

UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE

FACOLTÀ DI INGEGNERIA



Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea Magistrale

**Modellazione e Simulazione di Switch RF basati su
Biossido di Vanadio (VO₂)**

Tesi di L.M. basata sul tirocinio sperimentale svolto in TE-OX s.a.s. (Francia)

**Modeling and Simulation of RF Switches based on
Vanadium Dioxide (VO₂)**

Candidato:

Petrillo Marco

Relatore:

Pierantoni Luca

Anno Accademico 2019/2020

Ad Azzurra

*“Life is like a sandwich: no matter
which way you flip it, the bread comes first”*

Copyright ©2020
Petrillo Marco
All Rights Reserved

Abstract

UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE

Facoltà di Ingegneria

DII – Dipartimento di Ingegneria dell'informazione

Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

I sistemi di tele-comunicazione di prossima generazione per la comunicazione, la sicurezza, la videosorveglianza, e per applicazioni civili, di difesa e aerospaziali richiedono operazioni ultra-veloci in tempo reale (real-time) e auto-riconfigurabili (a seconda della necessità) al fine di ottimizzare le prestazioni generali del canale (velocità dati, qualità del servizio, risoluzione, etc.).

In tale contesto, gli array di antenne riconfigurabili (phased array) offrono la possibilità di modificare i parametri di lavoro caratteristici (frequenza, larghezza di banda, pattern di radiazione), e per tale motivo costituiscono un sistema chiave per lo sviluppo tecnologico dei prossimi decenni.

Gli interruttori (switch) a microonde sono uno dei principali componenti tecnologici, in quanto consentono la configurazione di router e di sfasatori che, a loro volta, saranno poi integrati negli array riconfigurabili. Per superare i limiti dati dagli switch classici, in relazione al tempo di commutazione, è stato recentemente introdotto un materiale “intelligente”, il biossido di vanadio (VO_2). Tale materiale presenta una transizione di fase da semiconduttore a metallo, alla temperatura di 68 °C. Questa caratteristica

introduce una nuova tecnologia per la fabbricazione di switches ultra veloci (fino a raggiungere il sub-nanosecondo), con un alto isolamento, su una ampia banda di frequenza e con un elevato contrasto tra gli stati ON e OFF. Lo sviluppo, produzione e commercializzare dispositivi elettronici ultra-veloci, basati sul materiale VO_2 è uno dei settori principali della compagnia francese TE-OX, <http://www.te-ox.com/>

In particolare, la Te-OX è riuscita a produrre una tipologia di commutatori ad elevate prestazioni in termini di inserzione e isolamento. Uno dei prossimi obiettivi dell'azienda è quello di ampliare la funzionalità dei dispositivi integrando un comando elettro-ottico per la transizione di fase.

Il mio tirocinio formativo è stato svolto a Parigi presso la sede della compagnia TE-OX. Il principale obiettivo della ricerca è stato quello di, partendo dalle configurazioni presenti in azienda, di effettuare simulazioni full-wave dei circuiti di base riconfigurabili.

La presente tesi riporta ed amplia modelli e simulazioni circuitali effettuati in azienda. In particolare, facciamo riferimento a switch ultra veloci basati su biossido di vanadio, e controllati otticamente.

Possiamo sviluppare il progetto di tesi in tre step fondamentali:

- Studio delle caratteristiche generali e proprietà di “microwave switches, routers e phase shifters.”
- Modellizzazione e simulazione di uno switch basato su VO_2 .
- Caratterizzazione sperimentale (tramite i parametri S) di un dispositivo prodotto dalla TE-OX.

Indice

Abstract	8
1. Introduzione	14
1.1. Analisi dettagliata degli obiettivi.....	15
1.2. Struttura della tesi.....	17
2. Background e Teoria delle Antenne	19
2.1. Fondamenti di elettromagnetismo.....	19
2.2. Caratteristiche d'antenna.....	23
2.3. Tipi di antenne.....	27
2.3.1. Antenne a schiera.....	28
2.3.1.1. Schiere planari.....	30
3. Concetti di Riconfigurabilità	32
3.1. Tecniche di Riconfigurabilità.....	32
3.1.1. Riconfigurabilità sulla Rete di Adattamento.....	33
3.1.2. Riconfigurabilità dell'elemento radiante.....	34
3.1.3. Riconfigurabilità mediante elementi parassiti.....	34
3.2. Commutazione a RF.....	35
3.2.1. Parametri di progetto per i commutatori.....	36
3.2.2. Dispositivi ad alta frequenza.....	37
3.2.2.1. Diodi PIN.....	37
3.2.2.2. Switch RF ad effetto campo.....	39
3.2.2.3. Varactor.....	41
3.2.2.3.1. Ferroelectric Varactors.....	41
3.2.2.4. MEMS.....	41

4. Il Biossido di Vanadio per la Riconfigurabilità RF	44
4.1. Struttura.....	45
4.1.1. Struttura elettrica.....	45
4.1.2. Proprietà magnetiche.....	45
4.1.3. Dinamica e Meccanismi di transizione di fase.....	46
4.2. Transizione termica e Termodinamica.....	46
4.3. Drogaggio.....	48
4.4. Microwave Swiches in VO_2	48
4.4.1. Guida coplanare e VO_2	54
4.4.1.1. Configurazione in serie.....	56
4.4.1.2. Configurazione in parallelo.....	58
4.4.2. Confronto.....	58
5. Modellazione, Simulazione e Risultati Sperimentali	60
5.1. Introduzione alla guida coplanare.....	60
5.1.1. Calcoli quasi-statistici.....	62
5.2. Simulazione e utilizzo di CST Studio Suite Software.....	65
5.2.1. Il software CST Studio Suite.....	65
5.2.2. Realizzazione della guida coplanare.....	67
5.2.3. Guida coplanare e VO_2	71
5.2.3.1. Isolamento con BCB.....	74
5.2.3.2. Creazione di una regione attiva.....	76
5.3. Introduzione al routing.....	77
5.3.1. Simulazione di Routing del segnale.....	79
6. Conclusioni e Sviluppi futuri	83
Lista delle figure	85
Lista delle tabelle	88
Bibliografia	89

Capitolo 1

Introduzione

Gli ossidi di vanadio hanno attirato negli ultimi anni innumerevoli attenzioni dovute alle sue proprietà uniche di transizione di fase da metallo a isolante e viceversa. La forma stabile degli ossidi di vanadio per i dispositivi microelettronici sono il V_2O_3 , VO_2 , V_2O_5 , e il VO_3 . Le ricerche sulle proprietà elettriche e termiche degli ossidi di vanadio e l'avanzamento delle tecnologie che permette l'applicazione di film sottili, ha consentito la posa degli ossidi come il VO_2 . Il VO_2 ha un rapporto di resistività tra le fasi metalliche e isolanti superiore ad altre forme di ossidi di vanadio [18], questo ha aperto la strada ai ricercatori per creare dispositivi “*tunable*” (ricongfigurabili o sintonizzabili) che permettono la costruzione di device più versatili e con un minor numero di componenti. I tipici dispositivi ricongfigurabili includono condensatori variabili (o varactor), induttori variabili, resistori variabili (o varistor).

Le proprietà del VO_2 che vengono utilizzate per questa tesi si concentrano sulle applicazioni a microonde. In questo studio viene presentata la prototipazione del modello di uno switch ultra-veloce che viene ottimizzato e ricongfigurato a seconda delle esigenze per premettere il routing del segnale e le creazioni di dispositivi come phase shifters.

1.1 Analisi dettagliata degli obiettivi

- *Bibliografia*: viene fornita una parte dettagliata contenente documenti articoli e recenti studi per addentrarsi in questa particolare area ed iniziare il progetto. Tali documenti e relazioni riguardano le diverse strutture di switch la loro influenza sui vari parametri.
- *Modellizzazione e simulazione 3D della guida complanare*: Si parte con la realizzazione di un guida complanare con una semplice geometria studiando l'importanza e l'effetto dei parametri. Definita la struttura standard dei commutatori a microonde come una semplice guida d'onda con terminazione che ne consentono le misurazioni (come il collegamento con sonde speciali), un modello di biossido di vanadio (o VO_2) viene posto tra i due rami della linea del segnale in una configurazione in serie per assicurarne o meno la continuità, mentre un'altra configurazione prevede che il pad di VO_2 attraversi la linea in maniera trasversale connettendo le linee di ground. Si va a modificare queste strutture per poter integrare il dispositivo in un pacchetto microelettronico standard. Studiando i risultati ottenuti sul wafer si va a migliorare le perdite di inserzione e isolamento delle strutture a commutazione.
- *Riduzione della lunghezza totale del dispositivo*: Poiché le perdite di inserzione dipendono dalla lunghezza totale del dispositivo si va a simulare la struttura con due diverse lunghezze $2830 \mu m$ e $580 \mu m$ e si cerca di ridimensionare il sistema mantenendo l'impedenza a 50Ω continuando a rispettare le distanze adeguate che ne permettono l'implementazione in pacchetti RF.
- *Ottimizzazione della lunghezza dell'area attiva*: In relazione allo spessore del layer viene creata una regione attiva. La capacità allo stato OFF e la resistenza allo stato ON dipendono principalmente dalla lunghezza e dallo spessore della regione attiva ricordando, comunque, di mantenere l'impedenza a 50Ω passando poi alla larghezza e alla geometria dell'area attiva stessa.

- *Valutazione di una nuova geometria per lo switch:* Capire come ottimizzare gli effetti, riducendo la larghezza solo del modello di VO_2 e se è necessario mantenere la distanza tra linea centrale e ground costanti, minimizzare inoltre le perdite di inserzione a causa delle parti di iniezione minimizzando lo switch stesso.
- *Modificare la struttura per consentire l'inserimento degli strumenti necessari per innescare la transizione (elementi elettrotermici, elettrici e ottici):* Influenza sulle perdite di inserzione dello stato metallico che permette il controllo elettronico del pad di VO_2 , inoltre questo strato metallico deve essere separato dal VO_2 mediante un materiale con costante dielettrica opportuna e quindi ottimizzazione di questo spessore al fine di limitare l'effetto sulle perdite di inserzione del dispositivo.
- *Effetto campo:* Per controllare l'effetto campo viene introdotta una struttura (fingers) in modo da cambiare la capacità principale del dispositivo e quindi l'impedenza migliorando la transizione di fase.
- *Determinazione delle linee di campo elettrico e magnetico attorno alla guida complanare e attorno alla regione attiva:* Ponendo l'accento sulle differenze tra stato isolante e stato di metallo si passa, anche in questo caso, ad ottimizzare la struttura nella sua totalità considerando entrambe le configurazioni (serie e parallelo) e il caso in cui sono anche presenti dei fingers interdigitali. A tale scopo sarà importante l'influenza dello strato dielettrico sulla distribuzione del campo attorno alla linea e sulla costante dielettrica stessa, su tutta la banda di frequenza.
- *Routers:* Ottimizzare la struttura per limitare le perdite in caso di instradamento del segnale, ottenendo le stesse perdite in caso di deviazione ed ottimizzazione della geometria del dispositivo in modo da ottenere 4 output (da 1 input a 4 output oppure da 1 input a 2 output e da 2 a 4).

