

UNIVERSITÀ DI PADOVA



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA



Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica

Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione

SUPERFICI AL PLASMA RICONFIGURABILI

Relatore:

Prof. Mirko Magarotto

Laureando:

Riccardo Alberti

n° mat. 2032350

A. A. 2023 – 2024

Data di laurea: 23/09/2024

Indice

Sommario	4
1. Introduzione	5
1.1. Antenne al plasma gassoso, GPA.....	5
1.2. Superfici intelligenti riflettenti, IRS	6
2. Metodologia e analisi teorica	9
2.1. Metodologia numerico-teorica.....	9
2.2. Modello teorico.....	12
2.2.1 Analisi del modello teorico	13
2.2.2 Analisi di un elemento di plasma.....	16
2.3. Analisi del coefficiente di riflessione	18
2.4. Array di Antenne.....	20
2.4.1 Array planare di antenne.....	21
3 Implementazioni.....	24
3.1 Design di IRS planari basate sul plasma	24
3.1.1 Design di un elemento di plasma	24
3.1.2 IRS – spostamento di fase continuo.....	26
3.1.3 IRS – elementi digitali	28
3.2 Design di un IRS a scariche cilindriche	30
3.2.1 Caratterizzazione di una scarica di plasma	33
4 Conclusioni	34
4.1 Considerazioni finali	34
Riferimenti Bibliografici.....	36

Sommario

Le antenne a plasma gassoso, GPA, sono dispositivi che sfruttano il gas ionizzato, chiamato plasma, per trasmettere e ricevere onde elettromagnetiche. Il loro principale vantaggio rispetto ai sistemi metallici è la possibilità di riconfigurare le prestazioni dell'antenna, come ad esempio il diagramma di radiazione, variando elettronicamente i parametri del plasma, come la densità.

Le superfici riflettenti intelligenti, IRS, sono strutture planari in grado di controllare la diffusione e la riflessione dei segnali radio regolando le proprietà elettromagnetiche della superficie; questa tecnologia è stata recentemente proposta per riconfigurare e controllare l'ambiente di radiazione tra le antenne trasmettenti e riceventi.

L'obiettivo di questa tesi è presentare uno studio teorico e sperimentale sulla fattibilità di IRS basate sul plasma, questa tecnologia si basa su un array di elementi, la cui risposta elettromagnetica è controllata elettronicamente variando i parametri plasma.

Capitolo 1

Introduzione

1.1 Antenne al plasma gassoso, GPA

Negli ultimi anni è cresciuto un certo interesse per una nuova classe di antenne che utilizza un gas ionizzato, chiamato plasma, per trasmettere e ricevere onde elettromagnetiche, questa nuova categoria di dispositivi prende il nome di antenne al plasma gassoso, (GPA) [1,2].

Le GPA offrono diversi vantaggi rispetto alle tradizionali antenne metalliche, fornendo la possibilità di riconfigurare le caratteristiche dell'antenna, come ad esempio il diagramma di radiazione, variando elettronicamente, piuttosto che meccanicamente, i parametri del plasma, come ad esempio la densità [1,2].

Il plasma viene prodotto facendo scorrere corrente elettrica attraverso un gas neutro confinato all'interno di un apposito recipiente; il gas viene parzialmente o completamente ionizzato diventando plasma che, essendo conduttivo, funge da specchio, trasmettendo e ricevendo onde elettromagnetiche [1].

Quando la GPA è spenta, è caratterizzata da una sezione radar equivalente (RCS) ridotta dato che il principale mezzo conduttore, ovvero il plasma, è deionizzato e risulta pertanto virtualmente trasparente per una grande larghezza di banda di onde elettromagnetiche; questa caratteristica permette di minimizzare l'interferenza reciproca tra GPA impilate negli array e inoltre la capacità di "scompare" elettricamente può risultare utile quando è richiesta la furtività [1].

In secondo luogo le figure di merito di una GPA, come ad esempio la frequenza di funzionamento e il diagramma di radiazione, possono essere riconfigurate controllando la potenza elettrica utilizzata per sostenere il plasma, quest'ultima ne determina la densità e la temperatura, che a loro volta influenzano la risposta elettromagnetica [1].

Il plasma, inoltre, è un mezzo dispersivo, quindi i livelli di interferenza co-sito possono essere minimizzati per GPA che operano a frequenze diverse [1,2].

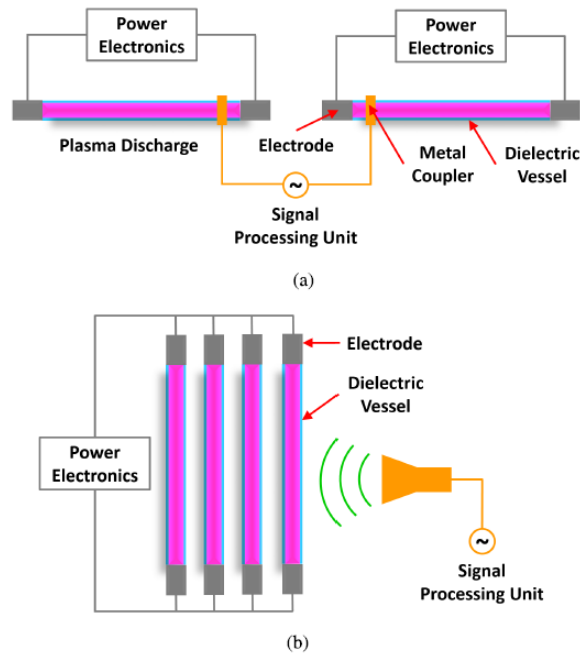


Figura 1.1: Schema di una GPA attiva (a) e passiva (b) [3].

1.2 Superfici intelligenti riflettenti, IRS

L'avvento del 5G commerciale e delle comunicazioni di nuova generazione ha stimolato l'interesse del mondo accademico e dell'industria nello sviluppo di nuove tecnologie per adattarsi ai diversi protocolli di comunicazione [1,2].

Tra queste tecnologie, le superfici intelligenti riflettenti IRS, note anche come superfici intelligenti riconfigurabili, sono strutture planari in grado di controllare la diffusione e la riflessione dei segnali radio regolando le proprietà elettromagnetiche della superficie, e vengono implementate con array di fase o meta superfici; una meta superficie consiste in un array planare formato da un grande numero di elementi controllabili digitalmente, che prendono il nome di meta-atomi [1,2].

Le IRS, di fatto, cambiano il paradigma secondo cui il mezzo tra le antenne del trasmettitore e del ricevitore è un'entità casuale. In effetti, l'introduzione di una IRS consente di controllare la fase, l'ampiezza, la polarizzazione e persino la frequenza dei segnali riflessi.

Pertanto, l'ambiente di propagazione viene aggiornato a un'entità programmabile e ottimizzabile, ovvero l'ambiente radio intelligente [1,2].

La caratteristica chiave delle IRS, ovvero la trasformazione passiva e sintonizzabile del segnale riflesso, viene generalmente ottenuta integrando elementi attivi, come ad esempio diodi PIN o

varicap, nelle celle unitarie che costituiscono le superfici. Ogni cella può modificare indipendentemente l'ampiezza e la fase del segnale incidente per produrre una riflessione che modella sinergicamente un fascio fine [1].

Le IRS, inoltre, consentono il riutilizzo dei segnali ambientali per le comunicazioni invece di crearne di nuovi, consentendo comunicazioni a bassa potenza e riducendo l'inquinamento elettromagnetico. In questo senso, le IRS aprono nuove strade per mitigare l'effetto dannoso del mezzo circostante e rispondere alla necessità di velocità di dati più elevate e di efficienza energetica nelle tecnologie 5G e 6G emergenti [1].

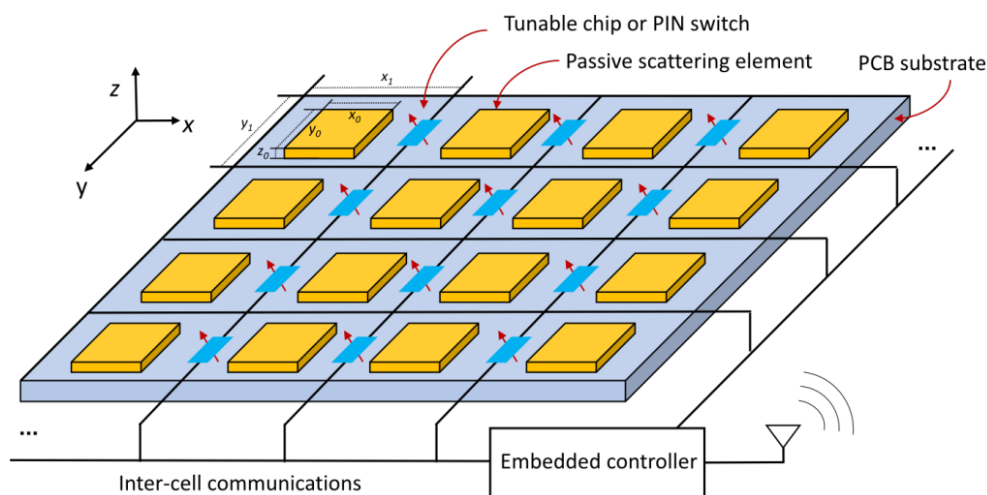


Figura 1.2: Schema di una IRS con controllo integrato.

