sempre l'Hitachi HVM14S, con parametri resistivi e capacitivi invariati: $R_{HP} = 7 \Omega$, $R_{LP} = 5 k\Omega$, $C_{LP} = 0.50 pF$). Riprendendo l'impedenza metasuperficiale scarica Z_S^{TE} , descritta nella (2.1), andiamo a semplificare la stesura della formula con una più semplice:

$$Z_S^{TE}(\omega) = -j \frac{\pi \eta_0 c}{\omega(\epsilon_r + 1)a} \ln^{-1} \left[\csc \left(\frac{\pi w_1}{2a} \right) \right]$$

Sapendo che, $c = 299792458 m/s$, $\eta_0 = 376.730313461 \Omega$ e per ipotesi $a = 10^{-2} m$, $\epsilon_r = 2.1$ (substrato MTS di teflon), $w_1 = 5 \cdot 10^{-4} m$; e sostituendo $\omega = 2\pi f$, semplifichiamo, raggruppando i termini non dipendenti dalla frequenza in una costante priva di evidente significato fisico $\beta = 2.763 \cdot 10^{11} \Omega/s$. L'impedenza ora è espressa come:

$$Z_S^{TE}(f) = -\frac{j\beta}{f}. \quad (2.11)$$

Per le alte potenze sviluppiamo il parallelo tra la metasuperficie (2.11) ed il resistore Z_{HP} (2.2). Trascuriamo il fattore "n" dato dalla serie di più bipoli $Z_{irs,HP}$, esempio finale della metasuperficie, vista in Fig. 2.2. Espandiamo la (2.4) come segue:

$$\begin{aligned} Z_{irs,HP}(f) &= \left(\frac{1}{Z_S^{TE}} + \frac{1}{Z_{HP}} \right)^{-1} = \left(-\frac{f}{j\beta} + \frac{1}{Z_{HP}} \right)^{-1} = \left(\frac{-Z_{HP}f + j\beta}{j\beta * Z_{HP}} \right)^{-1} = \\ &= \left(\frac{j\beta Z_{HP}}{j\beta - Z_{HP}f} \right) = \left(\frac{1}{\frac{1}{Z_{HP}} - j\frac{f}{\beta}} \right) = \left(\frac{1}{\frac{1}{Z_{HP}} - \frac{f}{j\beta}} \right) \left(\frac{j}{j} \right) = \left(\frac{1}{\frac{1}{Z_{HP}} + \frac{jf}{\beta}} \right). \end{aligned} \quad (2.12)$$

Volendo ottenere la funzione di trasferimento nella (2.10), svolgendo il parallelo tra Z_1 e la (2.12) abbiamo:

$$\begin{aligned}
 G_{TOT,HP}(f) &= A \left[\frac{\frac{Z_1}{\frac{1}{Z_{HP}} - j\frac{f}{\beta}}}{Z_1 + \frac{1}{\frac{1}{Z_{HP}} - j\frac{f}{\beta}}} \right] \left(\frac{Z_{RX}}{Z_2 + Z_{RX}} \right) = \\
 &= A \frac{Z_1 \left(\frac{Z_{RX}}{Z_2 + Z_{RX}} \right)}{Z_1 + Z_{TX} \left(\frac{Z_1}{Z_{HP}} + \frac{jZ_1 f}{\beta} + \frac{1}{Z_{HP} \left(\frac{1}{Z_{HP}} + \frac{jf}{\beta} \right)} + \frac{jf}{\beta \left(\frac{1}{Z_{HP}} + \frac{jf}{\beta} \right)} \right)} \\
 &= A \frac{Z_{RX} Z_1}{(Z_2 + Z_{RX}) \left[Z_{TX} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_{HP}} + j \frac{Z_1 f}{\beta} \right) + Z_1 \right]}. \tag{2.13}
 \end{aligned}$$

Per le basse potenze sviluppiamo il parallelo tra la metasuperficie (2.11) ed il bipolo Z_{LP} (2.3), quest'ultimo parallelo di R_{LP} e C_{LP} . Anche qui trascureremo il fattore “n” dato dalla serie di più bipoli $Z_{S,LP}^{TE}$, esempio finale della metasuperficie, vista anch'essa in Fig. 2.3. Esplicitiamo prima la (2.3), con $\omega = 2\pi f$:

$$Z_{LP}(f) = \left(\frac{1}{R_{LP}} + \frac{1}{j\omega C_{LP}} \right)^{-1} = \left(\frac{j\omega C_{LP} + R_{LP}}{j\omega R_{LP} C_{LP}} \right)^{-1} = \left(\frac{j2\pi f R_{LP} C_{LP}}{j2\pi f C_{LP} + R_{LP}} \right).$$

Volendo ottenere la funzione di trasferimento nella (2.10), riprendiamo i conti fatti nella (2.13) ed inseriamo la (2.3) per ottenere

$$\begin{aligned}
 G_{TOT,LP}(f) &= A \frac{Z_{RX} Z_1}{(Z_2 + Z_{RX}) \left[Z_{TX} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_{LP}} + j \frac{Z_1 f}{\beta} \right) + Z_1 \right]} = \\
 &= A \left\{ \frac{Z_{RX}}{(Z_2 + Z_{RX}) \left[\frac{Z_{TX}}{Z_1} + Z_{TX} \left(\frac{j2\pi f C_{LP} + R_{LP}}{j2\pi f R_{LP} C_{LP}} - j \frac{f}{\beta} \right) + 1 \right]} \right\} = \\
 &= A \left\{ \frac{Z_{RX}}{(Z_2 + Z_{RX}) \left[\frac{Z_{TX}}{Z_1} + Z_{TX} \left(\frac{j2\pi f \beta C_{LP} + \beta R_{LP} + 2\pi f^2 R_{LP} C_{LP}}{j2\pi f R_{LP} C_{LP} \beta} \right) + 1 \right]} \right\}. \quad (2.14)
 \end{aligned}$$

2.2.2 Applicazione del filtro reale su segnale sinusoidale

Definendo la risposta in frequenza nella formula (2.10) come $G(f) = A_0 e^{-j2\pi f t_0}$ ($A_0 \in \mathbb{R}$, con tutte le ipotesi sulla frequenza f fatte precedentemente) ed un segnale in ingresso $x(t)$, all'uscita del sistema lineare avremo un segnale amplificato di un certo valore A_0 e ritardato di un

certo valore t_0 , proveniente dalla fase dell'esponenziale complesso $G(f)$ sopra. Abbiamo creato una distorsione lineare del segnale di partenza.