1.2 Struttura della tesi

Capitolo 2: Presenta le basi per la comprensione della tesi, illustra i concetti fondamentali che stanno alla base del funzionamento delle antenne e che poggiano sull'elettromagnetismo, introduce alla guida complanare ai comportamenti fondamentali e le leggi che la governano. Introduce alla terminologia che segue nel corso della lettura utilizzando parole chiavi e abbreviazioni. Include le espressioni matematiche che permettono di abbracciare il funzionamento dei commutatori e degli sfasatori e il loro dimensionamento.

Capitolo 3: Vengono analizzati e classificati i principali meccanismi di riconfigurabilità proponendo una panoramica sui dispositivi presenti sul mercato in grado di aumentare questa capacità soprattutto nell'ottica dell'RF a cui il lavoro di tesi fa fede. Alla trattazione si aggiungono i parametri di progetto fondamentali che vengono tenuti sotto controllo nella progettazione dei commutatori RF.

Capitolo 4: Descrive il materiale Biossido di Vanadio in maniera generale con dei cenni sulla sua struttura e le proprietà focalizzando l'attenzione sul suo particolare comportamento al variare della temperatura. Successivamente si sposta sulle caratteristiche basi di uno switch realizzato sulla base del biossido di vanadio e la sua implementazione in una guida complanare, descrivendo alcuni dei punti salienti negli stimoli introdotti e nei coefficienti di risposta del dispositivo. Infine offre una panoramica di confronto tra le proprietà dei MEMS e gli switch a base di Biossido di Vanadio.

Capitolo 5: Riguarda la modellizzazione e simulazione tramite software del nostro dispositivo. Mostra i passi iniziali fino ad arrivare all'implementazione propria di uno switch in guida complanare sulla base di VO_2 e successivamente dopo la presentazione dei parametri tipici passa all'ottimizzazione della struttura tramite la scelta di dimensioni e materiali opportuni per creare un vero e proprio pacchetto di

commutazione fino ad arrivare al routing ovvero l'instradamento del segnale su più linee.

Capitolo 6: Un capitolo finale riguardante le conclusioni sul lavoro svolto. Si riportano alcuni commenti ai risultati ottenuti e vengono proposti ulteriori sviluppi per migliorare quanto sviluppato.

Capitolo 2

Background e Teoria delle antenne

Le antenne sono per definizione dispositivi elettronici impiegati per trasmettere e/o ricevere segnali, atti a irradiare o ricevere onde elettromagnetiche: possiamo parlare di trasmissione nel primo caso e ricezione nel secondo.

Opportuni circuiti che permettono la generazione di onde, vengono messi in comunicazione con le antenne tramite dei collegamenti chiamati *linee di trasmissione*

Le equazioni di Maxwell permettono di descrivere i fenomeni fisici associati ad un'antenna (produzione, propagazione e ricezione di onde) consentendo di ottenere un legame tra l'antenna e il campo elettromagnetico irradiato.

2.1 Fondamenti di elettromagnetismo

Dal punto di vista fisico le antenne rispondono alla legge di Biot-Savat e il principio di reciprocità ma lo studio completo del campo elettromagnetico generato da una sorgente si basa sulla risoluzione delle equazioni di Maxwell. Nelle equazioni di Maxwell il campo elettrico $E(t, x)$ e il campo magnetico $H(t, x)$, sono uniti in un unico campo chiamato campo elettromagnetico che nello spazio vuoto e in presenza di cariche elettriche (con densità $\rho(t, x)$) e correnti (con densità $J(t, x)$) possono essere scritte come:

$$\nabla D = \rho \quad \nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t}$$

$$\nabla B = 0 \quad \nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t}$$

Dove $D = \varepsilon_0 E$ è il campo induzione elettrica e $B = \mu_0 H$ è il campo induzione magnetica.

Poiché in elettrodinamica risulta conveniente esprimere la teoria in termini di potenziali e poiché le equazioni di Maxwell stabiliscono che la divergenza di B è nulla, allora possiamo riscrivere questo campo come il rotore di un altro campo vettoriale (dal momento che per definizione la divergenza di un rotore è nulla) che prende il nome di potenziale vettore ed è indicato con A , cioè $B = \nabla \times A$. Andando a sostituire quest'ultima espressione nell'equazione di Faraday-Neumann e svolgendo qualche calcolo possiamo arrivare a un'espressione per il campo elettrico:

$$E = -\nabla\phi - \frac{\partial A}{\partial t}$$

Dove ϕ prende il nome di potenziale scalare elettrico.

Tuttavia i campi rimangono invariati se i potenziali subiscono una certa gamma di trasformazioni che, per ottenere una rappresentazione realistica, assumono la così detta *Gauge di Lorenz*.

Se la condizione di Lorenz è verificata è possibile scrivere le equazioni elettrodinamiche in due equazioni disaccoppiate corrispondenti a quattro equazioni differenziali. È possibile calcolare questi potenziali come:

$$A(r, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{J(r', t)}{|r - r'|} dr'$$

$$\phi(r, t) = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \int \frac{\rho(r', t)}{|r - r'|} dr'$$

Dove r è il vettore che rappresenta la distanza dal punto di osservazione all'origine del sistema, r' rappresenta la distanza della sorgente (puntiforme) dall'origine del sistema di riferimento e $|r - r'|$ è la distanza del punto di osservazione da un elementino di volume su cui si effettua l'integrazione.

Tramite il calcolo del potenziale è possibile arrivare ad un'espressione per il campo magnetico e ad una espressione per il campo elettrico separate:

$$H = \frac{1}{\mu} \nabla \times A$$

$$E = \frac{\nabla \cdot (\nabla \cdot A)}{j\omega\epsilon_0\mu} - j\omega A$$

Supponendo di trovarci in un dielettrico omogeneo, isotropo, elettricamente neutro, perfetto e privo di cariche localizzate (quindi $\rho = 0$, $J = 0$) le dell'equazioni di Maxwell vengono semplificate e dopo una serie di calcoli la loro soluzione conduce alle equazioni che descrivono le onde:

$$\nabla^2 E = \epsilon\mu \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}$$

$$\nabla^2 H = \epsilon\mu \frac{\partial^2 H}{\partial t^2}$$

Supponendo che la soluzione dell'equazione d'onda sia una funzione $f(x \pm vt)$, che si propaga nella direzione delle x alla velocità v , possiamo scrivere la soluzione generale come:

$$\varphi(x, t) = f_1(x - vt) + f_1(x + vt)$$

In cui possiamo distinguere un'onda progressiva (con segno “-“) e un'onda regressiva (con segno “+“).

L'insieme dei punti che vibrano in maniera concorda in modo tale che la loro fase sia la stessa vengono chiamati *punti equifase* o *fronte d'onda* che a seconda dell'andamento permette di distinguere un'onda piana, se il suo fronte d'onda è piano, da un'onda sferica, se il suo fronte d'onda è sferico e così via. La configurazione a cui corrisponde una trattazione più semplificata è la soluzione per una configurazione piana. Da un punto di vista fisico questa condizione è difficile da realizzare, nella pratica, tuttavia, in alcuni casi, come una porzione di spazio lontana

dalla sorgente o se si considera una piccola regione di spazio, è possibile darne una buona approssimazione.

Tornando al concetto delle antenne, quanto è stato appena detto permette di individuare tre regioni di funzionamento sul campo irradiato, attorno all'antenna stessa.

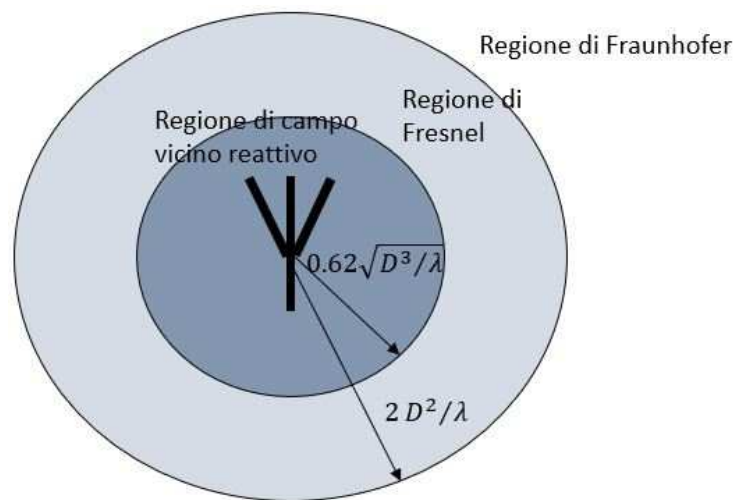


Figura 2.1 - Regioni di campo dell'antenna

Con D dimensione massima dell'antenna

Dalla figura notiamo:

- *Regione di campo reattivo:* è la più vicina all'antenna in cui dominano i termini quasi statici di campo elettrico e campo magnetico (proporzionali a r^{-3} e r^{-2}). È la zona in cui l'antenna immagazzina energia elettrica e magnetica scambiata sotto forma di potenza reattiva con il generatore che la alimenta e si estende per qualche lunghezza d'onda.
- *Zona di campo radiativo vicino (o di Fresnel):* si trova tra la regione precedente e quella di Fraunhofer, i contributi quasi statici sono trascurabili, ma ci sono ancora forti variazioni dei campi tra un punto e l'altro all'interno della regione

(a causa delle interferenze di fase tra i contributi di campo provenienti dalle due zone adiacenti).