L'obiettivo di questa tesi è la verifica della fattibilità di IRS basate sul plasma, questa tecnologia sfrutta elementi al plasma, la cui risposta elettromagnetica può essere modificata controllando elettronicamente la densità del plasma.

È interessante indagare questa tecnologia data la capacità del plasma di agire come riflettore e la possibilità di controllare elettronicamente le sue proprietà per manipolare le onde elettromagnetiche.

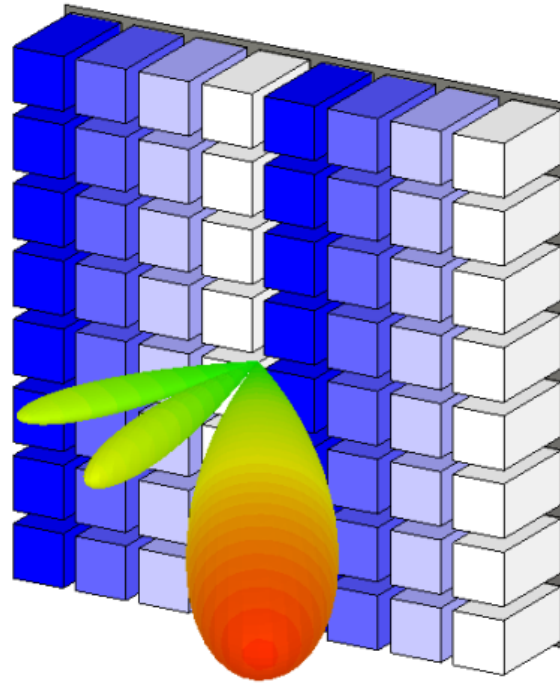


Figura 1.3: Schema di una IRS basata sul plasma.

I primi risultati basati su blocchi di plasma rettangolari mostrano che il principale vantaggio delle IRS basate sul plasma è la possibilità di controllare la fase del segnale riflesso su circa 360 gradi, garantendo allo stesso tempo un valore del modulo del coefficiente di riflessione vicino all'unità [1].

Capitolo 2

Metodologia e analisi teorica

2.1 Metodologia numerico-teorica

Recenti studi hanno sviluppato un modello teorico per valutare l'impiego del plasma come mezzo riflettente e sono state eseguite simulazioni numeriche per la progettazione di IRS basate sul plasma [1,2].

La risposta elettromagnetica del plasma, ovvero la sua capacità di controllare la fase dell'onda riflessa, è descritta tramite la sua costante dielettrica relativa ε_r [1,2].

Nello specifico, il parametro ε_r è mostrato nell'equazione che segue [1]:

$$\varepsilon_r = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2 + \nu^2} + j \frac{\nu}{\omega} \frac{\omega_p^2}{\omega^2 + \nu^2} \quad (2.1)$$

- ω è la frequenza angolare dell'onda espressa in rad/s.
- ω_p è la frequenza del plasma espressa in rad/s.
- ν è la frequenza collisione espressa in Hz.
- j è l'unità immaginaria.

La frequenza angolare del plasma ω_p è data dalla relazione [1]:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{q^2 n_e}{m \varepsilon_0}} \quad (2.2)$$

- q è il valore di carica elementare ($\approx 1.6 \times 10^{-19} C$).
- n_e è la densità del plasma espressa in m^{-3} .
- m è la massa dell'elettrone ($\approx 9.11 \times 10^{-31} kg$).
- ε_0 è la costante dielettrica del vuoto ($\approx 8.9 \times 10^{-12} C^2 / Nm^2$).

Nello specifico sia n_e che ω_p dipendono dalla potenza elettrica necessaria per sostenere il plasma, infatti sono i parametri che vengono usati per controllare elettronicamente ε_r e quindi la fase dell'onda riflessa dal plasma [1,2].

La frequenza di collisione ν è data dalla relazione [1]:

$$\nu = n_0 K(T_e) \quad (2.3)$$

- n_0 è la densità delle particelle neutre, espressa in m^{-3} .
- K è una costante di velocità che dipende dalla temperatura degli elettroni T_e , espressa in eV.

La relazione che lega K con T_e è la seguente [1]:

$$K = 2.336 \times 10^{-14} T_e^{1.609} \times \exp(0.0618(\ln(T_e))^2 - 0.1171(\ln(T_e))^3) \quad (2.4)$$

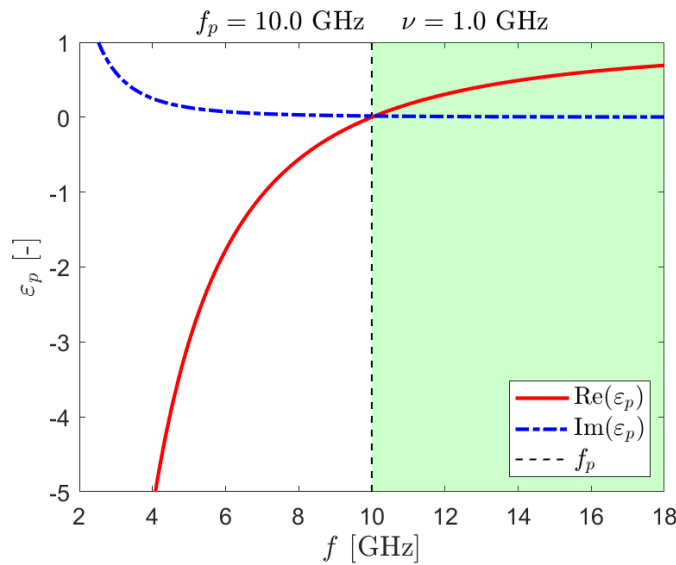


Figura 2.1: Andamento di parte reale e immaginaria della costante dielettrica relativa del plasma ε_r in funzione della frequenza f [3].

Per completare la descrizione del plasma è utile definire altri tre ulteriori parametri:

La pressione neutra p_0 , la cui espressione è data dalla relazione [1]:

$$p_0 = k_B T_0 n_0 \quad (2.5)$$

- k_B è la costante di Boltzmann ($\approx 1.38 \times 10^{-23} J/K$)
- T_0 è la temperatura del gas neutro espressa in K.

L'impedenza del plasma Z_{pl} , data dalla relazione [1]:

$$Z_{pl} = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.6)$$

- $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ è l'impedenza caratteristica del vuoto ($\approx 377\Omega$).
- μ_0 è la permeabilità magnetica del vuoto ($= 4\pi \times 10^{-7} H/m$).

Infine la densità critica n_e^{cr} , data dalla relazione [1]:

$$n_e^{cr} = m\epsilon_0 \left(\frac{2\pi f}{q} \right)^2 \quad (2.7)$$

- f è la frequenza dell'onda espressa in Hz ($= \omega/2\pi$).

Il parametro n_e^{cr} è uguale alla densità del plasma n_e per $\omega = \omega_p$ [1,2].

Per $n_e < n_e^{cr}$ l'onda elettromagnetica può propagarsi nel plasma fino a che $\text{Re}(\epsilon_r) > 0$, mentre per $n_e > n_e^{cr}$ solo le onde evanescenti si possono propagare nel plasma, dato che $\text{Re}(\epsilon_r) < 0$ [1,2].

Si parla dunque di regime dielettrico, per riguarda la condizione $n_e < n_e^{cr}$, mentre per $n_e > n_e^{cr}$ il plasma si trova in regime conduttore [1,2].

Equivalentemente il regime dielettrico si ha per $f > \omega_p/2\pi$ e il regime conduttore per $f < \omega_p/2\pi$, rispettivamente parte verde e parte bianca in figura 2.1 [1,2]

2.2 Modello teorico

È stato sviluppato un modello teorico semplificato per valutare il possibile impiego del plasma come riflettore di onde elettromagnetiche [1].

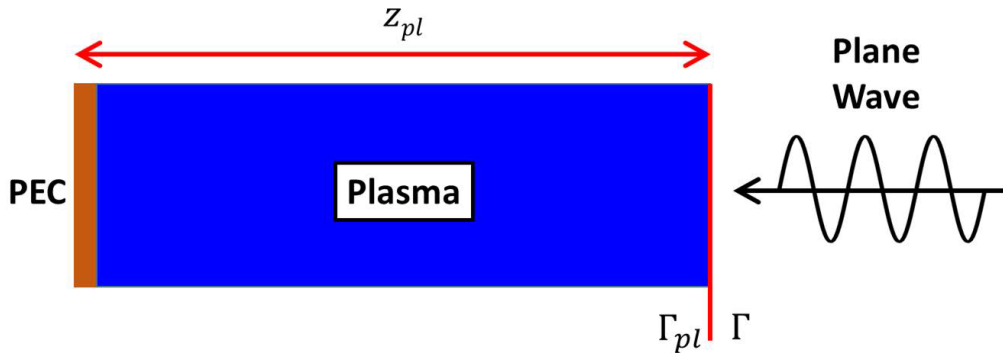


Figura 2.2: Schema di un elemento di plasma [1].

Prendendo in considerazione la figura 2.2, uno strato di plasma omogeneo di spessore z_{pl} , situato sopra un conduttore elettrico perfetto (PEC) infinito, che costituisce il piano terra, viene colpito ortogonalmente da un'onda piana polarizzata linearmente [1].