Un ingresso ad una determinata frequenza va ad eccitare il sistema/circuito e tutte le tensioni e correnti saranno segnali sinusoidali alla stessa frequenza con (A_0 e t_0 dati dai valori complessi).

Consideriamo ad esempio un filtro reale con una risposta in frequenza $G(f)$ e supponiamo di avere in ingresso un segnale cosinusoidale generico con una certa ampiezza A positiva, frequenza f_0 non negativa e fase φ_0 [5].

$$x(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad \text{con } A > 0 \text{ e } f_0 \geq 0$$

Il segnale trasformato con Fourier nel dominio della frequenza è il seguente:

$$X(f) = \frac{A}{2} [e^{j\varphi_0} \delta(f - f_0) + e^{-j\varphi_0} \delta(f + f_0)].$$

Sapendo che in $Y(f) = X(f)G(f)$, ed utilizzando la proprietà della traslazione e quella campionatrice dell'impulso di Dirac otteniamo:

$$Y(f) = \frac{A}{2} [e^{j\varphi_0} G(f_0) \delta(f - f_0) + e^{-j\varphi_0} G(-f_0) \delta(f + f_0)].$$

Se dovessimo esprimere $G(f_0)$ con la definizione modulo e fase di un tipico numero complesso scriveremmo $G(f_0) = |G(f_0)| e^{-j\angle G(f_0)}$. Inoltre, siccome il filtro ipotizzato è reale, per la risposta in frequenza vale la simmetria Hermitiana:

$$G(-f_0) = G^*(f_0) = |G(f_0)| e^{-j\angle G(f_0)}$$

Scriveremo dunque:

$$Y(f) = \frac{A|G(f_0)|}{2} [e^{j[\varphi_0 + \angle G(f_0)]} \delta(f - f_0) + e^{-j[\varphi_0 + \angle G(f_0)]} \delta(f + f_0)].$$

Per ottenere all'uscita il segnale antitrasformato seguente:

$$y(t) = B \cos(2\pi f_0 t + \varphi_1), \text{ con } B = A|G(f_0)|, \varphi_1 = \varphi_0 + \angle G(f_0).$$

2.2.3 Proprietà della Convoluzione

Possiamo estendere il ragionamento ad un segnale generico, scomponibile come somma di molteplici sinusoidi a diverse e determinate frequenze. Ogni singola sinusoidale in uscita è riconducibile nel sistema ad una convoluzione con l'antitrasformata di Fourier della risposta in frequenza (risposta impulsiva) del circuito. Usando il principio della sovrapposizione degli effetti, in uscita avrò un numero di somme (pari a quelle in ingresso) di segnali sinusoidali. Per la proprietà distributiva dell'operatore di convoluzione [6], e per la linearità dell'operazione d'integrazione, possiamo inferire che la convoluzione di una somma generica di segnali comporta all'uscita di un sistema lineare tempo invariante la somma di ogni singolo segnale convoluto con la risposta impulsiva del sistema.

$$(x_1 + x_2 + \dots + x_n) * g = (x_1 * g) + (x_2 * g) + \dots + (x_n * g)$$

Non è comunque detto che all'uscita del sistema vi sarà la medesima combinazione dei segnali in ingresso. Per via di fattori moltiplicativi diversi che cambiano a seconda dell'ingresso nel sistema, in seguito ad ingressi con una certa forma possono corrispondere una sequenza di segnali con forme completamente diverse rispetto quelli di partenza.

2.2.4 Analisi ai Segnali

Qui di seguito sono riportati i grafici del guadagno in uscita delle due funzioni di trasferimento del sistema. Sono in funzione della frequenza, analizzata da 1 MHz a 10 GHz. Nelle relazioni analitiche calcolate precedentemente, sostituiamo: $Z_{TX} = 50 \Omega$, $Z_1 = 50 \Omega$, $Z_2 = 50 \Omega$ e $Z_{RX} = 50 \Omega$. Supponendo $A = -20 \text{ dB}$, cioè 0.1 fattore lineare, nelle (2.13) e (2.14) otteniamo la Fig. 2.6.