- *Regione di campo lontano radiativo o Regione di Fraunhofer*: va da distanze superiori a qualche lunghezza d'onda e si estende fino all'infinito. Il campo elettromagnetico ha le caratteristiche di un'onda sferica e il campo elettrico e il campo magnetico sono deducibili gli uni dagli altri in quanto legati tra loro tramite l'impedenza η (377Ω nel vuoto). Il campo decresce come $1/r$ allontanandosi dall'antenna (la densità di potenza decresce come $1/r^2$)

2.2 Caratteristiche d'antenna

Per caratterizzare e classificare le antenne si utilizzano dei concetti principali che evitano di dover ricorrere alle lunghe e complicate formulazioni di campo.

- *Impedenza di ingresso*: è un numero complesso che rappresenta la forza di opposizione di un circuito ad una corrente (alternata o variabile). Per massimizzare la struttura ed ottenere il massimo trasferimento di potenza è necessario che si verifichi la *condizione di adattamento*. Tale condizione prevede che l'impedenza offerta dall'antenna Z_a deve essere uguale al complesso coniugato dell'impedenza del generatore Z_g cioè:

$$Z_a = Z_g^*$$

L'impedenza di riferimento del generatore è solitamente considerata a 50Ω ma poiché spesso tale condizione non è facile da raggiungere vengono utilizzate delle reti di adattamento. Nella progettazione dell'antenna si cercherà di realizzare una struttura con un'impedenza di radiazione che sia il più vicino possibile a 50Ω per tutto il range di frequenze di interesse.

- *Parametri di Scattering*: Alle alte frequenze come quelle delle microonde è difficile fare misure di tensioni e correnti e le matrici impedenza $[Z]$ e ammettenza $[Y]$, già note dalla teoria dei circuiti, non possono essere utilizzate in quanto,

queste, descritte proprio da rapporti tra grandezze tensioni e correnti. Per ovviare a questo problema viene utilizzata una descrizione basata sulle potenze che permette di definire una matrice chiamata matrice di Scattering.

Considerando una generica rete N -porte:



Figura 2.2 - Schema generale di una rete N porte

Dove a e b sono le ampiezze delle onde progressive e regressive. Possiamo definire parametri di Scattering come:

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \Big|_{a_k=0; k \neq j}$$

Con $i = 1, 2, \dots, N$ e descrivere quindi la matrice:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Il termine sulla diagonale principale con $i = j$ viene chiamato *coefficiente di riflessione* mentre il termine fuori dalla diagonale principale con $i \neq j$ viene chiamato *coefficiente di trasmissione*. Tramite il coefficiente di riflessione (S_{11}) è possibile definire il *return loss* che rappresenta la stessa grandezza ma in scala logaritmica:

$$RL = 20 \log |S_{11}| \quad [dB]$$

Il legame tra l'impedenza e il coefficiente di riflessione è fornito dall'espressione:

$$\Gamma(\omega) = S_{11}(\omega) = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_0}{Z_{in}(\omega) + Z_0}$$

In cui Z_0 è l'impedenza di riferimento mentre Z_{in} l'impedenza in ingresso. È consuetudine dire che un'antenna è adattata se il suo return loss è inferiore a -10 dB [19] (limite che a volte viene ridotto perché considerato troppo stringente).

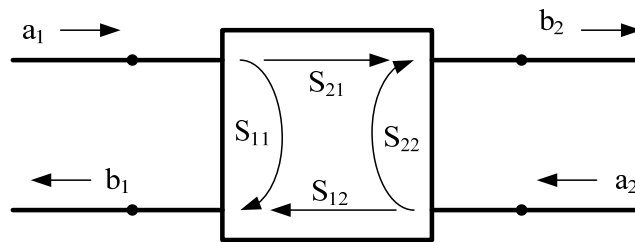


Figura 2.3 - Significato fisico dei parametri S.

- Diagramma di radiazione: È definito come la distribuzione spaziale di una quantità che caratterizza il campo elettromagnetico generato da un'antenna [20]. Esso può essere visto come la rappresentazione tridimensionale del solido di radiazione dalla quale è possibile dedurre informazioni importanti come la densità di potenza, intensità di radiazione, direttività (o guadagno) e polarizzazione. Risulta però, più semplice utilizzare una rappresentazione sulle due dimensioni del solido di rotazione ottenuto e si opera una sorta di taglio tra il solido e una superficie.

Nel caso delle antenne si usa parlare di *piano E*: passante per il centro di fase e contenente la direzione di polarizzazione del campo elettrico E; *piano H*: passante per il centro di fase e contenente la direzione di polarizzazione del campo magnetico H.

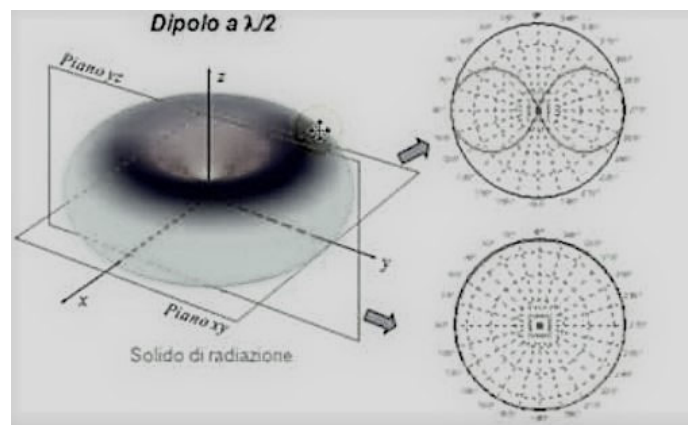


Figura 2.4 - Solido di rotazione e diagrammi di radiazioni corrispondenti nei due piani descritti.

- Direttività e Guadagno: La direttività di un'antenna è un parametro che caratterizza la "bontà" di un'antenna nel dirigere, in una determinata direzione, la radiazione. Da un punto di vista matematico è definita come il rapporto tra la densità di potenza massima e il suo valore medio in regione di campo lontano (o di Fraunhofer):

$$D = \frac{P(\theta, \varphi)_{max}}{P(\theta, \varphi)_{avg}} = \frac{P(\theta, \varphi)_{max}}{\frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} P(\theta, \varphi) d\Omega}$$

Un'antenna che trasmette in maniera uniforme la potenza in tutte le direzioni viene definita antenna isotropica. Essa presenta una direttività maggiore o uguale all'unità e viene utilizzata come strumento di riferimento (antenna ideale). Facendo il rapporto tra l'intensità di radiazione in una determinata direzione e quella ottenibile nella medesima direzione con un'antenna isotropa, possiamo definire il guadagno:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{I_r(\theta, \varphi)}{I_{iso}(\theta, \varphi)}$$

Direttività e guadagno sono legati tra loro tramite la relazione:

$$G = \frac{P_0}{P_{alim}} = \frac{P_0 P_{irr}}{P_{irr} P_{alim}} = \eta * D$$

Dove P_{alim} è data dalla somma della potenza irradiata e della potenza dissipata ($P_{alim} = P_{irr} + P_{diss}$) e η rappresenta il rendimento dell'antenna[21]. Dato che al giorno d'oggi le antenne sono costruite con materiali ad alta conducibilità e basse perdite è possibile adottare l'uguaglianza $G = D$.

- Area efficace: Definita come il rapporto tra la potenza disponibile ai terminali di un'antenna ricevente e la densità di potenza che incide sull'antenna in una determinata direzione. Sostanzialmente indica la capacità di un'antenna di convertire un flusso di potenza incidente in una potenza disponibile ai terminali. Matematicamente possiamo scrivere:

$$A_e = \lambda^2 \frac{D}{4\pi}$$

- Equazione di Friis: Mette in relazione la potenza trasmessa W_{tx} con la potenza ricevuta W_{rx} in condizioni ottimali:

$$W_{rx} = W_{tx} G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi L} \right)^2$$

Con G_t e G_r il guadagno dell'antenna trasmittente e ricevente rispettivamente e con il termine tra parentesi che rappresenta l'*attenuazione di spazio* libero in cui L è la distanza tra le due antenne.

2.3 Tipi di antenne

Possiamo distinguere fondamentalmente tre tipi di antenne: *filiformi*, ad *apertura* e *planari*. Ognuna è caratterizzata da un diverso diagramma di radiazione, meccanismi di trasmissione e da una diversa struttura geometrica. È possibile costruire sistemi di antenne allo scopo di aumentare la direttività concentrando l'energia elettromagnetica in una o più direzioni preferenziali.

Le antenne filiformi sono costituite da un conduttore o struttura metallica la cui dimensione longitudinale (o lunghezza) è molto maggiore della dimensione trasversale tanto che quest'ultima può essere considerata infinitesima. A seconda della dimensione del costituente filiforme si possono distinguere a sua volta tre antenne filiformi: *dipolo corto*, *dipolo hertziano* e *il monopolio*.

Poiché lo sviluppo dei sistemi di comunicazione richiedono prestazioni sempre maggiori nonché ultraveloci e con soluzioni non troppo dispersive, sono state introdotte le antenne planari come l'*antenna patch* costituita da un sottile strato di metallizzazione su un substrato dielettrico e che presenta una metallizzazione sul lato inferiore. La patch funziona da risonatore: il campo elettromagnetico risulta "intrappolato" tra la metallizzazione della patch ed il piano di ground. In corrispondenza dei bordi della patch è come se fossero localizzate delle fenditure che si comportano in modo simile ad una apertura.

La forma e la peculiarità dei campi irradiati dipenderanno dal campo sotto la patch controllabile con opportune tecniche di alimentazione.

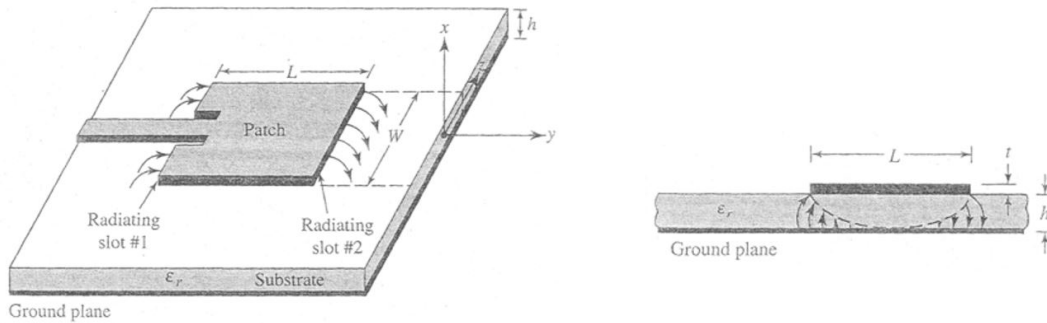


Figura 2.5 - Patch antenna vista dall'alto (sinistra) e sezione di patch antenna con andamento del campo sotto la patch (destra).