L'onda riflessa è descritta tramite il coefficiente di riflessione complesso Γ , secondo la relazione [1]:

$$\Gamma = \frac{E_{\rho}}{E_i} \quad (2.8)$$

Dove E_{ρ} e E_i sono rispettivamente il campo elettrico riflesso e incidente dell'onda elettromagnetica [1].

Il coefficiente di riflessione, secondo la teoria delle linee di trasmissione, si può scrivere come [1]:

$$\Gamma = \frac{\rho + \Gamma_{pl}}{1 + \rho\Gamma_{pl}} \quad (2.9)$$

Dove ρ è il coefficiente di riflessione di Fresnel all'interfaccia aria-plasma, mentre Γ_{pl} è il coefficiente di riflessione nel plasma [1].

In particolare Γ_{pl} si può scrivere come [1]:

$$\Gamma_{pl} = -\exp\left(j4\pi\sqrt{\epsilon_r}\frac{z_{pl}}{\lambda}\right) \quad (2.10)$$

Dove λ indica la lunghezza d'onda in aria, ($= c/f$).

E ρ equivale a [1]:

$$\rho = \frac{Z_{pl} - Z_0}{Z_{pl} + Z_0} = \frac{1 - \sqrt{\epsilon_r}}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.11)$$

2.2.1 Analisi del modello teorico

Sono state effettuate delle analisi numeriche, attraverso il software CST microwave Studio ®, prendendo come riferimento lo schema di un elemento di plasma in figura 2.3 [1].

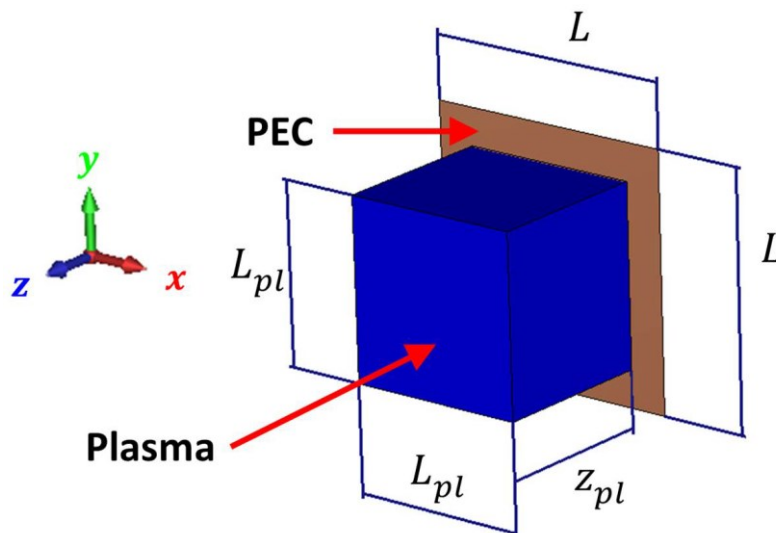


Figura 2.3: Schema di un elemento di plasma [1].

L'elemento di plasma in considerazione ha spessore z_{pl} e larghezza L_{pl} ed è posizionato sopra al piano di PEC di terra, avente lato di lunghezza L .

Si presume che un'onda piana incidente, che si propaga lungo la direzione z , impatti normalmente sulla superficie del plasma.

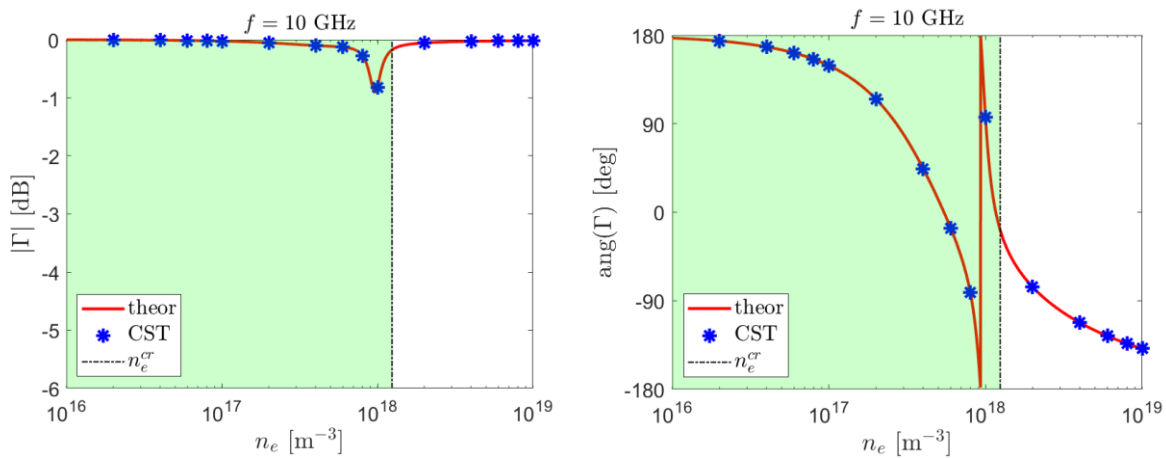


Figure 2.4(a), 2.4(b): Grafici di modulo e fase di Γ in funzione di n_e [1].

I grafici mostrati nelle figure 2.4(a) e 2.4(b), rappresentano rispettivamente l'andamento del modulo e della fase del coefficiente di riflessione Γ in funzione della variazione della densità del plasma n_e [1].

La curva arancione mostra l'andamento stimato dal modello teorico, mentre gli asterischi blu rappresentano il risultato delle simulazioni eseguite con software CST dal modello numerico [1].

La zona verde rappresenta il regime dielettrico, mentre la zona bianca il regime da conduttore, nel quale può trovarsi il plasma, mentre il valore di densità critica del plasma che si trova a cavallo delle due zone è $n_e = n_e^{cr}$ [1].

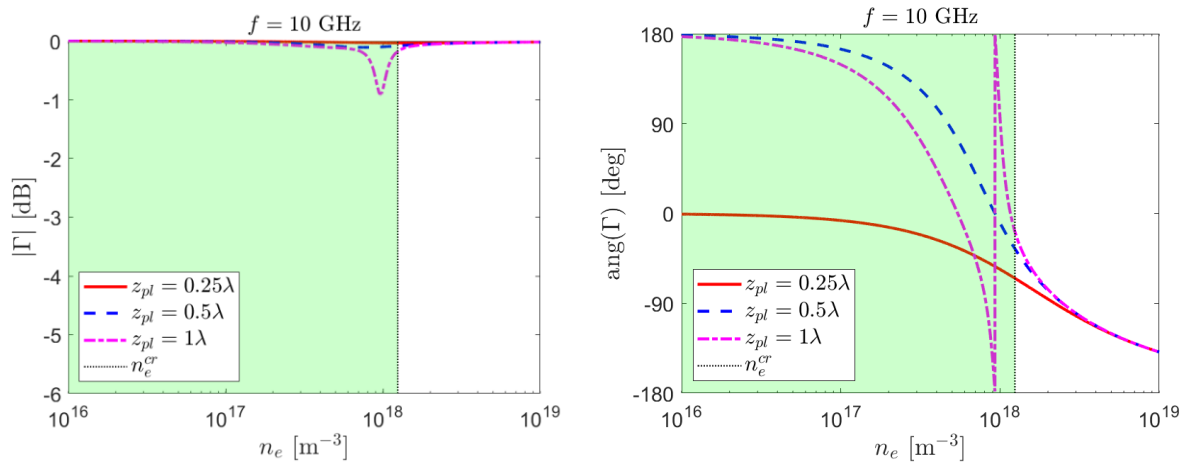


Figure 2.5(a), 2.5(b): Grafici di modulo e fase di Γ in funzione di n_e e di z_{pl} [1].

I grafici nelle figure 2.5(a) e 2.5(b) mostrano rispettivamente l'andamento del modulo e della fase del coefficiente di riflessione Γ in funzione della variazione della densità del plasma n_e , per diversi valori dello spessore del plasma z_{pl} in funzione della lunghezza d'onda λ ($=0.25 \lambda, 0.5 \lambda, 1 \lambda$) [1].

Facendo riferimento ai risultati ottenuti in precedenza, nei grafici 2.4(a) e 2.4(b), i valori assunti per i parametri sono stati:

- Frequenza di lavoro $f = 10$ GHz.
- Spessore del plasma $z_{pl} = \lambda = 30$ mm.
- Densità delle particelle neutre $n_0 = 10^{22} m^{-3}$.
- Pressione neutra $p_0 = 0.4$ mbar
- Temperatura degli elettroni $T_e = 1.2$ eV

La densità de plasma n_e , ovvero il parametro che consente di variare elettronicamente la riflessione dell'onda elettromagnetica, varia tra $10^{16} m^{-3}$ e $10^{19} m^{-3}$; mentre la frequenza angolare del plasma ω_p varia tra $5.6 \times 10^9 rad/s$ e $1.8 \times 10^{11} rad/s$ [1].

Dalle simulazioni effettuate, è possibile osservare che è presente un ottimo accordo tra il modello teorico e i risultati numerici, con differenze inferiori all'1% [1].

2.2.2 Analisi di un elemento di plasma

I modelli teorico e numerico sono stati analizzati per valutare la sensibilità del coefficiente di riflessione Γ rispetto alla densità n_e e allo spessore z_{pl} .