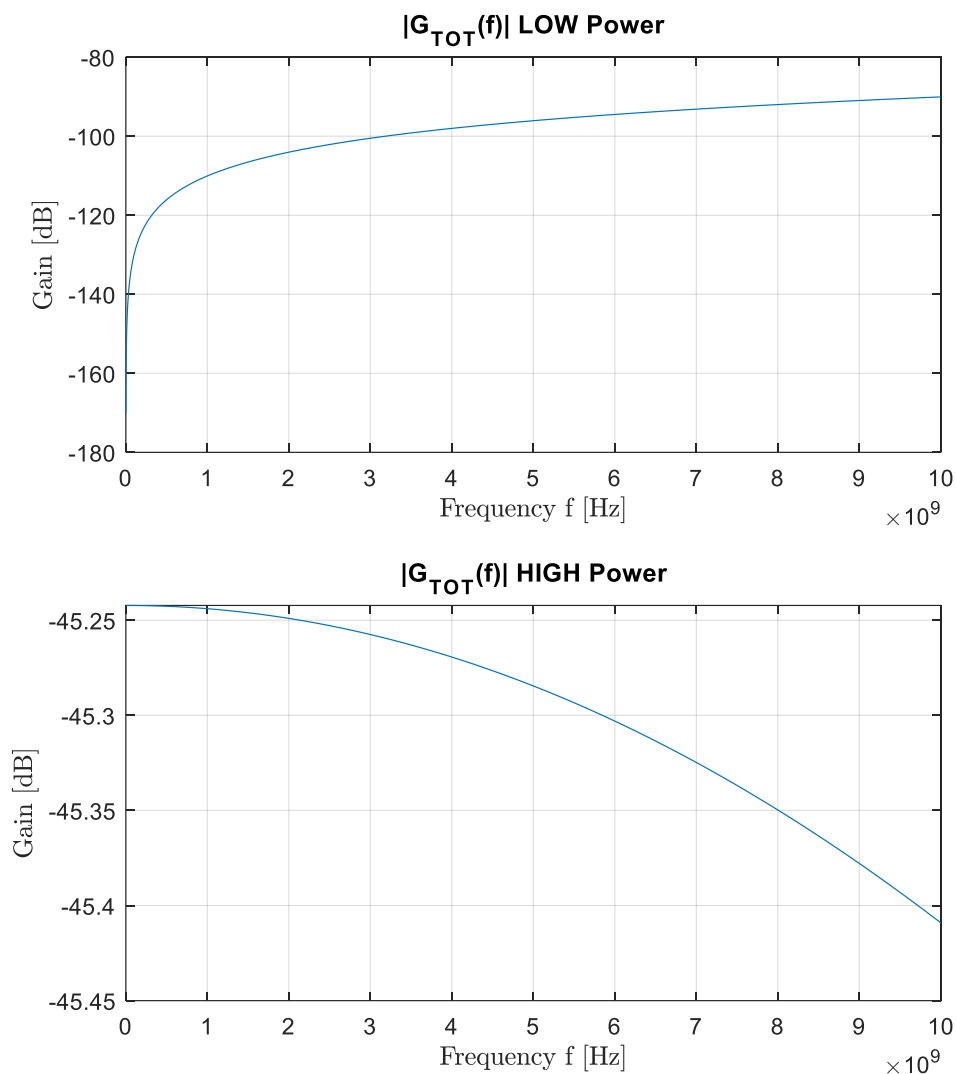


Fig. 2.6: Rappresentazione grafica dei guadagni della tensione in uscita al circuito analizzato, distinguiamo due risposte in frequenza che dipendono dal quantitativo di potenza all'ingresso del circuito.

Abbiamo creato un circuito che smorza di un fattore elevato la tensione in ingresso a bassa potenza (di un fattore 10^{-5} circa, -100 dB di media circa) e che lascia passare con attenuazione minore (di un fattore $5.43 \cdot 10^{-3}$ circa, -45.3 dB), il segnale ad alta potenza. Abbiamo simulato la trasmissione di una tensione onda quadra (come somma finita di segnali sinusoidali) con frequenza 2.4GHz (tipica delle connessioni Wi-fi): si è osservato dallo scenario *LP* un totale azzeramento del segnale tensione, e dallo scenario *HP* uno scalamento di un fattore $5.43 \cdot 10^{-3}$ (segnale debole, ma ancora visibile).

Riprendendo la (2.10), notiamo che i contributi iniziali della metasuperficie e delle impedenze Z_{TX} e Z_1 , sono quelli determinanti. Infatti, nella $G_{HP,TOT}(2.4\text{ GHz}) = 5.43 \cdot 10^{-3}$, tale fattore pesa come 0.11. e nella $G_{LP,TOT}(2.4\text{ GHz}) = 10^{-5}$, tale fattore pesa come $2 \cdot 10^{-4}$.

Nella Fig. 2.7 sono stati disegnati anche i grafici relativi all'andamento frequenziale della fase del numero complesso G_{TOT} . Evidenziamo una fase costante di 1.57 rad nello scenario a bassa potenza ed una fase con andamento decrescente nello scenario alle alte potenze.

Le figure successive vanno a dimostrare quando visto ed affermato in precedenza.

Per ogni figura: in ingresso al sistema è stata fornita una tensione ad onda quadra visibile nelle Fig. 2.8a e 2.9a, scomposta come serie finita di Fourier con 10 armoniche nelle Fig. 2.8b e 2.9b. Ogni singola armonica viene data in pasto al sistema che modifica in uscita le armoniche in ampiezza, visibili nella Fig. 2.8d e 2.9d. La somma delle sinusoidi genera l'uscita ricostruita nelle Fig. 2.8c e 2.9c. Con $N = 10$ armoniche distinguiamo ingresso alta potenza (Fig. 2.8) da quello a bassa potenza (Fig. 2.9).

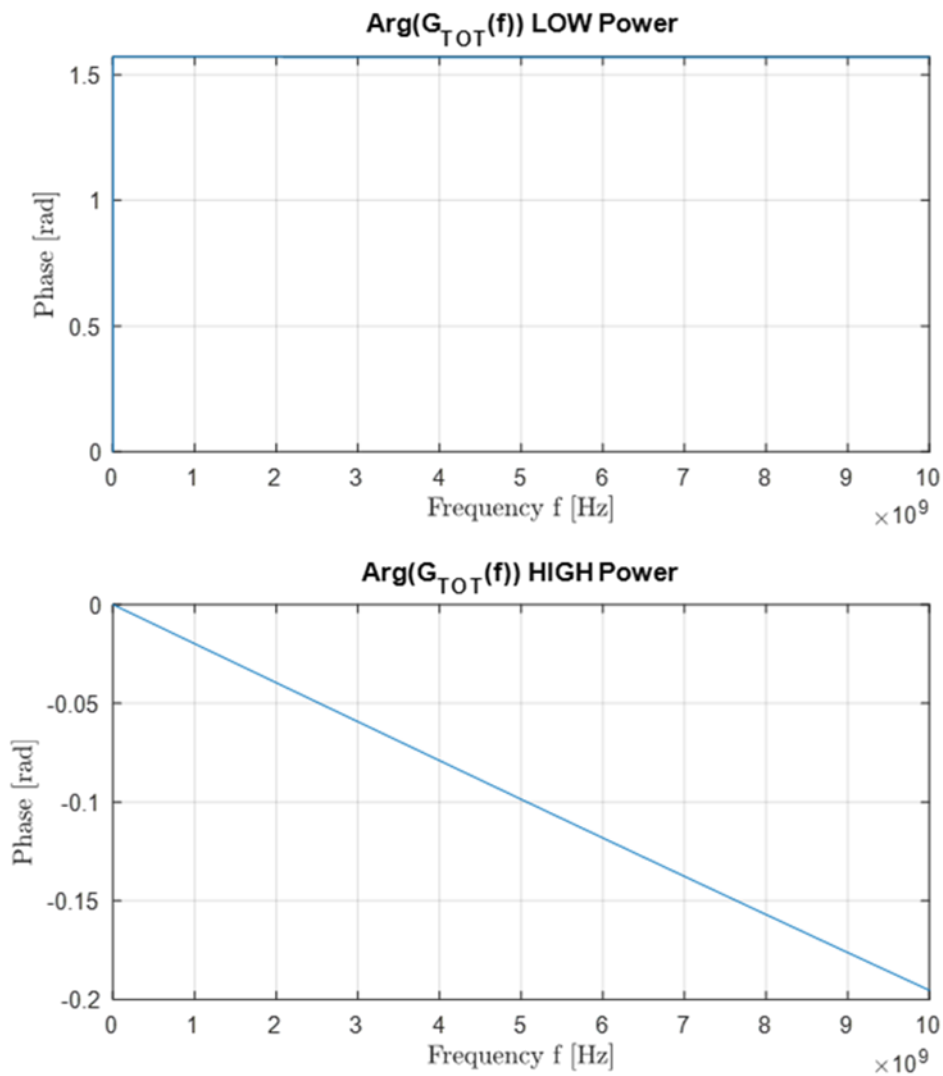


Fig. 2.7: Rappresentazione grafica della fase di G_{TOT} , distinguiamo due risposte in frequenza che dipendono dal quantitativo di potenza all'ingresso del circuito.