Quando il campo risulta distribuito su una superficie aperta parliamo di antenne ad apertura. Sono molto funzionali e dinamiche e risultano infatti applicate in strutture meccaniche di varia natura. Un esempio tipico sono le antenne a riflettore.

2.3.1 Antenne a schiera

Quando si vuole aumentare la capacità di un'antenna di analizzare la banda in frequenza, la copertura e la direttività senza andare ad aumentare le dimensioni del sistema totale, vengono utilizzate le *antenne a schiera*. I campi irradiati da una schiera lineare, cioè con elementi allineati lungo una linea retta, sono una sovrapposizione dei campi irradiati da ciascun elemento che costituisce il sistema. L'eccitazione di ogni elemento sarà un numero complesso con ampiezza e fase.

Considerando un sistema di N elementi tutti uguali disposti in maniera allineati lungo una retta e con una determinata spaziatura tra ciascuno di essi possiamo scrivere il campo elettrico come:

$$E_{array} = E_0 AF(\theta, \varphi)$$

Dove $AF(\theta, \varphi)$ prende il nome di *fattore di schiera* e rappresenta il coefficiente complesso di schiera nelle direzioni (θ, φ) . Questo fattore dipende dal numero di elementi della schiera stessa e dalla loro disposizione geometrica nonché dalle costanti complesse di proporzionalità fra le densità di correnti impresse. Il campo elettrico equivalente della schiera sarà quindi il prodotto tra il campo generato da un singolo elemento e il fattore di schiera con polarizzazione del campo irradiato che ha complessivamente la stessa polarizzazione del campo del singolo elemento che compone la schiera.

A partire dall'espressione del campo possiamo ricavare altre relazioni analoghe. Tali relazioni mettono in evidenza che il funzionamento di una schiera può essere descritto dalla regola di *moltiplicazione dei diagrammi* nota come *Regola di Krauss*: *Il valore della funzione di radiazione di una schiera di antenne può essere determinata, per ogni radiazione, moltiplicando il valore della funzione di radiazione del singolo elemento radiante per il valore della funzione di radiazione di una schiera di elementi isotropici posizionati ed eccitati come gli elementi della schiera reale [22].*

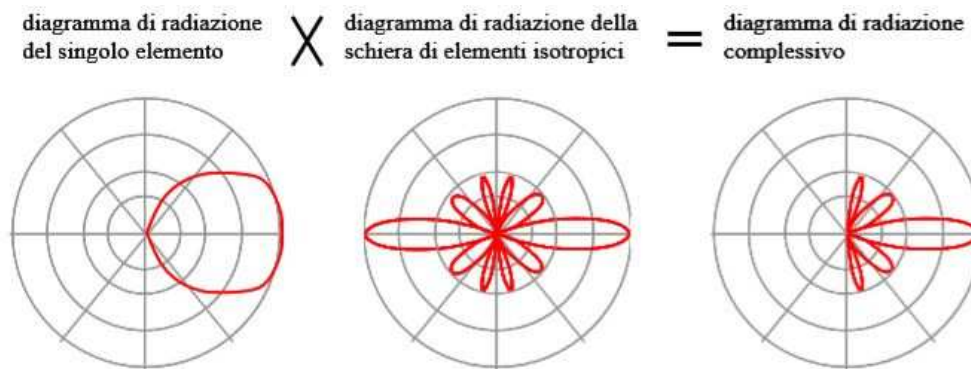


Figura 2.6 - Moltiplicazione dei diagrammi di radiazione [22]

La regione di radiazione compresa tra due zeri (ovvero dove il campo risulta essere nullo) viene chiamato *lobo*, in particolare la direzione di massima radiazione viene

chiamata *lobo principale di radiazione* mentre viene definito *lobo secondario o laterale* negli altri casi. In generale possiamo parlare di due tipi di schiere:

- *Broad-side*: Quando la differenza di fase tra le correnti che alimentano le antenne è nulla. È caratterizzata da un lobo principale in posizione ortogonale alla direzione di allineamento della schiera.
- *End-fire*: Quando la differenza di fase tra le correnti che alimentano le antenne è pari a $2\pi d/\lambda$. In questo caso il lobo principale si avrà nel senso di allineamento della schiera in quanto i contributi di campo si sommano costruttivamente in tale direzione.

A garantire lo sfasamento tra le correnti di eccitazione sarà l'alimentazione che mediante degli sfasatori (o *phase shifters*) permettono di sfasare le correnti della quantità voluta.

2.3.1.1 Schiere planari

Una schiera planare o schiera di schiere è per definizione un array planare, costituito da antenne elementari, disposte su di un piano a formare una matrice di M righe e N colonne, in modo che gli elementi di ogni riga e di ogni colonna rappresentino una schiera lineare con sfasamenti dx e dy , caratteristici di ogni riga e di ogni colonna rispettivamente.

Questo tipo di antenne permette un maggiore controllo sulla formazione del diagramma di radiazione. Il calcolo del campo irradiato da una schiera planare può essere facilmente ottenuto a partire dal campo irradiato da una schiera che considera N colonne di elementi radianti, che rappresentano schiere lineari uniformi, di M elementi (tutti uguali tra loro).

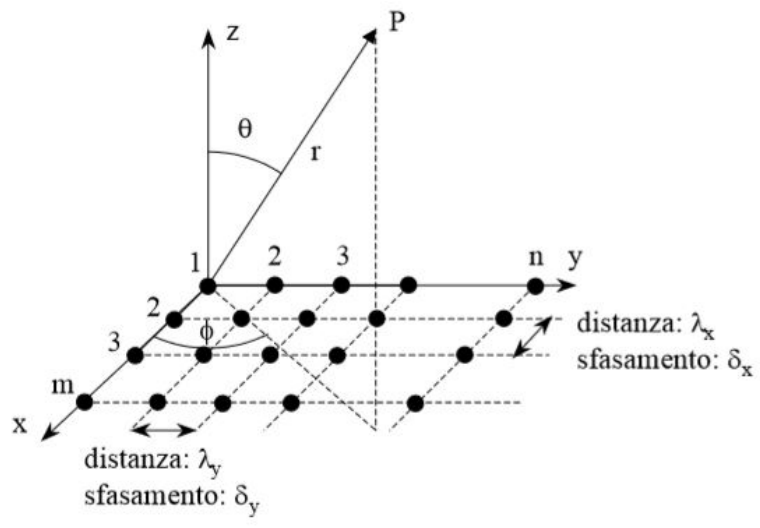


Figura 2.7 - Schema generale di un'antenna planare

Capitolo 3

Concetti di Riconfigurabilità

Un'antenna in grado di modificare una o più caratteristiche di radiazione viene definita *riconfigurabile*.

Questi dispositivi stanno assumendo grande importanza per via della loro dinamica capacità di cambiamento delle proprietà in risposta alle variazioni. Inoltre permettono di ottenere strutture generalmente più compatte rispetto alle schiere tradizionali.

L'antenna riconfigurabile permette dunque di superare molti limiti e in questo capitolo si parlerà delle caratteristiche di progettazione che ne permettono l'integrazione con i sistemi.

Gli interruttori a RF forniscono nuovi strumenti per la progettazione di strutture radianti e consentono di modificare attivamente la larghezza di banda di lavoro dell'antenna. Queste abilità vengono ottenute tramite switch che permettono il controllo dei parametri.

3.1 Tecniche di Riconfigurabilità

In funzione al tipo di riconfigurabilità desiderata si può agire in maniera diversa sulla configurazione del dispositivo ed in particolare:

- Sulla rete di adattamento
- Sull'elemento radiante

- Mediante elementi parassiti

3.1.1 Riconfigurabilità sulla Rete di adattamento

Questa tecnica utilizzata in combinazione con la tecnologia planare ed in particolare con le microstrisce, modifica l'alimentazione dell'antenna o la geometria della rete di adattamento. Questa tecnica [23] prevede una grande quantità di sotto-elementi interconnessi tramite interruttori RF che non possono formare singolarmente elementi radianti (in quanto la loro lunghezza d'onda è troppo ridotta) anche se l'aggregato di più sotto-elementi adiacenti forma un radiatore, come se la struttura radiante totale fosse distribuita su tante piccole strutture.

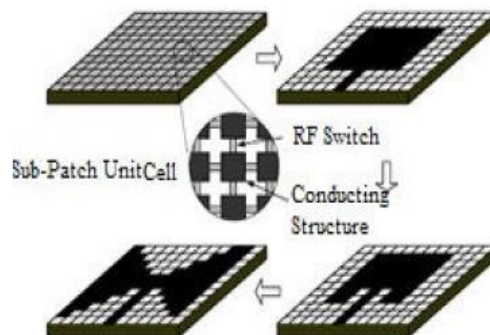


Figura 3.1 - geometria di un'antenna patch riconfigurabile

L'antenna patch *microstrip* viene alimentata in una linea (microstriscia) riconfigurabile che consiste in una serie di sotto-elementi di commutazione. Ciascuno di questi elementi può essere acceso o spento agendo singolarmente sugli switch RF che formano le interconnessioni tra i sotto-elementi e compongono la struttura

complessiva della microstriscia. In questo modo l'unica componente che viene modificata è la rete di alimentazione senza interessare le parti radianti.

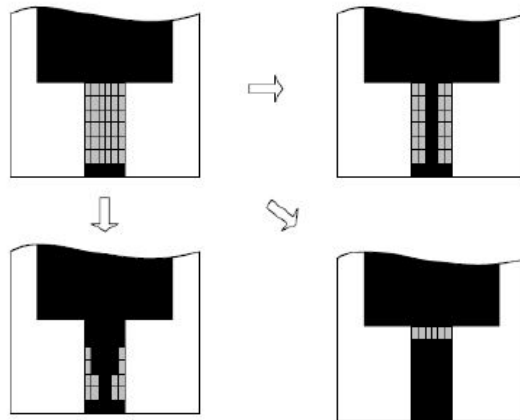


Figura 3.2 - Configurazione di alimentazione dell'antenna riconfigurabile con la metodologia della rete di adattamento

3.1.2 Riconfigurabilità dell'elemento radiante

Introducendo i dispositivi di riconfigurabilità direttamente sulla metallizzazione di radiazione si va a modificare direttamente l'elemento radiante. Questa tecnica consente di combinare due o più antenne di geometria diversa in un unico elemento permettendo il passaggio da una configurazione all'altra a seconda delle richieste [19].