Per tenere conto di condizioni operative realistiche, si sono assunti $p_0 = 0.4$ mbar e $\nu = 3.1 \times 10^8$ Hz

In particolare, il minimo valore di $|\Gamma|$ si registra per $n_e \approx n_e^{cr}$ e diminuisce con z_{pl} , come si può vedere dal grafico in figura 2.5(a) [1].

L'intervallo con cui la fase può essere controllata variando n_e , quindi elettronicamente, dipende da z_{pl} , una riconfigurabilità di 360° è realizzabile fisicamente $z_{pl} = \lambda/2$ [1].

Il risultato, in termini di $|\Gamma|$, può essere interpretato considerando che $\text{Im}(\epsilon_r)$ aumenta con ω_p , come si può vedere dall'equazione 2.1, quindi le perdite ohmiche crescono con n_e [1].

Nel regime dielettrico, con $\text{Re}(\epsilon_r) > 0$, le onde elettromagnetiche si propagano all'interno del plasma, mentre nel regime di conduttore, con $\text{Re}(\epsilon_r) < 0$, l'onda incidente viene quasi completamente riflessa all'interfaccia aria-plasma [1].

In altre parole si verifica un significativo disadattamento tra Z_{pl} e l'impedenza dello spazio libero per $n_e \geq n_e^{cr}$: Z_{pl} tende ad infinito per $n_e = n_e^{cr}$ e diventa principalmente immaginario nel regime di conduttore [1].

Di conseguenza la condizione $n_e \approx n_e^{cr}$ è critica poiché l'onda incidente, prima di essere riflessa, si propaga in un mezzo dove si verificano perdite ohmiche non trascurabili.

Inoltre, più spesso è lo strato di plasma, maggiore è la potenza totale dissipata all'interno del mezzo con perdite.

Per quanto riguarda la fase di Γ , tende a -180° per $n_e > 10^{19} m^{-3}$, poiché il plasma si comporta da buon conduttore, ovvero scarso adattamento tra Z_{pl} e Z_0 [1].

Quando $n_e \rightarrow 0$, ovvero $Z_{pl} \approx Z_0$, il valore di $\text{ang}(\Gamma)$ dipende solo dalla distanza z_{pl} , tra il piano di terra, dove l'onda incidente viene riflessa e il bordo della cella di plasma [1].

Di conseguenza $z_{pl} = \lambda/2$ è la distanza limite per controllare la fase di 360° , a condizione che per $n_e = 0$ l'onda incidente venga riflessa sul piano di terra, mentre per $n_e \gg 10^{19} m^{-3}$ venga riflessa sul bordo della cella di plasma [1].

Maggiore è z_{pl} , minore è il valore massimo di n_e necessario per riconfigurare la fase di 360° , tuttavia, considerando la tecnologia di produzione del plasma allo stato dell'arte, la condizione $z_{pl} = \lambda/4$ è un limite inferiore più realistico [1].

Da un punto di vista tecnologico la realizzazione di un IRS basato sul plasma è fattibile poiché il plasma consente un controllo completo della fase dell'onda riflessa, pur garantendo un $|\Gamma|$ vicino all'unità [1].

Quest'ultimo è un notevole vantaggio rispetto alle soluzioni classiche, dove solitamente $|\Gamma|$ scende in corrispondenza di $ang(\Gamma) = 0$ [1].

Come si può vedere dalla tabella in figura 2.6, nelle celle basate su diodi PIN, diodi varicap o commutatori MEMS, $|\Gamma|$ può essere fino a 6 dB inferiore rispetto ai sistemi basati sul plasma [1].

D'altra parte gli elementi al plasma devono essere relativamente più spessi delle celle classiche per garantire un controllo sufficiente della fase, z_{pl} deve essere nell'ordine di λ invece di 0.1λ - 0.3λ , come si può osservare dalla tabella in figura 2.6 [1].

Technology	Min. $ \Gamma $ [dB]	Thickness [mm]	f [GHz]
Plasma	-1	10 - 30	10
PIN diode [36]	-5	7	9.4 - 11.4
PIN diode [37]	-6	3	32.5 - 40.5
Varactor diode [38]	-7	6	11.0 - 12.0
Varactor diode [39]	-4	5	5.3 - 5.5
MEMS switchers [40]	-6	3	9.4 - 11.4

Figura 2.6: Confronto tra gli elementi basati sul plasma e le altre tecnologie impiegate per realizzare le celle negli IRS [1].

2.3 Analisi del coefficiente di riflessione

Il coefficiente di riflessione Γ viene calcolato per valutare la fattibilità di una superficie intelligente riflettente (IRS), basata su scariche di plasma cilindriche [2].

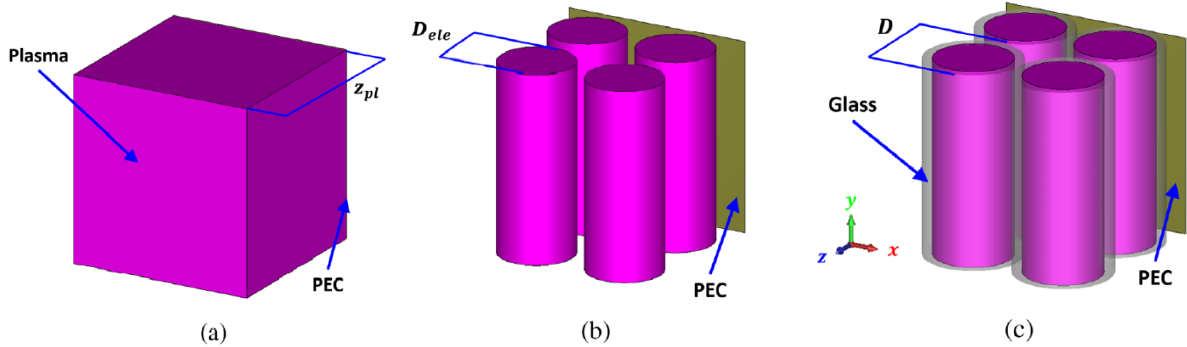


Figura 2.7: (a) elemento di plasma teorico; (b) scariche cilindriche di plasma; (c) scariche cilindriche con involucro di vetro [2].

Prendendo come riferimento la figura 2.7, si assume che la frequenza di lavoro sia $f = 10$ GHz.

L'elemento raffigurato nella figura 2.7(a) è equivalente ad una lastra di plasma uniforme posizionata su un piano infinito di conduttore elettrico perfetto (PEC), che funge da piano di terra.

Questo elemento viene preso come riferimento perché il suo comportamento è ben noto dai modelli teorici e analitici discussi nei paragrafi precedenti.

Lo spessore della lastra di plasma teorica è pari a metà della lunghezza d'onda: $z_{pl} = 15$ mm [2].

Successivamente, nella figura 2.7(b), viene analizzato un doppio strato di scariche cilindriche di plasma: il diametro della colonna di plasma è $D_{ele} = 6$ mm e il recipiente è riempito con gas argon con $p_0 = 2$ mbar [2].

Questa configurazione è stata simulata assumendo prima un plasma uniforme e poi un più realistico profilo di densità radiale non uniforme [2].

Infine è stato incluso l'effetto del recipiente di vetro, figura 2.7(c), descritto con una permeabilità relativa $\epsilon_{gl} = 4.82$ [2].

Lo spessore complessivo lungo la direzione z , incluso il vetro, è $z_{pl} = 15$ mm, per emulare lo strato di plasma uniforme della figura 2.7(a) [2].

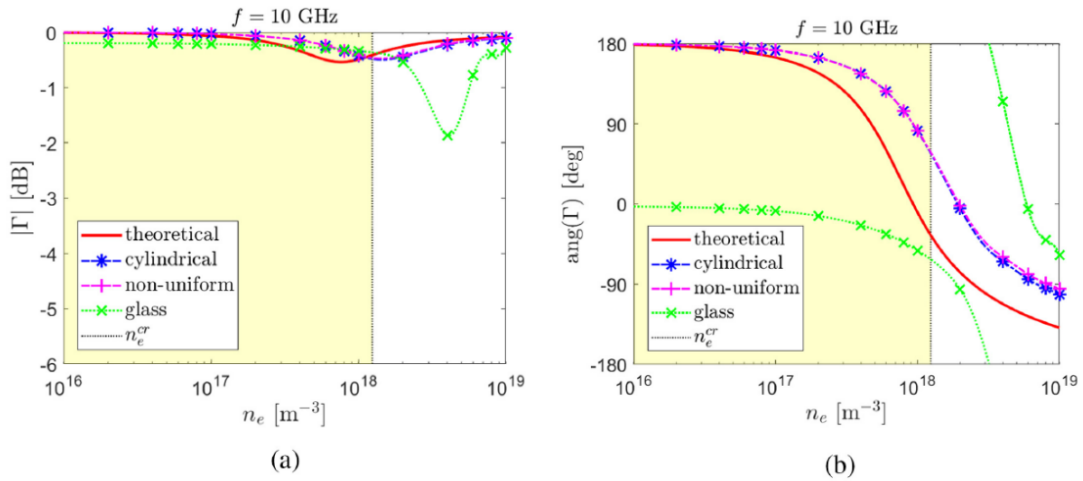


Figura 2.8: (a) Grafico del modulo di Γ , in funzione di n_e ; (b) Grafico della fase di Γ , in funzione di n_e [2].