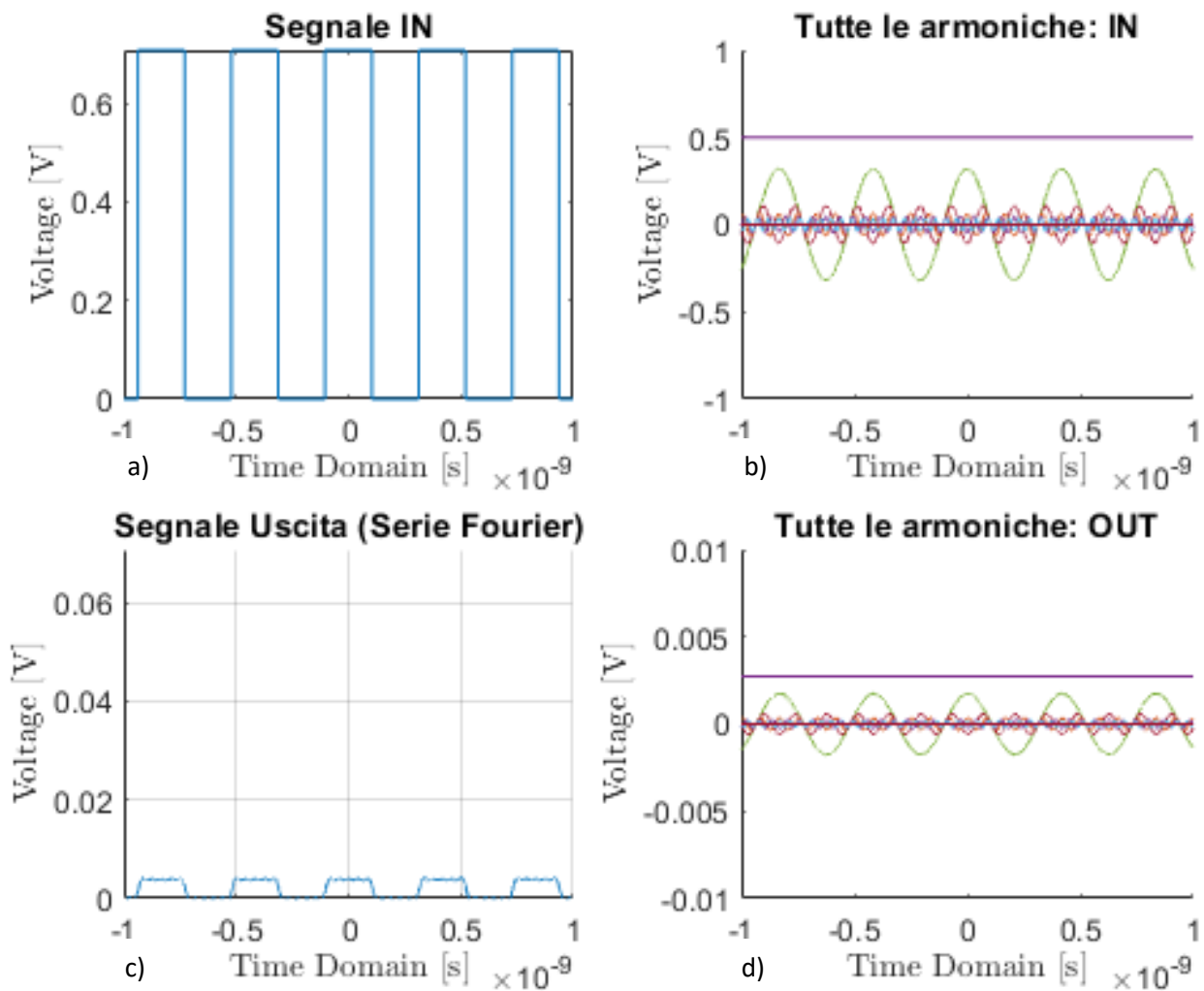


Fig. 2.8: Studio alle alte potenze.

La metasuperficie che riveste l'antenna lascia passare il segnale ad alta potenza, attenuato.

Basti pensare che se la potenza trasmessa è tipica di un segnale ad alta potenza, ad esempio $(10)_{dB} = (10)_{mW}$, allora l'ingresso in tensione di circa 0.707 V sarà smorzato fino a 3.84 mV (segnale captabile).