3.1.3 Riconfigurabilità mediante elementi parassiti

In questo caso si va a creare una schiera di elementi parassiti che possono essere controllati tramite l'alimentazione; per poter agire in maniera precisa vengono utilizzati attuatori e sfasatori dimensionati in modo opportuno per agire da risonatori alla frequenza di utilizzo.

3.2 Commutazione a RF

Le microonde sono onde elettromagnetiche che coprono quello spettro di frequenze che va da 300 MHz a 300 GHz a cui corrisponde una lunghezza d'onda decrescente (poiché vale la relazione $\lambda = \frac{1}{f}$) che varia tra 100 cm a 0.1 cm. Come conseguenze di queste grandezze non è possibile utilizzare il modello circuitale basato su componenti discreti quali: resistori, capacità e induttori. Le microonde però hanno proprietà particolari e tra queste la possibilità di trasmissione ultra veloce di dati con dispositivi di taglia estremamente ridotta.

A tale scopo la tecnologia, ed in particolare gli switch, hanno avuto una forte evoluzione in moltissime applicazioni che vanno dalle telecomunicazioni all'astronomia. In questa tesi ci concentriamo sul potenziale del VO_2 come dispositivo di riconfigurabilità a RF.

Quando gli switch vengono utilizzati per instradare segnali tra diversi sottoinsiemi si parla di *switching networks between subsystem*.

Altri sistemi invece richiedono l'implementazione di dispositivi chiamati *phase shifters* che rappresentano una sorta di rete a microonde per fornire uno sfasamento controllabile del segnale RF (si parla di *subsystem requiring reconfigurability*).

I sistemi riconfigurabili prevedono infine l'introduzione di dispositivi RF al fine di ottenere la capacità di riconfigurabilità nei sottosistemi con lo sviluppo di dispositivi a basso costo per il controllo analogico. Questa tesi prevede la modellazione/progettazione di uno switch a base di VO_2 riconfigurabile nella banda delle microonde.

3.2.1 Parametri di progetto per i commutatori

Vengono introdotte brevemente le figure di merito valide per la progettazione di uno switch RF e che vengono descritte in maniera più dettagliata in [24].

- Banda: La copertura del campo di frequenze è il primo parametro di controllo che deve essere completamente specificato, infatti a seconda del tipo di commutatore si avranno prestazioni diverse in relazione alla frequenza.
- Gestione e consumo di potenza: Si tratta della potenza che il commutatore è in grado di gestire mantenendo prestazioni ad alto livello e che viene espressa in dB.

Questo parametro è importante perché al giorno d'oggi molti dispositivi potrebbero essere alimentati a batteria e quindi necessario limitare il consumo di potenza in modo da ridurre la dimensione della batteria e aumentarne la durata.

- Velocità di commutazione: È il tempo che l'uscita del commutatore RF impiega per raggiungere il 90% del suo valore finale dopo l'avvio. Viceversa il tempo di disattivazione sarà quello richiesto per scendere al disotto del 10% del valore finale. Il tempo di attivazione/disattivazione dello switch è legato alla velocità di commutazione.
- Insertion losses: È l'attenuazione del percorso del segnale. Tale perdita è dovuta alla resistenza del canale attivo, all'impedenza del carico, la riflessione del segnale e alla perdita di capacità interna.
- Isolamento: Definisce la trasmissione del segnale RF alle porte del commutatore.
- Linearità: A causa di alcuni effetti che generano la distorsione del segnale di uscita, nei dispositivi RF lo spettro presenta frequenze diverse dalla reale uscita. Utilizzando due segnali sinusoidali si sfrutta questi per calcolare il punto di intermodulazione come potenza del segnale in ingresso la cui potenza di uscita (frequenza fondamentale) è uguale al prodotto di intermodulazione dei segnali sinusoidali.

3.2.2 Dispositivi ad alta frequenza

I commutatori o *switch* sono dispositivi utilizzati per selezionare un determinato segnale tra più fonti oppure per indirizzare un segnale verso un canale desiderato. Possiamo distinguerli, in generale, in due categorie fondamentali: *electromechanical switches* e *solid state switches*.

La maggior parte dei commutatori è progettato, oggi giorno, per il funzionamento a 50 Ω ma date le alte frequenze di lavoro spesso tale condizione è difficile da raggiungere e risulta fondamentale la conoscenza dei parametri S e della carta di Smith in modo da determinare problemi nel percorso del segnale e stabilire le impedenze dei componenti.

Prima di discutere il potenziale del VO_2 , per gli switch che permettono la caratteristica di riconfigurabilità, vengono introdotte delle sue alternative a RF che implementano tecnologie diverse.

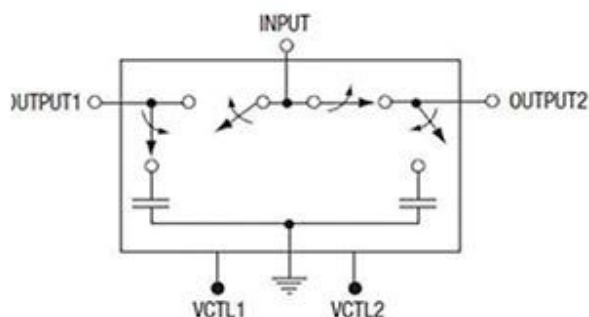


Figura 3.3 - Esempio di uno switch RF [24]

3.2.2.1 Diodi PIN

Il *Diodo PIN* o *Positive Intrinsic Negative* è un componente elettrico non lineare a due terminali, la cui funzione è quella di consentire o meno il passaggio di corrente elettrica, che presenta le due solite regioni drogate P e N ma con una abbondante

regione di materiale semiconduttore (regione intrinseca) tra le due regioni, con un basso livello di drogaggio (o non drogata).

Quando il diodo PIN si trova in polarizzazione diretta (consente il passaggio di corrente) la regione di svuotamento della giunzione P-N si riduce, la corrente inizia a scorrere verso il diodo e quest'ultimo agisce come una resistenza variabile. In questo modo viene a svilupparsi un ampio campo elettrico che accelera il trasporto di portatori di carica dalla regione P alla regione N. Ciò consente un funzionamento ad alta velocità soprattutto alle alte frequenze. In polarizzazione diretta quindi il diodo si comporta come una resistenza variabile che non produce rettifiche o distorsioni del segnale. Viceversa quando un diodo PIN è polarizzato inversamente la regione di svuotamento aumenta. In questo caso all'applicazione di una tensione (di *polarizzazione inversa*) lo strato intrinseco viene portato via dai portatori di carica ed il dispositivo agisce come un circuito aperto. Questa tensione viene usata per scopi di commutazione.

I vantaggi di questo dispositivo sono l'elevata riconfigurabilità, la velocità e la facilità di integrazione ma con l'inconveniente di una maggiore perdita alle alte frequenze (e alte tensioni) rispetto ad altri dispositivi. Gli utilizzi di questo dispositivo lo vedono impiegato come switch a RF, foto-rilevatore e come raddrizzatore ad alta tensione.

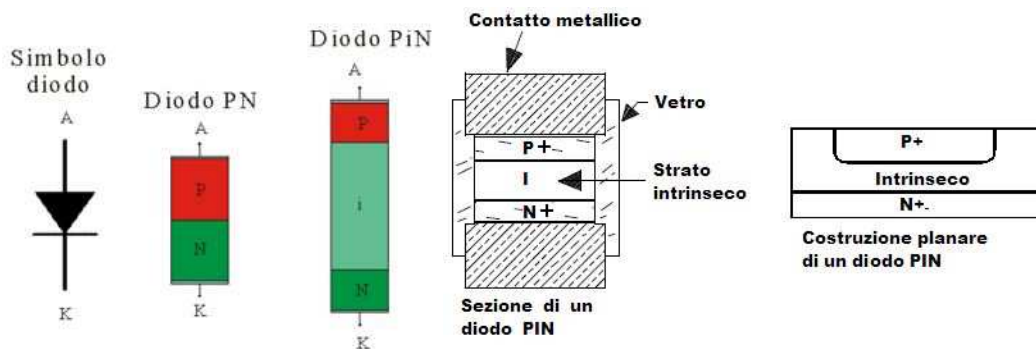


Figura 3.4 - Schema generale di un diodo PIN e sezione

3.2.2.2 Switch RF ad effetto campo

I *transistor* ad effetto campo o *FET* è un dispositivo semiconduttore drogato (a canale N o P) che presenta tre terminali (*source*, *gate* e *drain*).

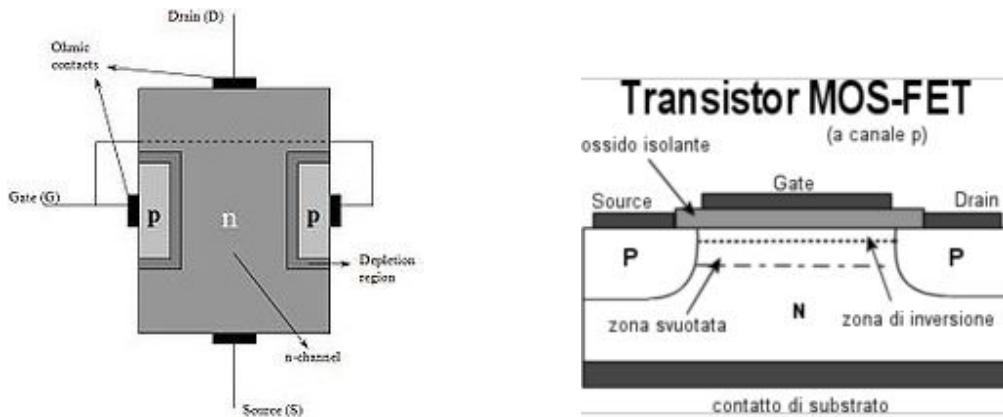


Figura 3.5 - Esempio di un transistor ad effetto campo

Durante il normale funzionamento tra source e drain scorre una corrente la cui intensità può essere controllata mediante l'applicazione di una tensione tra gate e source V_{GS} (agisce come una sorta di "rubinetto") inoltre aumentando la tensione tra drain e source V_{DS} aumenta proporzionalmente la corrente di drain I_D .