I grafici in figura 2.8 mostrano i risultati delle simulazioni effettuate, in particolare 2.8(a) e 2.8(b) mostrano rispettivamente l'andamento del modulo e della fase del coefficiente di riflessione Γ in funzione della densità del plasma n_e [2].

Vengono comparate in questi grafici la curva teorica in rosso e le curve derivanti dalla configurazione ad elementi cilindrici, in particolare, per quest'ultima, vengono analizzate il profilo di densità radiale non uniforme, in viola, e la presenza del recipiente di vetro, in verde [2].

Lo sfondo giallo e bianco rappresentano rispettivamente il regime dielettrico e il regime conduttore, mentre il valore di densità del plasma che si trova a cavallo delle due zone è $n_e = n_e^{cr}$ [2].

È possibile osservare inoltre che la configurazione teorica presenta un minimo del modulo del coefficiente di riflessione Γ per $n_e \approx n_e^{cr}$, con la fase dell'onda riflessa che varia di oltre 270° [2].

Per $n_e \approx 10^{19} \text{ m}^{-3}$ il plasma si comporta da buon conduttore, poiché l'onda elettromagnetica viene riflessa sulla superficie del plasma stesso, mentre per $n_e \rightarrow 0$ l'onda elettromagnetica viene riflessa dalla superficie PEC, dato che il plasma si comporta da dielettrico [2].

Un simile comportamento è osservabile anche per il modello a scariche cilindriche, questo è prevedibile dal fatto che lo spessore z_{pl} lungo la direzione di propagazione delle onde è rimasto invariato [2].

Quando viene aggiunto l'involucro di vetro, si osserva una modifica del valore del modulo di Γ , dovuta alle riflessioni multiple che si generano nelle interfacce aria/vetro e vetro/plasma [2].

Di conseguenza, percorsi più lunghi all'interno del plasma offrono la possibilità di ridurre il modulo del coefficiente di riflessione fino a -2dB e di controllare la fase dell'onda di 360°, ciò è un buon punto di partenza per la progettazione di IRS basate sul plasma [2].

2.4 Array di antenne

Molte applicazioni pratiche richiedono caratteristiche di radiazione particolari che non possono essere raggiunte da una singola antenna, ed è quindi necessario impiegare un aggregato di elementi radianti disposti in una precisa configurazione elettrica e geometrica, un array.

Un array di antenne consiste in un sistema di più antenne che operano congiuntamente per trasmettere o ricevere onde elettromagnetiche.

Le antenne singole sono chiamate elementi e sono tutti collegati ad un unico trasmettitore o ricevitore che fornisce energia in una specifica relazione di fase.



Figura 2.9: *Very Large Array (VLA), gruppo di radiotelescopi situato a Socorro, nel Nuovo Messico.*

I vantaggi principali dell'impiego di questa configurazione comprendono sia la trasmissione che la ricezione di segnali, nel primo caso le onde irradiate da ciascuna antenna si sovrappongono

sommandosi e sottraendosi per interferenza, incrementando la potenza irradiata nella direzione voluta e riducendola nelle altre direzioni, allo stesso modo quando sono impiegate come riceventi, ampliano l'intensità del segnale ricevuto nella direzione desiderata e la annullano per le direzioni non desiderate.

Il guadagno di un array di antenne è pertanto maggiore di quello ottenibile da una singola antenna, rendendo più stretto il fascio di onde elettromagnetiche.

2.4.1 Array planare di antenne

Un array planare di antenne si ottiene posizionando gli elementi radianti a formare una griglia rettangolare e planare.

Questa configurazione di antenne, a fronte di una maggiore complessità, è molto versatile e permette di controllare e modellare il pattern di radiazione in maniera più duttile, rendendolo più simmetrico e riducendo i lobi secondari [4].

Inoltre permette di orientare il lobo principale dell'antenna in un punto preciso dello spazio [4].

Le applicazioni principali di questo tipo di configurazione spaziano dal tracking radar, alle telecomunicazioni, al rilevamento da remoto, ai sistemi radiomobili [4].

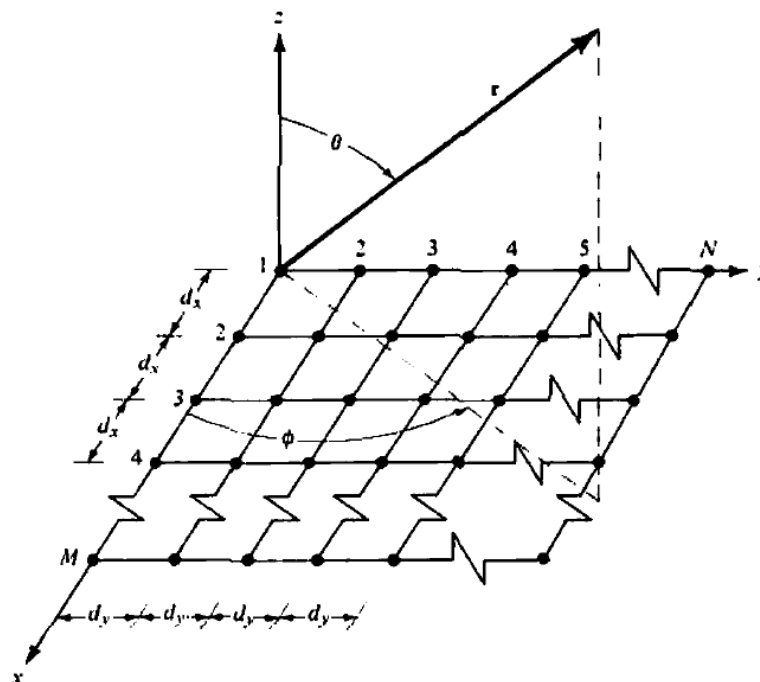


Figura 2.10: Geometria di un array planare di antenne [4].

Facendo riferimento alla figura 2.10, che rappresenta un array planare di elementi disposti a formare matrice rettangolare di m righe e n colonne, si procede con la caratterizzazione del fattore d'array (AF) [4].

Il fattore d'array è una funzione matematica che descrive la distribuzione spaziale del campo elettromagnetico generato da un array di antenne, indicando come il segnale emesso da ciascuna antenna si combina nello spazio per formare un fascio radiante complessivo con una determinata forma e direzione [4].

La formula che descrive il fattore d'array è la seguente [4]:

$$AF = \sum_{n=1}^N I_n \left[\sum_{m=1}^M I_m e^{j(m-1)(kd_x \sin\theta \cos\Phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin\theta \cos\Phi + \beta_y)} \quad [2.12]$$

- I_n e I_m rappresentano i coefficienti di eccitazione di ciascun elemento lungo l'asse x e y .
- d_x e d_y rappresentano le distanze tra gli elementi lungo l'asse x e y .
- β_x e β_y rappresentano la progressione di fase per ciascun elemento dell'array.

I termini esponenziali delle sommatorie rappresentano i lobi del pattern di radiazione, in particolare i massimi per ciascuna direzione sono posizionati secondo le seguenti relazioni [4]:

$$kd_x \sin\theta \cos\Phi + \beta_x = \pm 2m\pi \quad m = 0, 1, 2 \dots \quad [2.13]$$

$$kd_y \sin\theta \cos\Phi + \beta_y = \pm 2n\pi \quad n = 0, 1, 2 \dots \quad [2.14]$$

Un esempio grafico derivante da un risultato numerico di queste relazioni è il pattern di radiazione seguente raffigurato in figura 2.11.

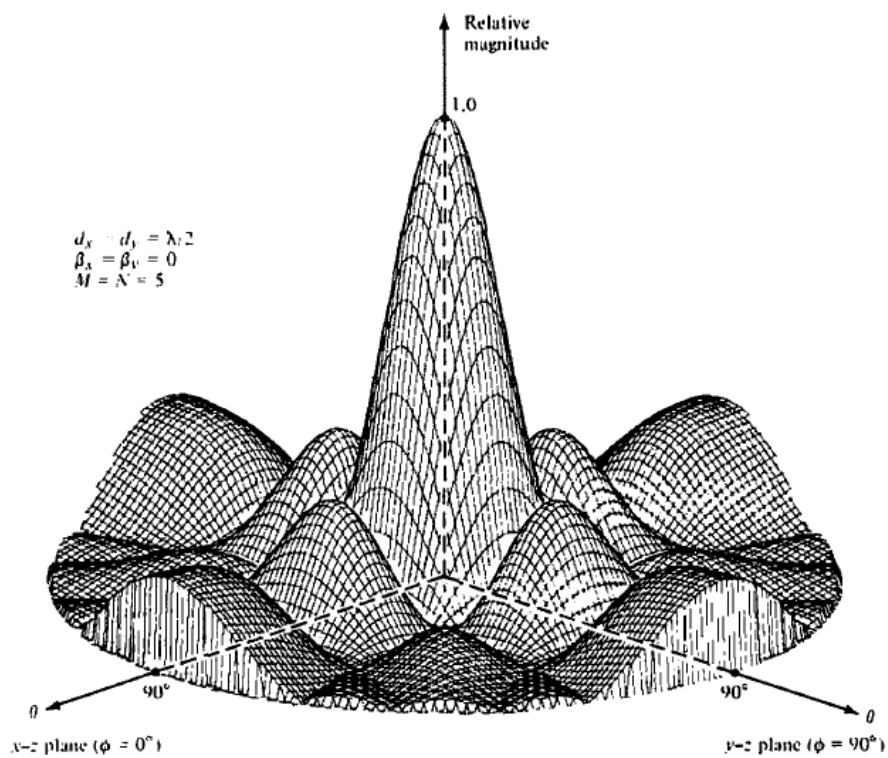


Figura 2.11: Pattern di radiazione tridimensionale di un array planare di elementi radianti posizionati a distanza $d_x = d_y = \lambda/2$; con $\beta_x = \beta_y = 0$ e $M = N = 5$ [4].