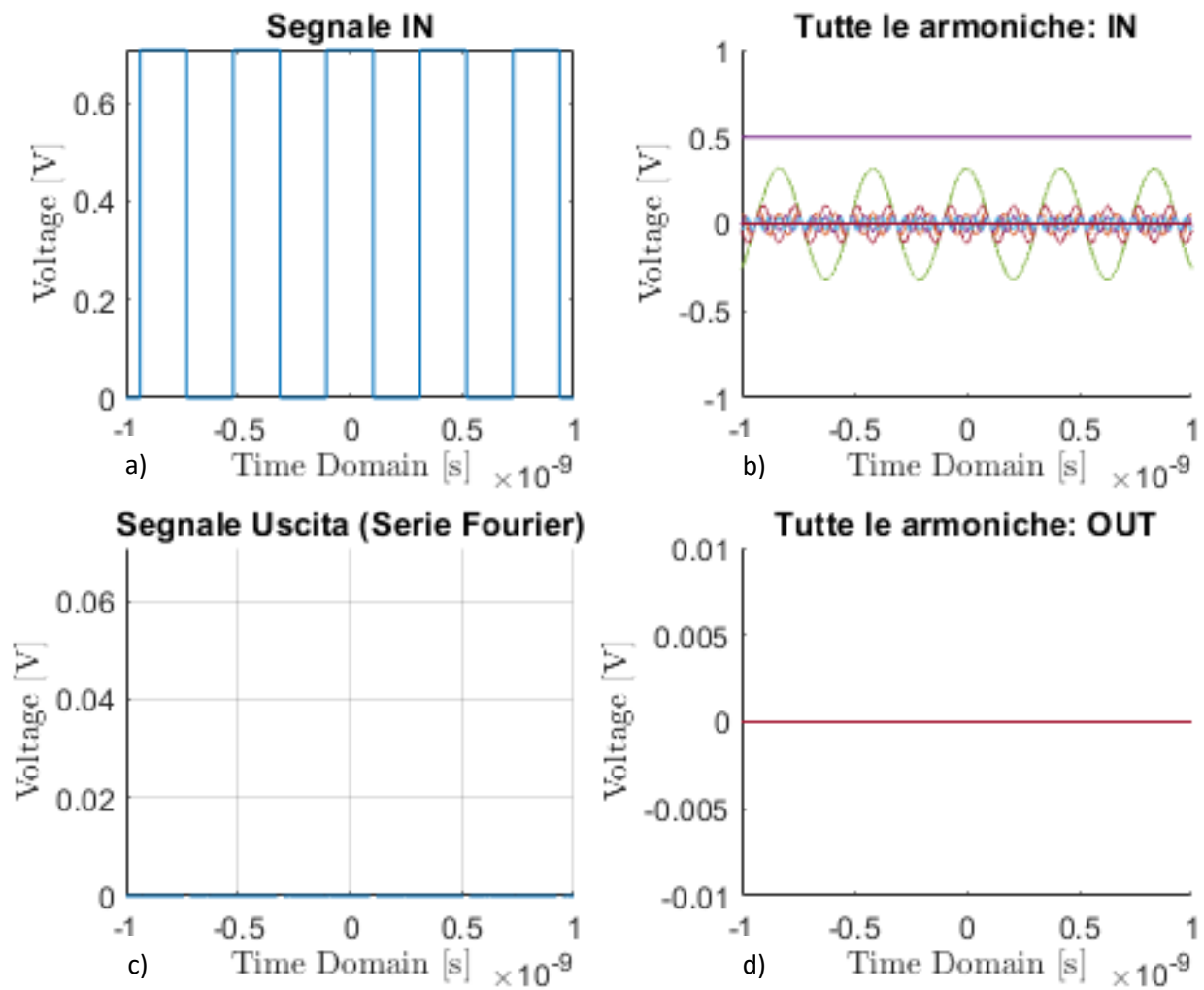


Fig. 2.9: Studio alle basse potenze.

La metasuperficie che riveste l'antenna non lascia passare il segnale a bassa potenza.

Basti pensare che se la potenza trasmessa è tipica di un segnale a bassa potenza come $(0)_{dB} = (1)_{mW}$, allora l'ingresso in tensione di circa 0.225 V sarà smorzato fino 2.25 μV (praticamente azzerato).

Concludiamo con lo studio delle potenze in gioco nello scenario di trasmissione. Dobbiamo capire in che modo il circuito si relaziona al tipo di potenza entrante. Nella Fig. 2.10, la metasuperficie è stata ulteriormente ridefinita come $Z_{irs} = Z_s^{TE}(f) // Z_D$ (come le ipotesi di partenza)

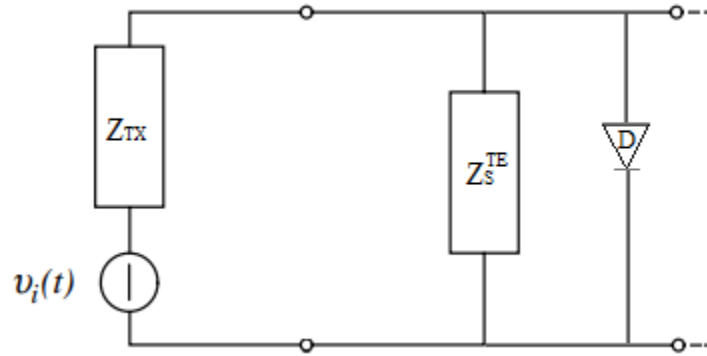


Fig. 2.10: Specializzazione della parte di trasmissione del circuito in Fig. 2.4.

La metasuperficie scarica Z_s^{TE} è collegata in parallelo con un Diodo D per ricreare la Z_{irs}

Il diodo è un componente fondamentale di questa metasuperficie, perché si comporta in modo non lineare e fa dipendere la potenza in uscita dalla potenza in ingresso al sistema circuitale. Esaminiamo ora la Fig. 2.11, dove viene rappresentato il comportamento ingresso/uscita delle potenze in gioco nel sistema alla frequenza $f_0 = 3 \text{ GHz}$. Tale grafico è tratto da [3], sul quale abbiamo basato le informazioni per ricostruire il modello ai segnali usato nella letteratura, usato poi per compararlo con un modello ai segnali che svilupperemo noi. L'ordinata *Total Scattered Power* (TSP) è la potenza radiata in uscita al sistema, mentre l'ascissa *Antenna Input Power* (AIP) è la potenza fornita in ingresso al sistema.

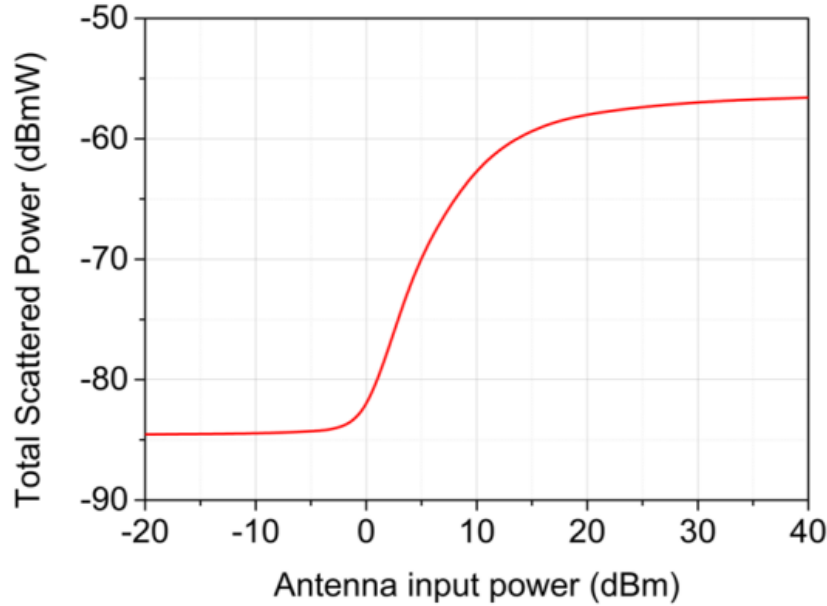


Fig. 2.11: Grafico preso dall'articolo [3], che lega potenza in ingresso, con quella in uscita, di un'antenna trasmittente rivestita con una metasuperficie.