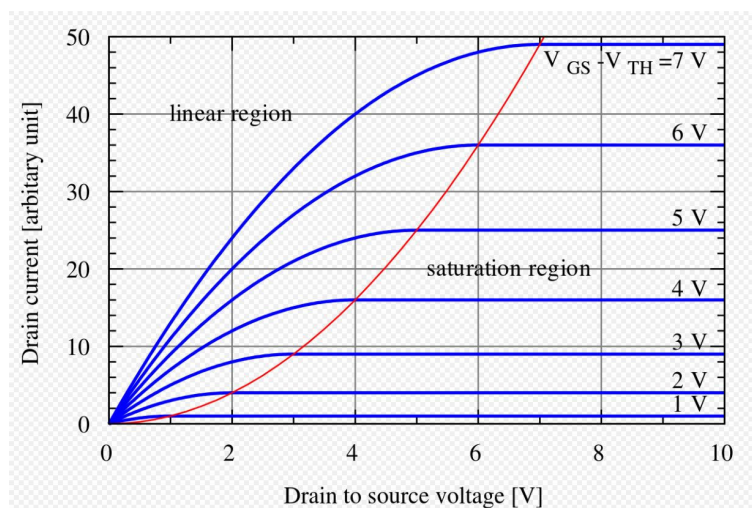


Figura 3.6 - Andamento della corrente di drain I_D in funzione della tensione V_{DS}

Vediamo dal grafico che si viene a creare un canale di conduzione nel silicio (zona di svuotamento) attraverso il quale i portatori di carica si spostano tra source e drain. Quando si applica una tensione superiore alla tensione di soglia V_{th} tra gate e source si ottiene una regione di inversione permettendo il passaggio di cariche attraverso il canale che sarà controllato dalla tensione applicata al gate.

A seconda della tensione applicata tra gate e source possiamo distinguere tre regioni di funzionamento:

- Interdizione: Quando $V_{GS} < V_{th}$ il transistor è spento e non vi è passaggio di cariche tra gate e source.
- Triodo o lineare: Se $V_{GS} > V_{th}$ e $V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$ il transistor si accende in quanto si cerca un canale che permette il passaggio di corrente tra i terminali di drain e source (controllata dalla V_{GS})
- Saturazione: $V_{GS} > V_{th}$ e $V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$ il potenziale diventa pari a $V_{GS} - V_{th}$ questo implica che la corrente di drain I_D dipende solamente dalla tensione V_{GS} ed il transistor funziona come un amplificatore, la corrente dipenderà dalla quarta potenza della tensione tra gate e source

$$I_{Dsat} = K(V_{GS} - V_{th})^2$$

Gli switch RF ad effetto campo sono caratterizzati, in genere, da tempi di commutazioni più rapidi rispetto ai diodi PIN ma le perdite di inserzione (o *insertion loss*) sono maggiori (questo si traduce in una maggiore R_{on}) e un isolamento inferiore (maggiore C_{off}). Una variante particolarmente adatta alle alte frequenze è quella all'arsenurio di gallio (*GaAs*) che presenta un'elevata costante dielettrica a differenza dei classici FET in silicio le cui performance diminuiscono drasticamente alle alte frequenze.

3.2.2.3 Varactors

Poiché nel diodo in silicio a giunzione P-N la capacità di transizione dipende dalla tensione di polarizzazione sul diodo V_p tramite la relazione:

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 + \frac{V_p}{\phi}}}$$

Dove ϕ è la tensione di *built-in*. In questo modo la natura del diodo passa in secondo piano e le sue caratteristiche diventano più simili a quelle di un condensatore. Questa proprietà può essere sfruttata per realizzare capacità controllate in tensione chiamate *varactor* o *varicap*. Al variare della tensione V_p la regione di svuotamento, che si forma in polarizzazione inversa, si allarga permettendo la variazione della capacità.

3.2.2.3.1 Ferroelectric Varactors

I materiali ferromagnetici presentano una polarizzazione spontanea che può essere invertita applicando un campo elettrico esterno di cui risulta essere dipendente anche la costante dielettrica. Queste caratteristiche consentono la realizzazione di *varactor* che ammettono un basso consumo di potenza, una elevata velocità di riconfigurabilità e buona gestione di potenza, ma presentano una bassa linearità e un basso fattore di qualità (*Q factor*) alle alte frequenze.

3.2.2.4 MEMS

I *MEMS* o *Micro Electro-Mechanical Systems* consistono in microstrutture miniaturizzate per la microelettronica che integra circuiti elettronici e componenti opto-meccanici sullo stesso substrato di silicio. Realizzati con gli stessi processi dei circuiti integrati hanno la capacità di percepire, controllare, attuare e generare effetti

su scala macrometrica. Mentre però i circuiti integrati vengono progettati per sfruttare le proprietà elettriche del silicio, i MEMS combinano proprietà elettriche e meccaniche.

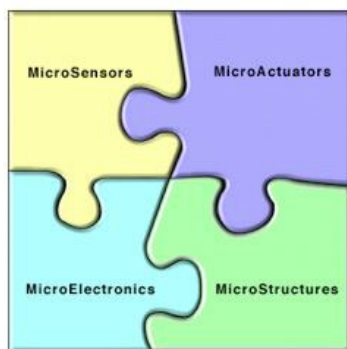


Figura 3.7 - Illustrazione schematica dei componenti MEMS

La struttura base degli switches MEMS è costituita da tre strati vetro-silicio-vetro ed utilizza una configurazione Singole-Pole Single-Throw (SPST). La parte in silicio contiene solitamente l'attuatore e l'elettrodo mobile con un condensatore tra quest'ultimo e l'elettrodo fisso. Mediante l'applicazione di una tensione tra l'elettrodo fisso e l'elettrodo mobile, viene generata una forza elettrostatica che estrae l'attuatore (o elettrodo mobile) [26], dopodiché la forza elettrostatica scompare riportando l'attuatore in posizione originale, allo spegnimento della tensione applicata.

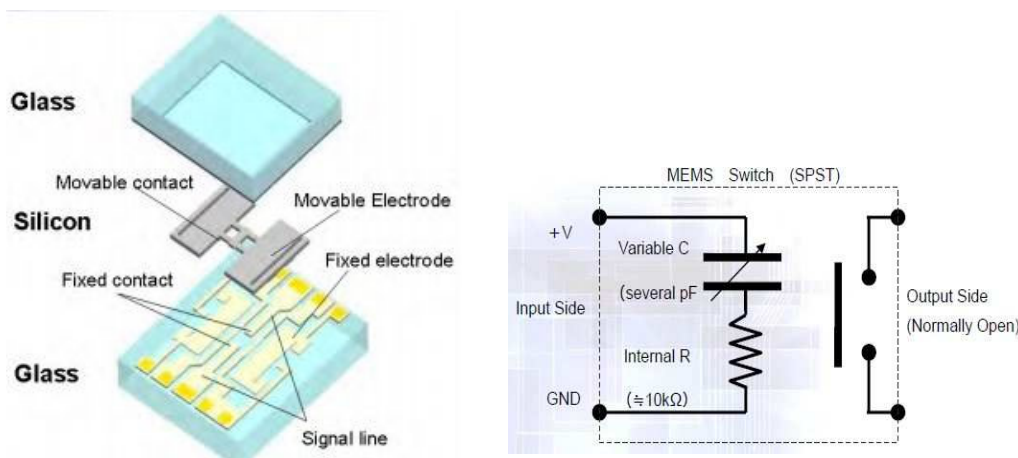


Figura 3.8 - Struttura interna MEM (sinistra), Circuito equivalente (destra) [26].

I MEMS RF sono progettati per il funzionamento alle alte frequenze, queste applicazioni li vedono impiegati negli smartphone, radar e comunicazioni wireless, GPS e antenne riconfigurabili. L'utilizzo di questi dispositivi ha consentito di aumentare la prestazione e le funzionalità riducendo allo stesso tempo dimensioni e costo [25]. L'elaborazione dei segnali RF avviene mediante il movimento di alcuni componenti che può essere ottenuta in modi diversi come: elettrostatico, elettromagnetico, magnetico, termico, piezoelettrico, ognuno dei quali presenta vantaggi ed inconvenienti.

L'azionamento elettrostatico è la tipologia più comune e può essere realizzata sfruttando il contatto di due sezioni di linea di trasmissione mediante componenti meccanici.

Possiamo distinguerli, in genere, in due tipologie: Resistivi (o Ohmici), se il contatto avviene tra due parti elettricamente conduttive; Capacitivi se è presente un dielettrico tra le due parti conduttive. Allo stato ON la prima tipologia si comporta come una bassa resistenza (dipendente da tipo di contatto), mentre i secondi si comportano come una elevata capacità (dipendente dallo spessore del dielettrico).

Il limite principale degli switches MEMS RF è il tempo di commutazione (relativamente) elevato, inoltre anche l'attenuazione elettrostatica risulta più lenta rispetto alla tecnologia a semiconduttore la quale consente di raggiungere valori fino a qualche nanosecondo. Ulteriore inconveniente risulta essere la bassa riconfigurabilità del dispositivo che richiede progettazioni complesse e poiché le prestazioni dei MEMS sono influenzate anche dall'ambiente (come ossigeno, vapore, ecc...), vengono utilizzati una sorta di imballaggi ermetici che, combinati alla difficile ingegnerizzazione, ne fanno aumentare anche il prezzo.

In conclusione è possibile affermare che gli switches MEMS sono degli ottimi dispositivi utilizzabili per le alte frequenze quando un tempo di commutazione superiore è accettabile.

Capitolo 4

Il biossido di vanadio per la Riconfigurabilità RF

Il biossido di vanadio è considerato uno dei materiali del futuro, è già dagli anni 50' oggetto di numerosi studi grazie alla sua proprietà di transizione metallo-isolante (MIT) accompagnata da un cambiamento di fase strutturale. Questo comporta un cambiamento nelle proprietà fisiche coinvolgendo caratteristiche come conduttività elettrica e termica, assorbimento ottico e funzione dielettrica. I cambiamenti si verificano ad una temperatura accessibile e quest'ultima può essere pilotata agendo su diverse grandezze come riscaldamento/raffreddamento, pressione, drogaggio, campi ottici e elettrostatici. A queste qualità possiamo sommare anche la facilità di sintesi che rende il VO_2 un materiale di grande attrazione per scienziati e tecnici.

I progressi degli ultimi anni hanno portato a nuovi sviluppi e applicazioni del biossido di vanadio. In questo capitolo vengono illustrate le proprietà e caratteristiche principali del VO_2 senza addentrarsi in una descrizione troppo esaustiva ma che presenta gli aspetti principali di questo materiale sfruttato per la riconfigurabilità alle alte frequenze.