Capitolo 3

Implementazioni

3.1 Design di IRS planari basate sul plasma

I modelli teorici e numerici descritti nei paragrafi del capitolo 2 vengono ora impiegati per definire una progettazione preliminare di superfici riflettenti intelligenti (IRS) basate sul plasma.

Nel paragrafo 3.1.1 viene valutato il comportamento di un elemento di plasma, tenendo conto dei vincoli pratici, come ad esempio $L_{pl} \neq L$ [1].

Nei paragrafi 3.1.2 e 3.1.3, sono esposti due design di IRS basate sul plasma: il primo sfrutta elementi di plasma spessi, con $z_{pl} = \lambda$, per realizzare operazioni di orientazione del fascio mediante un controllo continuo di fase, mentre il secondo si basa su elementi di plasma digitali con spessore $z_{pl} = \lambda/3$, per produrre specifici pattern di diffrazione è [1].

3.1.1 Design di un elemento di plasma

La condizione $L_{pl} = L$ è difficilmente realizzabile nella pratica poiché sono necessarie apparecchiature aggiuntive per confinare ed accendere il plasma, come recipienti per contenere il gas neutro ed elettrodi [1].

Pertanto, la configurazione teorica con $L_{pl} = L$ è stata confrontata con un elemento di plasma avente $L_{pl} = L/\sqrt{2}$, la frequenza operatrice è $f = 10$ GHz e $L = \lambda/2 = 15$ mm e $z_{pl} = \lambda = 30$ mm [1].

La condizione su z_{pl} mira a garantire un controllo di fase di 360° , basandosi sui valori di densità del plasma accessibili [1].

I parametri del plasma sono selezionati in base alle normali condizioni operative dei GPA e sono: $p_0 = 0.4$ mbar e $\nu = 3.1 \times 10^8$ Hz [1].

La differenza più significativa che si riscontra per la condizione $L_{pl} = L/\sqrt{2}$ è che il valore di densità del plasma necessario per controllare la fase di 360° è maggiore che per $L_{pl} = L$ e passa da $n_e = 0.9 \times 10^{18} \text{ m}^{-3}$ a $n_e = 1.8 \times 10^{18} \text{ m}^{-3}$, ma non risulta essere un problema significativo poiché tale valore è compatibile con le tecnologie di produzione del plasma allo stato dell'arte [1].

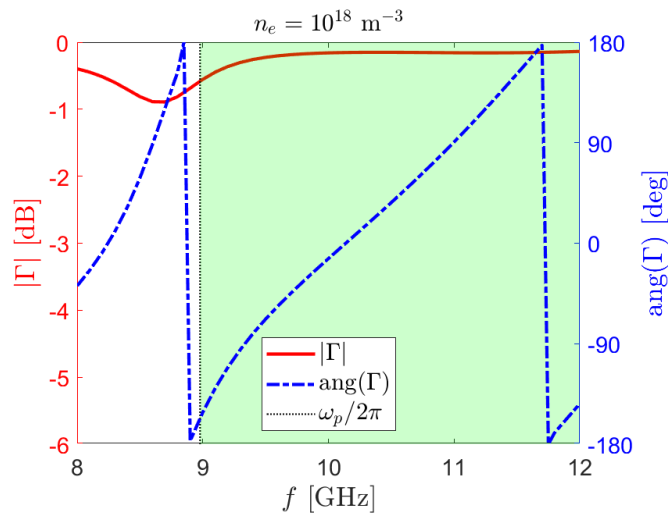


Figura 3.1: Grafico di modulo e fase del coefficiente di riflessione Γ in funzione della frequenza operativa f , $L_{pl} = L/\sqrt{2}$, $z_{pl} = 30$ mm, $n_0 = 10^{22} \text{ m}^{-3}$ [1].

La figura 3.1 rappresenta graficamente l'andamento del modulo e della fase del coefficiente di riflessione Γ in funzione di f nella configurazione con $L_{pl} = L/\sqrt{2}$ [1].

In questo grafico è possibile valutare la risposta dell'elemento di plasma in un range di frequenza da 8 GHz a 12 GHz, quindi ± 2 GHz attorno alla frequenza centrale $f = 10$ GHz [1].

La condizione $|\Gamma| > -1$ dB è verificata e mantenuta nel range di interesse e alla frequenza centrale $ang(\Gamma) = -13$ deg e varia tra -90° e 90° in un intervallo di 1 GHz [1].

Questi elementi al plasma presentano dunque una larghezza di banda diverse volte superiore a quella di molti sistemi classici in cui è compresa tra 0.1 e 0.2 GHz [1].

3.1.2 IRS – Spostamento di fase continuo

L'elemento di plasma descritto nel paragrafo precedente viene sfruttato per la progettazione di una IRS in cui la densità del plasma n_e e a sua volta la fase del coefficiente di riflessione $ang(\Gamma)$ possono essere controllati in modo continuo per consentire le operazioni di direzionamento del fascio [1].

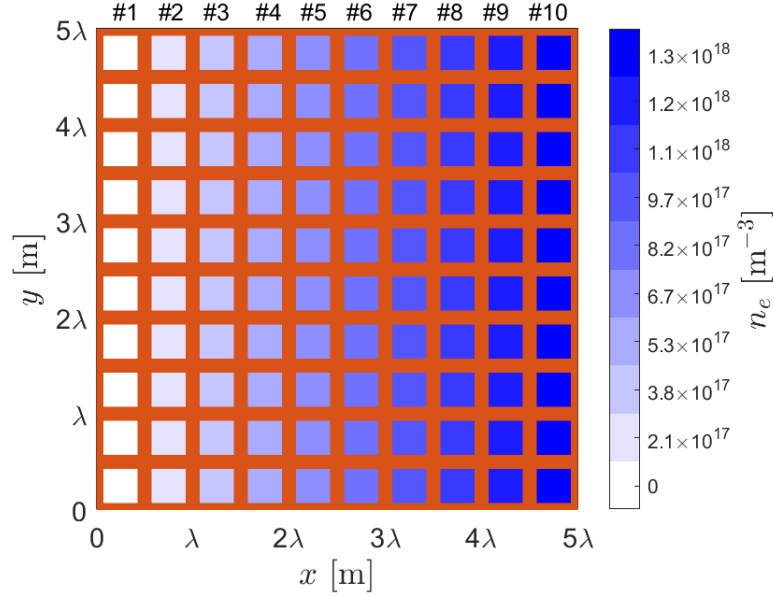


Figura 3.2: Schema di una IRS basata sul plasma, ad ogni elemento di plasma corrisponde una densità specifica, secondo la scala cromatica [1].

Column	n_e [m^{-3}]	ω_p [rad/s]	$ \Gamma $ [dB]	$ang(\Gamma)$ [deg]
1	0	0	0	180
2	2.1×10^{17}	2.6×10^{10}	-0.03	149
3	3.8×10^{17}	3.4×10^{10}	-0.06	117
4	5.3×10^{17}	4.1×10^{10}	-0.08	86
5	6.7×10^{17}	4.6×10^{10}	-0.11	55
6	8.2×10^{17}	5.1×10^{10}	-0.13	24
7	9.7×10^{17}	5.5×10^{10}	-0.15	-8
8	1.1×10^{18}	5.9×10^{10}	-0.20	-39
9	1.2×10^{18}	6.3×10^{10}	-0.31	-70
10	1.3×10^{18}	6.4×10^{10}	-0.53	-102

Figura 3.3: Proprietà del plasma dell'IRS in figura 3.2 [1].

Nella figura 3.2 è rappresentato un progetto una IRS basa sul plasma costituita da un 10×10 di elementi di plasma, la frequenza operativa è $f = 10\text{GHz}$ e la periodicità del reticolo è $L = \lambda/2 = 15\text{ mm}$ [1].

La densità del plasma n_e è stata variata colonna per colonna, secondo la tabella in figura 3.3, per dirigere il fascio lungo la direzione $\theta_{MAX} = -10\text{deg}$ sul piano x-z [1].

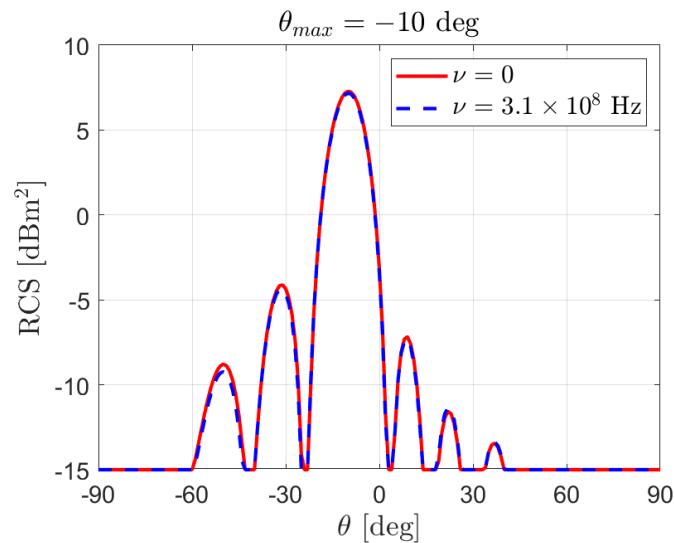


Figura 3.4: RCS rispetto all'angolo azimutale θ (piano x-y) dell'IRS in figura 3.2 [1].