È possibile distinguere tre zone: una zona di transizione intermedia, una zona in cui il diodo è in polarizzazione diretta (scenario *HP* dove l'ordinata di questo grafico è costante a -57 dBmW circa, diodo ON) e un'ultima zona dove il diodo non è in conduzione (scenario *LP* dove l'ordinata è di -85 dBmW circa, diodo OFF). Tra i 2 scenari vi è un dislivello di circa 35 dB. Utilizzando la funzionalità *curveFitter* di *MATLAB*[®], possiamo descrivere la curva $TSP(x)$, $x := AIP$ dipendente, come una funzione razionale del tipo:

$$TSP(x) = \begin{cases} -85dB & x < -10dBm \\ \frac{0.2908x^3 - 73.41x^2 + 650.6x - 6448}{x^2 - 6.456x + 78.88} & -10dBm \leq x \leq 30dBm \\ -57dB & x > 30dBm \end{cases} \quad (2.15)$$

Un modello più raffinato dunque, della metasuperficie in trasmissione ha l'espressione analitica evidenziata prima. Volendo utilizzare le informazioni ricavate in questa tesi, possiamo costruire un modello di metasuperficie ai segnali. Il modello studiato in [3], fa riferimento ad una antenna trasmittente rivestita; perciò, il modello che andremo a considerare, per trarre le conclusioni necessarie, non dovrà considerare tutto il circuito raffigurato nella Fig. 2.4, bensì solo la sua prima parte: generatore, antenna e metasuperficie. Confronteremo dunque il modello della letteratura con il sistema che ha come funzione di trasferimento G_1 , esplicitata nella (2.6) e raffigurata nella Fig. 2.12.

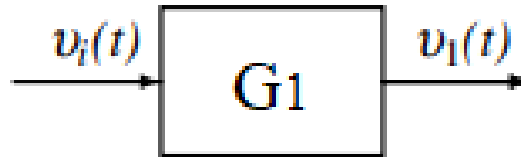


Fig. 2.12: Sistema considerato per lo studio. Lega la tensione in ingresso alla tensione della metasuperficie, che si immette nel canale in un secondo momento.

Per ottenere G_1 , basta escludere da G_{TOT} il fattore di attenuazione e quello del partitore di tensione al ricevitore. La Fig. 2.13, in un intorno di f_0 , conferma quanto detto. Sottraendo i valori in dB di questi due fattori moltiplicativi, a 3GHz notiamo delle attenuazioni di 75 dB e 19 dB rispettivamente negli scenari *LP* e *HP*. Volendo dare un'espressione come quella della pagina precedente, avremo:

$$TSP(x) = \begin{cases} -75dB & x < -10dBm \\ transient_function(x) & -10dBm \leq x \leq 30dBm \\ -19dB & x > 30dBm \end{cases} \quad (2.16)$$

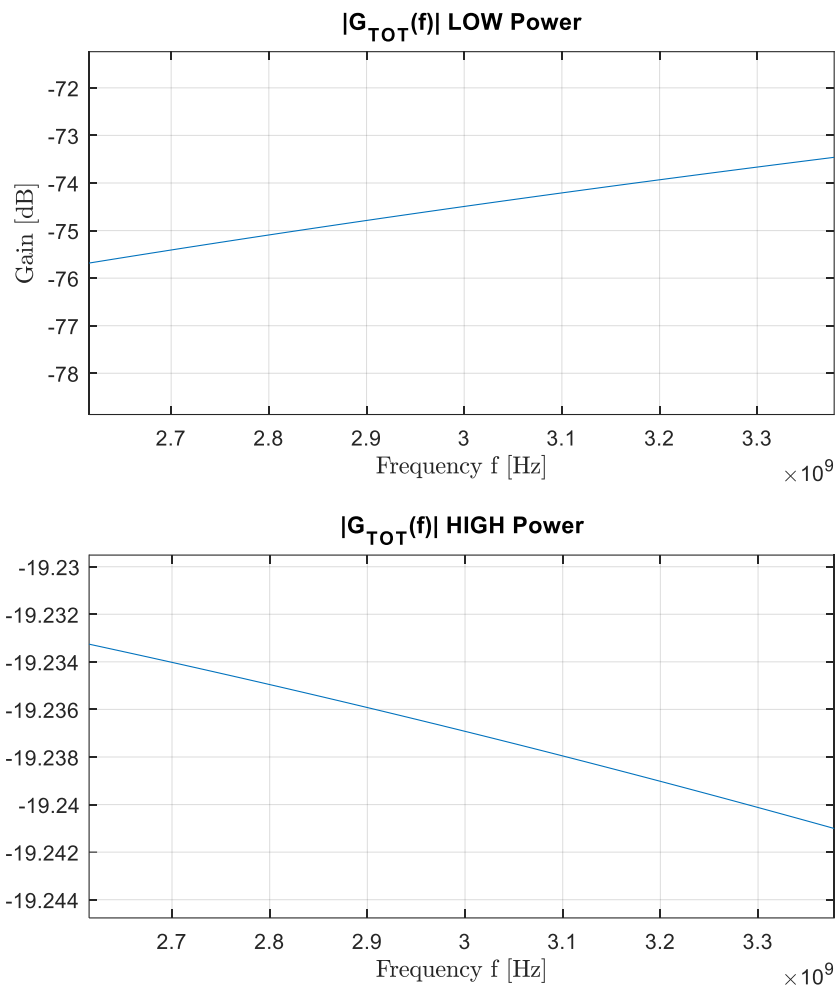


Fig. 2.13: Comportamento a banda stretta di un'antenna trasmittente rivestita con la metasuperficie, nell'intorno di 3 GHz.

dove la variabile x è l'Antenna Input Power, e $transient_function(x)$ è una funzione razionale, i cui valori coprono l'intervallo di transizione. Ci aspettiamo un tipo di curva simile a quella descritta nel modello del [3].

Abbiamo rinvenuto due soglie, superate le quali il segnale incidente sulla metasuperficie viene attenuato di una costante. Tuttavia, in base ai dati raccolti ed ai conti sviluppati con le formulazioni derivate dalla letteratura, non siamo riusciti ad ottenere i due livelli ad alta e bassa potenza di -85 dBmW e -57 dBmW, come ci aspettavamo. Una probabile spiegazione può essere che il modello elettrico sviluppato ex-novo non rispecchi a pieno il modello elettrico che hanno usato gli autori del [3], pur mantenendo formule e relazioni di [1],[2],[3]. Un'altra motivazione è l'impiego di valori assegnati alle impedenze che purtroppo non sono stati trovati e di fatto sono stati supposti. Tuttavia, Z_{TX} e Z_1 , sono valori arbitrari, e possono essere sostituiti con altri valori. Inserendo due impedenze, rispettivamente di 200Ω e 0.5Ω , notiamo le due soglie assestarsi sui valori di -86 dB e -53 dB, soglie molto simili a quelle di [3].