4.1 Struttura

Il VO_2 presenta due strutture, una tetragonale alle alte temperature mentre alle basse temperature la struttura è cristallina monoclina.

La struttura cristallina monoclina è caratterizzata da un raddoppio del volume cellulare unitario rispetto alla struttura tetragonale. Nella fase monoclina la dimerizzazione, ovvero la reazione che porta alla formazione di una singola entità a partire da due entità molecolari diverse, si traduce in due diverse lunghezze del legame V-V (catene lunghe e corte).

Superati i 68°C circa, a causa dell'eccitazione termica, la struttura cambia in un rutilo nella quale gli atomi di vanadio non sono più disposti a coppia, le dimensioni della cella elementare si dimezzano e gli ioni V^+ formano un sistema tetragonale a corpo centrato [16] con ogni atomo di vanadio collegato a sei atomi di ossigeno adiacenti, creando una struttura ottaedrica.

4.1.1 Struttura elettrica

Come spiegato in maniera dettagliata da Hubbard [30], quando il rapporto tra la larghezza della banda e l'energia coulombiana tra gli ioni raggiunge il valore critico, il gap energetico scende a zero con la conseguente transizione isolante-metallo. Tuttavia la transizione non è dovuta solo alle interazioni elettrone-elettrone ma anche al gap che si viene a formare dall'accoppiamento degli ioni sugli stati simmetrici cristallini.

4.1.2 Proprietà magnetiche

Con il raffreddamento e il passaggio di fase da rutilo a quella di cristallo monoclinico il VO_2 mostra una diminuzione graduale della suscettività magnetica. Questo aspetto non

può però essere spiegato dalla struttura elettronica. Tuttavia un recente studio che esegue una combinazione di modelli quantici è stato in grado di simulare la suscettibilità magnetica sia nella fase di rutilo che nella fase monoclina.

La fase di rutilo può essere descritta, a tale scopo, come un metallo paramagnetico mentre nella fase monoclina gli spin sono fortemente accoppiati anti-ferromagneticamente tanto da essere vista come una transizione *Spin-Peierls* [29].

4.1.3 Dinamica e Meccanismi di transizione di fase

Il meccanismo di transizione di fase può essere visto secondo due scenari differenti: transizione basata sulla distorsione del reticolo o transizione guidata da correlazioni elettroniche. Poiché però questi aspetti non sono sufficienti e la fase monoclina attraversa la fase di rutilo solo quando la densità di elettroni liberi raggiunge una certa soglia per schermare la forte correlazione elettronica, sono stati eseguiti esperimenti di spettroscopia di assorbimento del fotoelettrone e dei raggi X che hanno permesso di scoprire come lo spostamento spettrale del peso durante la transizione di fase può essere spiegato da una transizione simile a quella basata [29] sulla distorsione del reticolo, con la presenza di una polarizzazione unidimensionale della struttura elettronica.

4.2 Transizione termica e termodinamica

Quando il VO_2 supera la sua temperatura T_c detta temperatura di transizione di fase, la struttura cambia da monoclina a tetragonale in maniera molto rapida, il legame tra gli atomi metallici rafforza in quanto l'aumento di temperatura fa avvicinare tra loro gli atomi di vanadio portando con loro cambiamenti nella funzione d'onda degli orbitali e nei livelli energetici.

Se il VO_2 è nella fase monoclina semiconduttrice, l'avvicinamento degli atomi di vanadio e l'overlap degli orbitali causano la divisione degli orbitali $3d$ in due livelli energetici: uno pieno e uno vuoto [16]. Questo provoca un ulteriore distanziamento dei livelli energetici che porta all'apertura di un band gap.

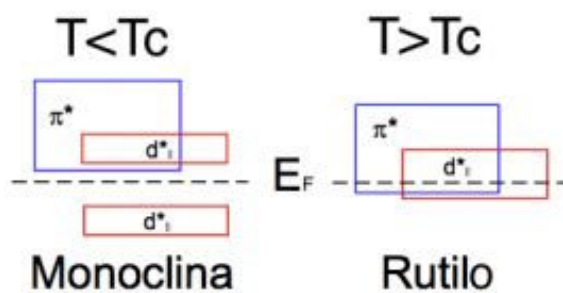


Figura 4.1 - Gap del VO_2 nella fase monoclina e rutilo rispettivamente [16].

Questo processo, che porta grandi cambiamenti nelle caratteristiche del materiale può essere rappresentato in Figura 4.2.

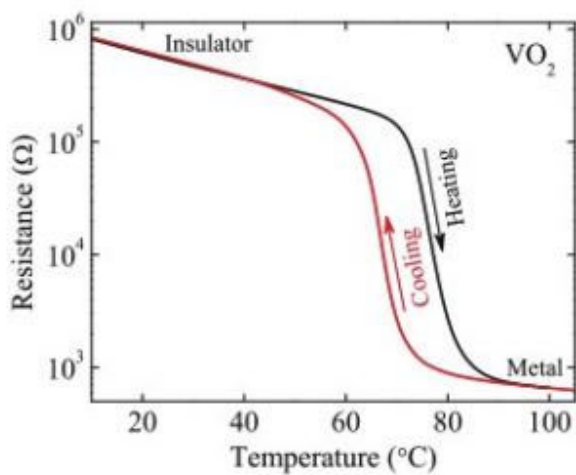


Figura 4.2 - Ciclo di isteresi del VO_2 .

4.3 Drogaggio

Numerosi sono stati gli esperimenti di drogaggio con la finalità di riduzione della temperatura di transizione del VO_2 .

Film sottili di VO_2 drogati con l'1% di tungsteno hanno dimostrato valori di trasmittanza inferiori rispetto ai film non rivestiti ma con una temperatura di transizione convertita a 37°C e una riduzione della larghezza dell'isteresi [31]. In generale la temperatura di transizione è influenzata da molti aspetti come densità di elettroni, dimensione dello ione drogante, ecc... Tuttavia sembra che questi meccanismi richiedano ancora ulteriori indagini al fine di non ottenere una riduzione delle proprietà ottiche ed elettriche desiderate.

4.4 Microwave Switches in VO_2

Anche se il VO_2 è stato oggetto di studio da moltissimi anni, con applicazioni in numerosi ambiti, il suo potenziale nel campo dell'elettronica non è ancora stato completamente esplorato lasciando le porte aperte a future innovazioni. I progressi tecnologici nella caratterizzazione del fenomeno del MIT (*metal to insulator transition*) del VO_2 , hanno permesso l'applicazione di quest'ultimo in dispositivi a RF; l'elevato contrasto in resistività del VO_2 congiunta all'attenuazione termoelettrica permette di realizzare un commutatore a RF compatto e rapido con basse perdite di inserzione indipendente dalla frequenza e che può funzionare a temperatura ambiente senza particolari configurazioni [15]. Questa sezione si basa sulla revisione dello stato dell'arte delle funzioni di uno switch RF basato su VO_2 per poi identificarne e migliorarne il funzionamento.

La prima dimostrazione, che presenta la caratterizzazione di uno switch RF basato su VO_2 e posato mediante laser su substrati di zaffiro, viene effettuata da Dunas-Bouchiat [15]. Quest'ultimo sfrutta le proprietà di MIT del VO_2 basate sull'attivazione termica, per ottimizzare uno switch RF.

Lo studio dell'azionamento elettrico degli switches basati su VO_2 e anche in questo caso depositato tramite laser su substrato di zaffiro, fu eseguito già nel 2010 da Crunteanu all'università di Limoges in Francia. L'azionamento, in questo caso, viene ottenuto applicando una differenza di tensione sui due terminali degli switches

Nel 2014 un approccio alternativo fu condotto da Hillmann. In questo caso il modello di VO_2 viene attivato utilizzando un microriscaldatore integrato con un processo a base di benzocyclobutene (BCB) per formare connessioni ed ottenendo una riduzione energetica di due ordini di grandezza rispetto ai precedenti con ottime prestazioni fino a 110 GHz.

Come detto precedentemente, uno switch presenta due stati, uno stato ON dove trasmette il segnale ed uno stato OFF che impedisce al segnale di essere trasmesso (questo in uno switch ideale), rappresentabili come un corto circuito (ON) e un circuito aperto (OFF), con impedenza zero nel primo caso e impedenza infinita nel secondo. Nella realtà però, lo switch introduce una piccola resistenza R_{ON} e una piccola capacità C_{OFF} :

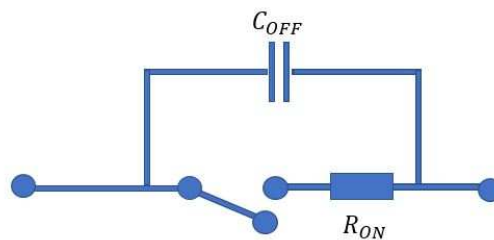


Figura 4.3 - Circuito elettrico equivalente di uno switch ad alta frequenza

Da cui possiamo calcolare la frequenza di *cut-off* (f_c):

$$f_c = \frac{1}{2\pi * C_{OFF} * R_{ON}}$$

Per valutare le capacità dello switch nel trasmettere o bloccare un segnale vengono valutati i parametri S per i piccoli segnali. Il parametro S_{11} rappresenta il rapporto tra il segnale riflesso e quello incidente ed è

chiamato *coefficiente di riflessione* (o *return loss*), il parametro S_{21} rappresenta invece il rapporto tra il segnale trasmesso e quello incidente ed è chiamato *coefficiente di trasmissione* (o *insertion loss*)

Nelle guida d'onda complanare CPW, questi switches, possono essere realizzati in due diverse configurazioni:

- In *serie*, il VO_2 connette le due parti della linea centrale della guida complanare. In questo caso lo switch è in ON quando il VO_2 è nello stato di metallo e viceversa si troverà in OFF nello stato di isolante.
- In *parallelo*, il VO_2 connette la linea centrale della CPW con le linee di massa. In questo caso lo switch è in ON quando il materiale si trova nello stato di isolante e in OFF nello stato di metallo.

La transizione di fase sarà avviata da fenomeni quali il riscaldamento e l'effetto Joule.