Inoltre, la regola del fattore di array è stata adottata per progettare il pannello al plasma, con densità n_e regolata per imporre uno spostamento di fase continuo β tra gli elementi di ciascuna colonna [1].

Lo spostamento di fase è descritto dalla relazione [1]:

$$\beta = \frac{2\pi L}{\lambda} \sin(\theta_{MAX}) = -31 \text{ deg} \quad (3.1)$$

Questa metodologia consente di progettare un IRS che soddisfa perfettamente i requisiti in termini di θ_{MAX} [1].

3.1.3 IRS – Elementi digitali

Questo secondo design di una IRS basata sul plasma si affida a elementi digitali, in particolare viene sviluppata la codifica a 1 bit [1].

Sono presenti dunque due stati che caratterizzano ciascun elemento di plasma: “on” e “off”, che presentano una differenza di fase di 180° [1].

I parametri di questa IRS sono: frequenza di funzionamento $f = 10\text{GHz}$, periodicità del reticolo $L = \lambda/2 = 15\text{ mm}$, larghezza dell'elemento di plasma $L_{pl} = L/\sqrt{2}$ e spessore $z_{pl} = \lambda/3 = 10\text{ mm}$ [1].

Questo progetto utilizza una cella di plasma relativamente sottile poiché non è necessario controllare la fase oltre i 360° [1].

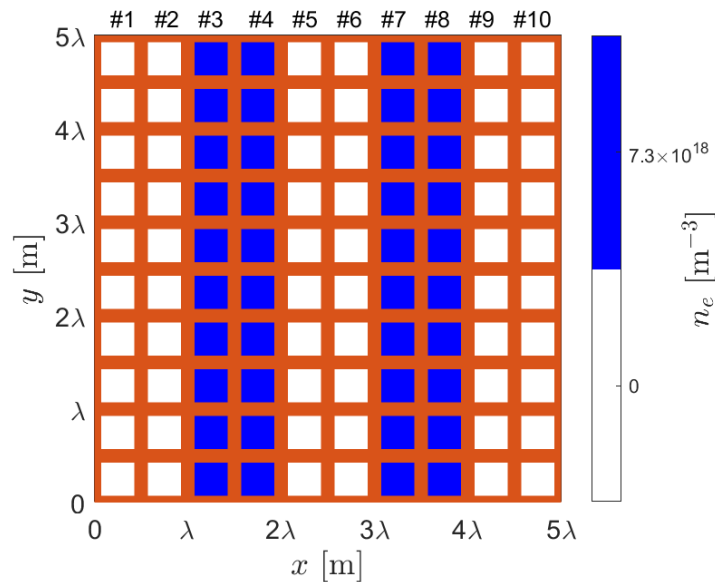


Figura 3.5: Schema di una IRS basata sul plasma, ad ogni elemento di plasma corrisponde una densità specifica, secondo la scala cromatica [1].

Column	n_e [m^{-3}]	ω_p [rad/s]	$ \Gamma $ [dB]	$\text{ang}(\Gamma)$ [deg]
1, 2, 5, 6, 9, 10	0	0	0	57
3, 4, 7, 8	7.3×10^{18}	1.5×10^{11}	-0.27	-133

Figura 3.6: Proprietà del plasma dell'IRS in figura 3.5 [1].

Anche per questo design è presente una struttura di 10×10 elementi di plasma, come si può vedere dalla figura 3.5 e lo stato “on”, “off” di ciascuna colonna è controllato per ottenere $|\theta_{MAX}| = 30deg$, assumendo le proprietà del plasma riportate nella tabella in figura 3.6 [1].

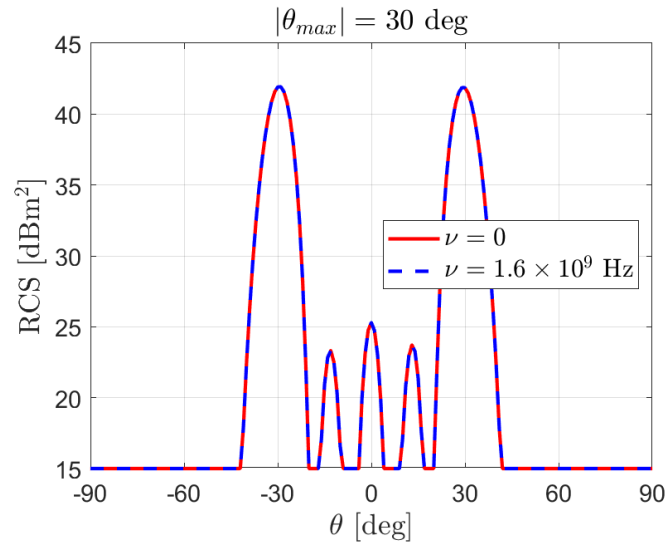


Figura 3.7: RCS rispetto all'angolo azimutale θ (piano x-y) dell'IRS in figura 3.5 [1].

L'adempimento del requisito su θ_{MAX} è pienamente rispettato considerando l'RCS ottenuta in figura 3.7.

Nello specifico per lo stato “on” è necessario un valore di densità $n_e = 7.3 \times 10^{18} m^{-3}$, un valore pienamente compatibile con le tecnologie allo stato dell'arte [1].

Per realizzare IRS multi-bit, che offrirebbero una migliore efficienza energetica, sono necessarie invece celle di plasma più spesse, ad esempio $z_{pl} = \lambda/2$ potrebbe essere sufficiente per garantire una risoluzione a 2 bit in cui i quattro stadi devono coprire una risoluzione di 90° [1].

3.2 Design di un IRS a scariche cilindriche

Un esempio di design di una IRS basata sul plasma è quello raffigurato in figura 3.8, si basa su 40 scariche cilindriche, disposte a formare un array di antenne, la cui geometria e parametri sono coerenti con quelli visti in precedenza [2].

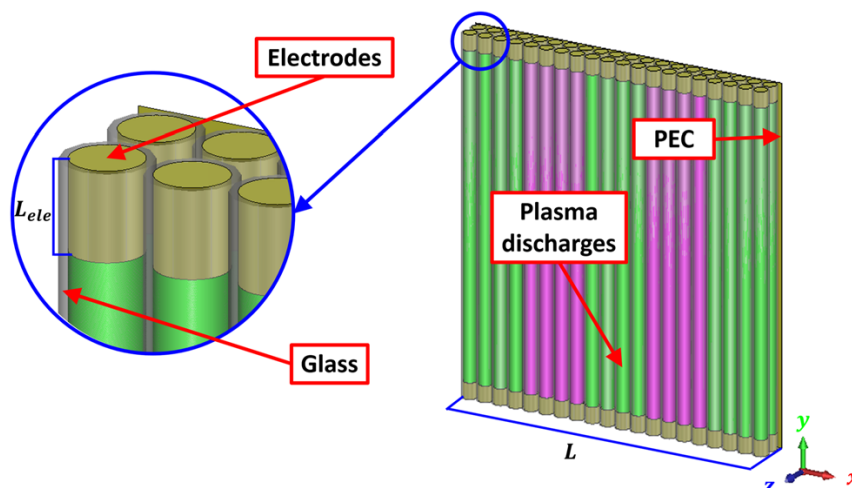


Figura 3.8: Schema di un IRS basato sul plasma [2].

Si suppone che un'onda piana, polarizzata linearmente, incida ortogonalmente sull'IRS, con campo elettrico diretto lungo l'asse y [2].

Le condizioni al contorno aperte sono imposte lungo tutte le direzioni, dunque la struttura analizzata non viene ripetuta in un reticolo periodico infinito, pertanto questa configurazione è adatta a valutare la sezione radar equivalente (RCS) [2].

La RCS è valutata numericamente nel piano azimutale (x - z), dato che nell'IRS proposto tutte le scariche di plasma sono allineate lungo l'asse x e quindi consente di dirigere il segnale riflesso lungo il piano di azimutale [2].

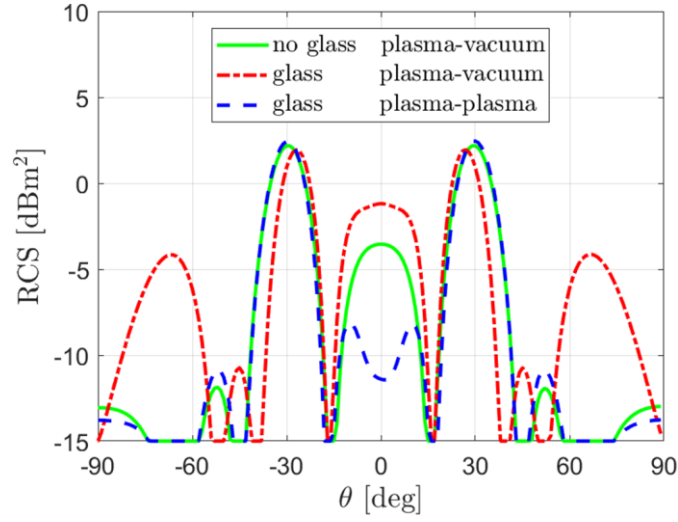


Figura 3.9: RCS sul piano azimutale (x - z) della IRS basata sul plasma, senza l'effetto degli elettrodi [2].