Mantenendo comunque le due impedenze sopracitate a 50Ω , definiamo infine il modello ai segnali di una antenna trasmittente rivestita con una metasuperficie. Concentrandoci sul comportamento a banda stretta con ingressi alla frequenza in un intorno di $f_0 = 3GHz$, all'uscita del sistema in Fig. 2.12 con ingresso $v_i(t)$, in uscita vi sarà $v_1(t)$. Sapendo che A è il fattore di attenuazione, P_{v_i} è la potenza in dBm del segnale in ingresso v_i e t_0 è il ritardo del segnale espresso in secondi ricavato dalle relazioni (2.13) e (2.14), allora:

$$v_1(t) = Av_i(t - t_0), \quad \text{dove:}$$

$$(A^2)_{dB} = \begin{cases} -75 \text{ dB}, & P_{v_i} < -10 \text{ dBm} \\ -19 \text{ dB}, & P_{v_i} > +30 \text{ dBm} \end{cases} ,$$

$$t_0 = \frac{Arg(G_{TOT})}{2\pi f_0} = \begin{cases} -3.2 \cdot 10^{-12} \text{ s}, & P_{v_i} < -10 \text{ dBm} \\ +8.3 \cdot 10^{-11} \text{ s}, & P_{v_i} > +30 \text{ dBm} \end{cases} .$$

2.3 Metasuperficie in Ricezione

Lasciamo il mondo della trasmissione per entrare in quello della ricezione. Cercheremo di fare una cosa analoga a quella fatta nel paragrafo precedente: creeremo un modello di metasuperficie applicata ad un'antenna ricevente ed esaminiamo il tutto nei domini del tempo e della frequenza. Semplifichiamo allo stesso modo l'onda elettromagnetica che viene trasmessa dal trasmettitore come un generatore reale di tensione variabile $v_i(t)$. Facciamo affidamento sul circuito equivalente di Thévenin raffigurato in Fig. 2.14.

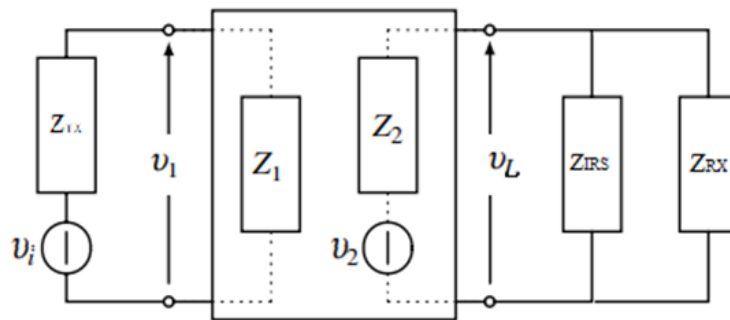


Fig. 2.14 Connessione di un'antenna trasmittente ad una rete a due porte. All'estremità opposta è presente il ricevitore rivestito con una metasuperficie.

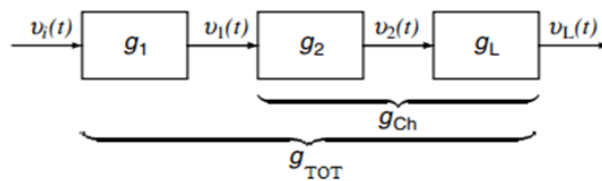


Fig. 2.15 Schematizzazione del circuito visto in Fig. 2.14, con ingresso, uscite intermedie, uscita, e risposte impulsive.

2.3.1 Analisi Elettrica

Mantenendo $G_2(f)$ come (2.7) di -20dB, le restanti funzioni di trasferimento cambiano. La metasuperficie si trova in zona di ricezione e riveste l'antenna alla fine del circuito. Di conseguenza tutti i partitori di tensione variano, e quello in ricezione sarà quello tra la seconda impedenza del canale Z_2 ed il parallelo tra la metasuperficie carica e la Z_{RX} del ricevitore. Riportiamo

$$G_1(f) = \frac{V_1(f)}{V_i(f)} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{TX}}, \quad (2.17)$$

$$G_L(f) = \frac{V_{irs}(f)}{V_2(f)} = \frac{Z_{irs}(f) // Z_{RX}}{Z_2 + Z_{irs}(f) // Z_{RX}}, \quad (2.18)$$

$$G_{Ch}(f) = \frac{V_L(f)}{V_1(f)} = G_2(f)G_L(f) = A \frac{Z_{irs}(f) // Z_{RX}}{Z_2 + Z_{irs}(f) // Z_{RX}}. \quad (2.19)$$

Possiamo definire dunque:

$$V_L(f) = G_1(f)G_{Ch}(f)V_i(f) = A \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_{TX}} \right) \left(\frac{Z_{irs}(f) // Z_{RX}}{Z_2 + Z_{irs}(f) // Z_{RX}} \right) V_i(f), \quad (2.20)$$

$$G_{TOT,HP}(f) = A \frac{Z_1 Z_{RX}}{(Z_1 + Z_{TX}) \left[Z_2 \left(1 + \frac{Z_{RX}}{Z_{HP}} + j \frac{Z_{RX}f}{\beta} \right) + Z_{RX} \right]}, \quad (2.21)$$

$$G_{TOT,LP}(f) = A \left\{ \frac{Z_1}{(Z_1 + Z_{TX}) \left[\frac{Z_2}{Z_{RX}} + Z_2 \left(\frac{j2\pi f \beta C_{LP} + \beta R_{LP} + 2\pi f^2 R_{LP} C_{LP}}{j2\pi f R_{LP} C_{LP} \beta} \right) + 1 \right]} \right\}. \quad (2.22)$$

Con $G_{TOT,HP}(f)$ e $G_{TOT,LP}(f)$ le nuove funzioni di trasferimento che legano tensione di ingresso al sistema con quella in uscita ad esso.

2.3.2 Analisi ai Segnali

Ripetendo l'analisi delle funzioni di trasferimento del sistema fatta nel paragrafo 2.2.4, è possibile verificare, che i grafici dei moduli e delle fasi delle due funzioni di trasferimento ad alta e bassa potenza rimangono invariati. Questo succede perché abbiamo invertito due sottoinsiemi di circuito (canale e metasuperficie rivestente) che non alterano la struttura del modello, che opera con impedenze Z_1 , Z_2 , Z_{TX} e Z_{RX} fissate tutte a 50Ω .