Facendo riferimento alla figura 3.9, l'IRS viene caratterizzata valutando l'effetto dell'involucro di vetro, ma ignorando la presenza degli elettrodi di metallo, per diversi valori dei parametri del plasma riportati nella tabella in figura 3.10.

Configuration	n_e (m^{-3})	ω_p (rad/s)	$ \Gamma $ (dB)	$\text{ang}(\Gamma)$ (deg)
No glass	0	0	0	180
Plasma-vacuum	1.9×10^{18}	7.9×10^{10}	-0.45	0
Glass	0	0	0	-2
Plasma-vacuum	3.4×10^{18}	1.0×10^{11}	-1.6	178
Glass	3.4×10^{18}	1.0×10^{11}	-1.59	178
Plasma-plasma	5.9×10^{18}	1.4×10^{11}	-0.81	-2

Figura 3.10: Parametri del plasma per lo studio dell'RCS, trascurando gli elettrodi [2].

Le scariche di plasma vengono accese e spente, per implementare la codifica ad 1 bit.

La densità del plasma nello stato “acceso”, (le colonne verdi in figura 3.1) produce uno sfasamento di 180° rispetto allo stato “spento”, dove la densità è $n_e = 0$, (colonne magenta figura 3.1), questa implementazione prende il nome di “plasma-vacuum” nella tabella in figura 3.3 [2].

La presenza del vetro influenza l’intensità dei lobi laterali, la cui posizione è generalmente a 30° [2].

Per accentuare la differenza tra il lobo centrale e quelli laterali nell’RCS si sceglie un’altra implementazione, chiamata “plasma-plasma” nella tabella, nella quale i due stati, acceso e spento, sono ancora sfasati di 180° , ma per nessuno dei due $n_e = 0$ [2].

Questa configurazione è più efficace perché le due configurazioni di plasma sono entrambe nel regime di conduttore producono un modello di diffrazione non ottenibile nel regime dielettrico, con una dimensione relativa dei lobi di -10dB [2].

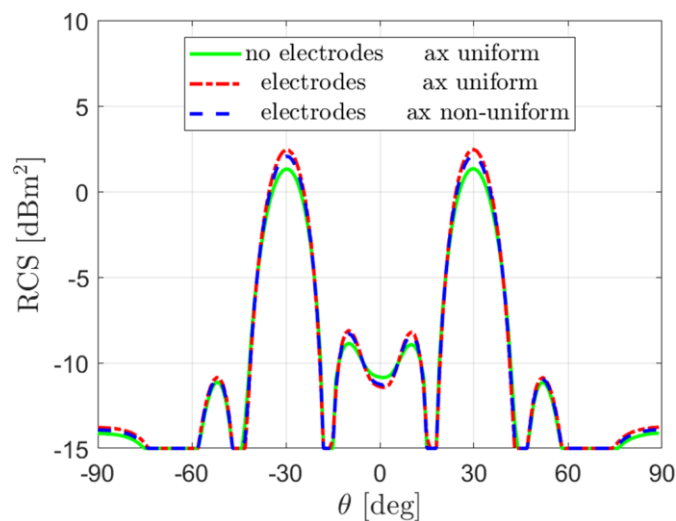


Figura 3.11: RCS sul piano azimutale (x - z) della IRS basata sul plasma, con l’effetto degli elettrodi [2].

Una seconda analisi, riportata in figura 3.11, viene effettuata tenendo conto dell’influenza degli elettrodi metallici e di una densità assiale del plasma non uniforme.

Come è possibile osservare nella figura 3.11, la presenza degli elettrodi e la densità non uniforme del plasma producono un effetto trascurabile sulle prestazioni dell’IRS [2].

3.2.1 Caratterizzazione di una scarica di plasma

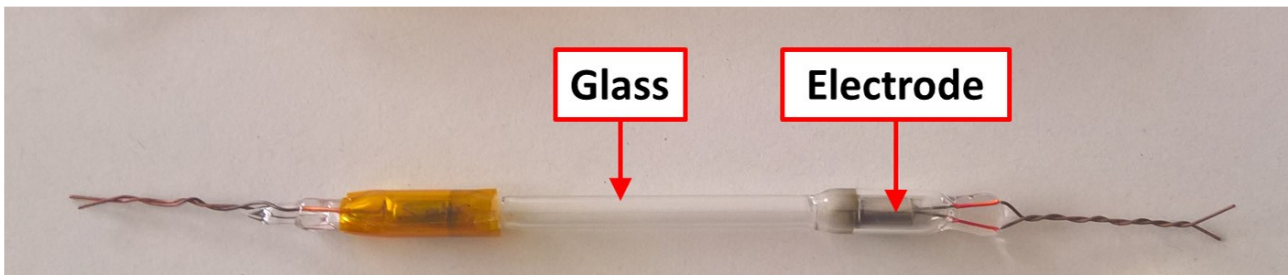


Figura 3.12: Realizzazione di una scarica cilindrica di plasma [2].

La scarica di plasma realizzata in figura 3.12 è stata realizzata per valutare i parametri e le geometrie realistiche del plasma [2].

L'oggetto è un recipiente cilindrico di vetro lungo 150 mm ha uno spessore e un diametro interno rispettivamente di 0.75 mm 6 mm [2].

Contiene gas argon a una pressione di 2 mbar che viene trasformato in plasma ed energizzato da due elettrodi metallici posti alle estremità del recipiente [2].

La densità del plasma misurata è $n_e = 10^{19} m^{-3}$, con una corrente fornita $I = 250$ mA [2].

Secondo recenti studi è possibile controllare la densità del plasma da 0 a $10^{19} m^{-3}$, con una risoluzione di circa $10^{17} m^{-3}$, tramite la corrente fornita, dato che esiste una relazione lineare tra queste due grandezze [2].

Capitolo 4

Conclusioni

4.1 Considerazioni finali

In questa tesi è stato riportato uno studio di fattibilità per valutare l'utilizzo del plasma per realizzare superfici riflettenti intelligenti (IRS).

A tal fine, è stato sviluppato un modello teorico per analizzare il singolo elemento al plasma e sono state effettuate simulazioni numeriche per progettare un array di scariche cilindriche di plasma e un pannello al plasma.

Il principale vantaggio di un IRS basato sul plasma, rispetto ai dispositivi classici, è la possibilità di controllare la fase dell'onda riflessa mantenendo allo stesso tempo l'ampiezza del coefficiente di riflessione vicina all'unità. In altre parole, le perdite ohmiche sono trascurabili, anche ipotizzando proprietà del plasma raggiungibili con la tecnologia allo stato dell'arte [1,2].

Tuttavia, il principale svantaggio di questa tecnologia è la necessità di elementi al plasma spessi (comparabili alla lunghezza d'onda nell'aria) per controllare la fase dell'onda riflessa su 360 gradi. In questo lavoro, ad esempio, è stato dimostrato un IRS digitale a 1 bit con uno spessore di un terzo della lunghezza d'onda [1,2].

Tutte queste caratteristiche dimostrano che gli IRS basati sul plasma sono una tecnologia fattibile e interessante che merita ulteriori indagini.

Sebbene le proprietà del plasma ipotizzate siano compatibili con la tecnologia all'avanguardia, restano alcune sfide da affrontare per dimostrare la fattibilità della tecnologia proposta.

In primo luogo, l'elettronica per la produzione del plasma deve essere ottimizzata e miniaturizzata, poiché l'hardware utilizzato per generare il plasma nelle antenne a plasma gassoso (GPA) è generalmente ingombrante [1,2].

In secondo luogo, devono essere progettati elettrodi adeguati per innescare la produzione del plasma riducendo al minimo la loro interferenza elettromagnetica con le onde propagate [1,2].

Terzo, è necessario implementare un sistema di controllo "intelligente" per attivare la scarica di plasma. Anche in questo caso, progressi sono stati fatti nel campo dei display a plasma per quanto riguarda la miniaturizzazione del sistema di produzione del plasma e il controllo di più elementi [1,2].

Infine, vale la pena ricordare che la miniaturizzazione sia degli elementi al plasma che dell'elettronica correlata è un tema attuale, dato il grande interesse per le onde millimetriche e le comunicazioni 5G/6G [1,2].

Riferimenti Bibliografici

- [1] Mirko Magarotto, Luca Schenato, Paola De Carlo, Antonio-Daniele Capobianco, “Feasibility of a Plasma-Based Intelligent Reflective Surface”.
- [2] Mirko Magarotto, Luca Schenato, Paola De Carlo, “Design of a plasma-based intelligent reflecting surface.”.
- [3] Mirko Magarotto, Fatemeh Sadeghikia, Luca Schenato, Davide Rocco, Marco Santagiustina, Andrea Galtarossa, Ali Karami Horestani, Anonio-Daniele Capobianco, “Plasma Antennas: A Comprehensive Review”.
- [4] C. A. Balanis, Antenna theory: analysis and design. John wiley & sons, 2016.
- [5] J. A. Bittencourt, Fundamentals of plasma physics. Springer Science & Business Media, 2013.