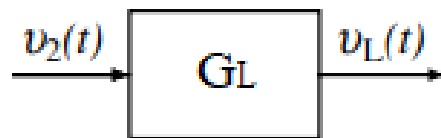


Fig. 2.16: Sistema considerato per lo studio. Lega la tensione in uscita dal canale con la tensione sull'antenna rivestita con metasuperficie.

Tuttavia, la parte di sistema che andiamo ad analizzare si trova all'estremità opposta del circuito. La funzione di trasferimento G_L , in Fig. 2.16, prende in ingresso il segnale uscente dal canale e produce in uscita il segnale che andrà sull'antenna ricevente rivestita.

Analizzando il comportamento a banda stretta (attorno ai 3 GHz) notiamo che l'antenna ricevente si comporta in egual modo all'antenna trasmittente: superate le due soglie, i segnali subiscono le

dovute attenuazioni. Non disponendo di un modello ai segnali in ricezione, dalla letteratura, cerchiamo di reinterpretare la Fig. 2.12, che lega la potenza in ingresso a quella radiata. Mantenendo, in maniera concorde ai risultati ottenuti, un andamento delle ordinate come quelle del sistema precedente, non possiamo tuttavia affermare che la potenza in ingresso all'antenna sia nell'ordine di grandezza di quelle di una normale trasmissione. Il grafico in Fig. 2.11 infatti è costruito in un intervallo $[-20,40]$ dBm, e tali ascisse non sono tipiche di una ricezione. Ne consegue che un possibile grafico che rappresenta un modello in ricezione, legghi le ordinate ricavate precedentemente con ascisse che sono traslate di 20 dBm indietro. In altre parole, un intervallo di potenze di $[-40,20]$ dBm descrive meglio, con potenze tipiche delle ricezioni il nostro modello. Nella [3], come nelle altre letterature considerate, vengono collegate coppie di diodi HVM14S per sfruttare la metasuperficie in trasmissione. Di fatto, per costruire un sistema di ricezione con rivestimento superficiale, ci deve essere un diodo che cambi stato alle potenze nell'ordine dei milliwatt e non più dei Watt. Non sappiamo se in commercio esista o meno un diodo che operi in questi intervalli di potenze, e se esiste non sappiamo quali siano i suoi comportamenti alle alte e basse potenze. Nella (2.23) mostriamo un plausibile modello ai segnali sin qui discusso.

$$TSP(x) = \begin{cases} -75dB & x < -30dBm \\ transient_function(x) & -30dBm \leq x \leq 10dBm \\ -19dB & x > 10dBm \end{cases} \quad (2.23)$$

Definiamo anche qui il modello ai segnali, questa volta di una antenna ricevente rivestita con una metasuperficie. Mantenendo, analogamente al paragrafo 2.2.4, le impedenze Z_2 e Z_{TX} a 50Ω e guardando il comportamento a banda stretta, con ingressi alla frequenza in un intorno di $f_0 = 3GHz$, all'uscita del sistema in Fig. 2.16 con ingresso $v_2(t)$, in uscita vi sarà $v_L(t)$. Sapendo che

A è il fattore di attenuazione, P_{v_2} è la potenza in dBm del segnale in ingresso v_2 e t_0 è il ritardo del segnale espresso in secondi ricavato dalle relazioni (2.21) e (2.22), allora

$$v_L(t) = Av_2(t - t_0), \quad \text{dove:}$$

$$(A^2)_{dB} = \begin{cases} -75 \text{ dB}, & P_{v_2} < -30 \text{ dBm} \\ -19 \text{ dB}, & P_{v_2} > +10 \text{ dBm} \end{cases}$$

$$t_0 = \frac{\text{Arg}(G_{TOT})}{2\pi f_0} = \begin{cases} -3.2 \cdot 10^{-12} \text{ s}, & P_{v_i} < -30 \text{ dBm} \\ +8.3 \cdot 10^{-11} \text{ s}, & P_{v_i} > +10 \text{ dBm} \end{cases}$$

Conclusione

L'obiettivo di questa tesi era quello di analizzare un tipo di metamateriale in grado di occultare un tipo di oggetto a determinate potenze. Dalle letterature prese in considerazione abbiamo studiato i comportamenti dei diodi colleganti le bande metalliche della metasuperficie, ed abbiamo relazionato ingresso e uscita prima di un'antenna trasmittente e poi di un'antenna ricevente. Abbiamo quindi sviluppato due modelli ai segnali, successivamente a quelli elettrici, che ci danno una migliore comprensione di queste innovative tecnologie.

Bibliografia

- [1] “Nonlinear Mantle Cloaking Devices for Power-Dependent Antenna Arrays”: Alessio Monti, Mirko Barbuto, Alessandro Toscano, Filiberto Bilotti (IEEE, 2017).
- [2] “Intelligence Enabled by 2D Metastructures in Antennas and Wireless Propagation Systems”: Mirko Barbuto, Zahra Hamzavi-Zarghani, Michela Longhi, Angelica Viola Marini, Alessio Monti, Davide Ramaccia, Stefano Vellucci, Alessandro Toscano, Filiberto Bilotti (IEEE, 2022).
- [3] “On the Use of Nonlinear Metasurfaces for Circumventing Fundamental Limits of Mantle Cloaking for Antennas”: Stefano Vellucci, Alessio Monti, Mirko Barbuto, Giacomo Oliveri, Marco Salucci, Alessandro Toscano, Filiberto Bilotti (IEEE, 2021).
- [4] “Metasurfaces 3.0: a New Paradigm for Enabling Smart Electromagnetic Environments”: Mirko Barbuto, Zahra Hamzavi-Zarghani, Michela Longhi, Alessio Monti, Davide Ramaccia, Stefano Vellucci, Alessandro Toscano, Filiberto Bilotti (IEEE, 2021).
- [5] “Principles of Communications Networks and Systems”: Nevio Benvenuto, Michele Zorzi (University of Padua, 2011).
- [6] “Segnali e Sistemi, terza edizione”: Lorenzo Finesso (Edizioni Libreria Progetto Padova, 2021)
- [7] “MetaRadar: Indoor Localization by Reconfigurable Metamaterials”: Haobo Zhang, Jingzhi Hu, Hongliang Zhang, Boya Di, Kaigui Bian, Zhu Han, Lingyang Song (IEEE, 2022).
- [8] “Analytical modeling of conformal mantle cloaks for cylindrical objects using sub-wavelength printed and slotted arrays”: Yashwanth R. Padooru, Alexander B. Yakovlev, Pai-Yen Chen, et al. (2012)