Considerando il modello di un semplice switch, che consiste in due linee conduttive in oro connesse attraverso la superficie di VO_2 e supponendo di applicare una tensione continua ai terminali si nota che quando il VO_2 è nello stato di isolante la resistenza del modello è grande, una piccola corrente potrebbe circolare nel componente e lo switch si trova nello stato di OFF:

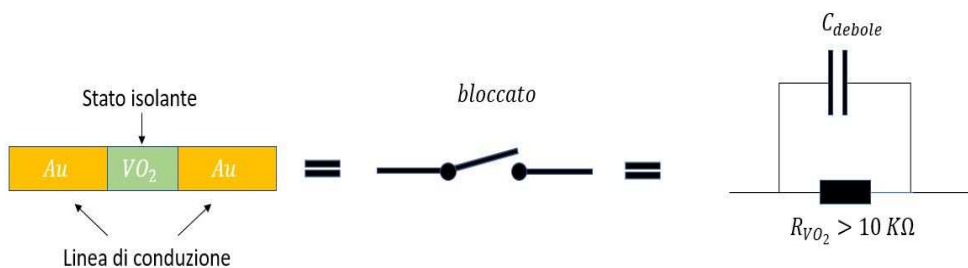


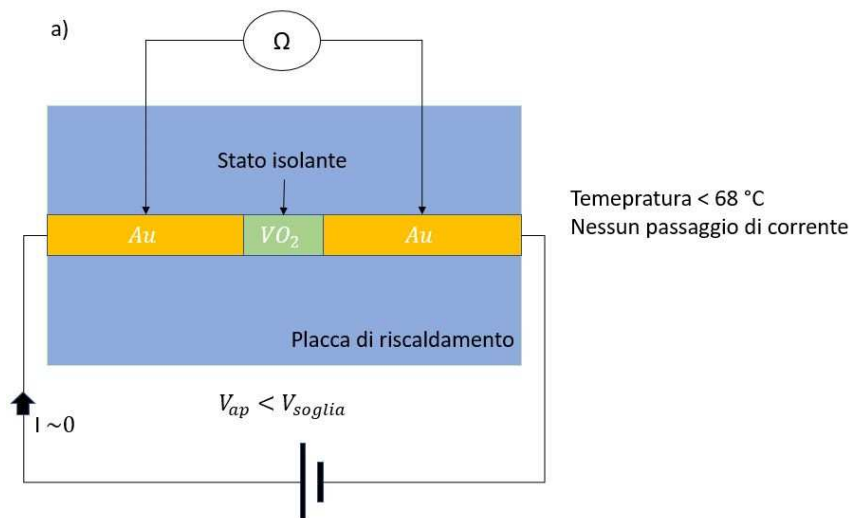
Figura 4.4 - Operazioni generali di uno switch basato su VO_2 e il relativo circuito equivalente allo stato OFF.

Quando il VO_2 si trova allo stato di metallo, quest'ultimo si comporta come una bassa resistenza e lo switch si trova in ON:



Figura 4.5 - Operazioni generali di uno switch basato su VO_2 e il relativo circuito equivalente allo stato ON.

Per determinare le caratteristiche elettriche dello switch basato su VO_2 , si misura la resistenza del VO_2 in funzione della temperatura, applicando una tensione continua V_{ap} , attraverso il modello, minore della tensione di soglia di attivazione del VO_2



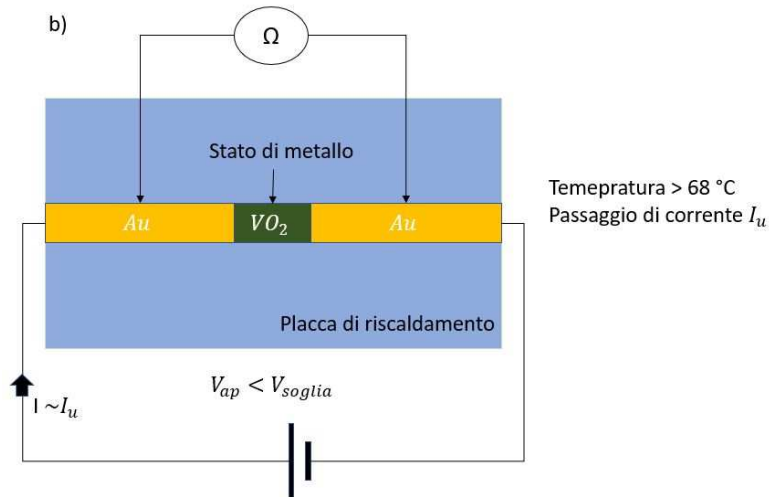


Figura 4.6 - Operazione di attivazione termica dello switch basato su VO₂ allo stato OFF (a) e allo stato ON (b).

Dai risultati si nota che quando il VO₂ è allo stato di isolante e cioè a temperature inferiori a 68 °C la corrente non passa nel circuito, viceversa a temperature superiori a 68 °C si avrà una corrente I_u .

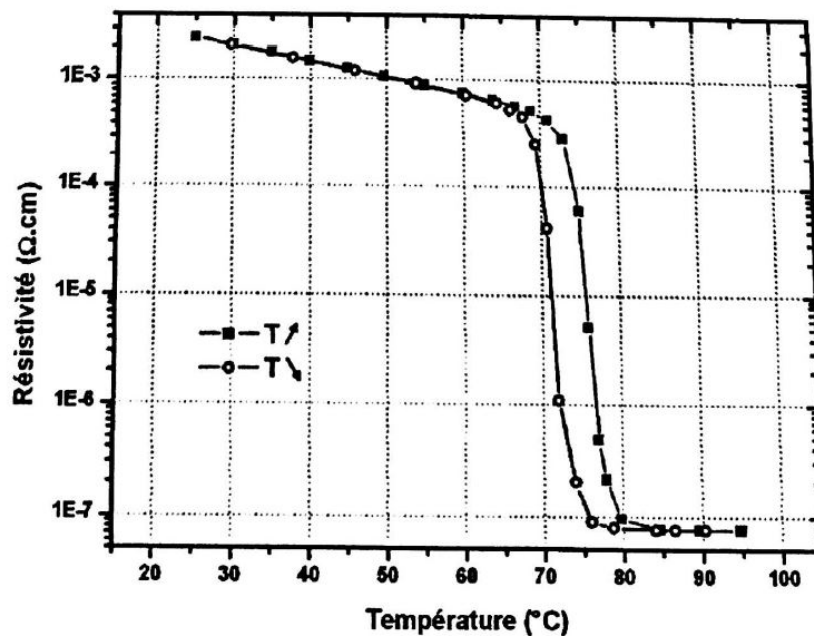
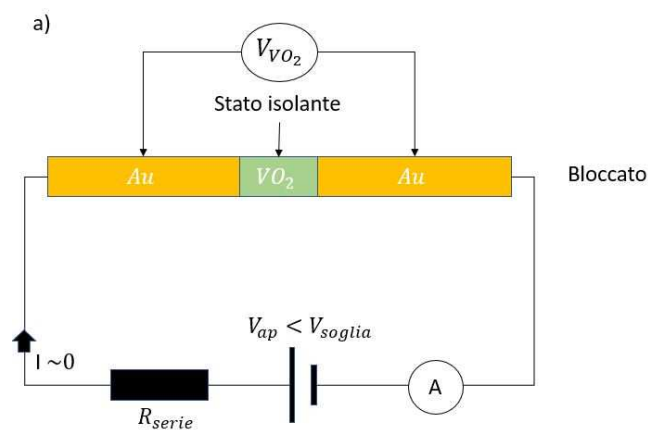


Figura 4.7 - Resistività del modello di VO₂ in funzione della temperatura [7].

Nella figura 4.7 e come già accennato nelle proprietà del VO_2 , possiamo notare che alle basse temperature il VO_2 presenta una resistenza di $2.6 * 10^{-3} \Omega\text{cm}$ che decresce progressivamente fino a $3 * 10^{-4} \Omega\text{cm}$ alla temperatura di $72 \text{ }^\circ\text{C}$ per poi cadere improvvisamente a $8 * 10^{-8} \Omega\text{cm}$ [7]. Successivamente quando la temperatura si abbassa, il VO_2 ritorna allo stato di isolante alla temperatura di $69 \text{ }^\circ\text{C}$. Inoltre la resistenza del VO_2 è proporzionale alla lunghezza L del modello e dato che lo switch, allo stato ON dovrà presentare una bassa R_{ON} per limitare l'insertion loss, a tal proposito sarà necessario ridurre la lunghezza L del modello di VO_2 e di conseguenza anche la resistenza di isolamento R_{OFF} .

La transizione modello-isolante del VO_2 è più veloce se indotta elettricamente o otticamente anziché termicamente, tuttavia una stimolazione puramente elettrica, mediante l'iniezione di cariche, è difficile da realizzare perché un flusso di corrente nel materiale induce un incremento di temperatura per effetto Joule. Considerando questi fattori, per caratterizzare la risposta elettrica dello switch viene utilizzato il seguente circuito:



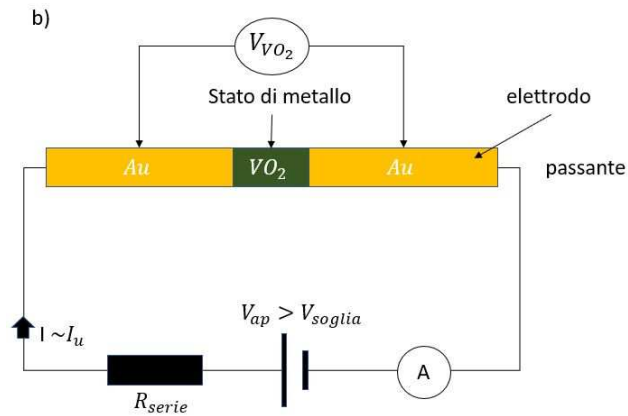


Figura 4.8 - Attivazione elettrica dello switch basato su VO₂ nello stato OFF(a) e nello stato ON(b).

Nella Figura 4.8 è possibile vedere una resistenza in serie $R_s = 980 \Omega$ e il generatore di tensione continua, si nota che la tensione V_{VO_2} ai terminali del VO₂ è funzione della corrente I imposta e allo stesso modo, la corrente I che circola nel circuito è funzione della tensione applicata dal generatore V_{ap} .

4.4.1 Guida coplanare e VO₂

Le proprietà di transizione metallo-isolante (MIT) del VO₂ possono essere sfruttate per la realizzazione di switch a microonde. Come è già noto, una guida d'onda coplanare è formata da una striscia conduttiva centrale e due piani di massa sullo stesso piano della superficie dello strato dielettrico

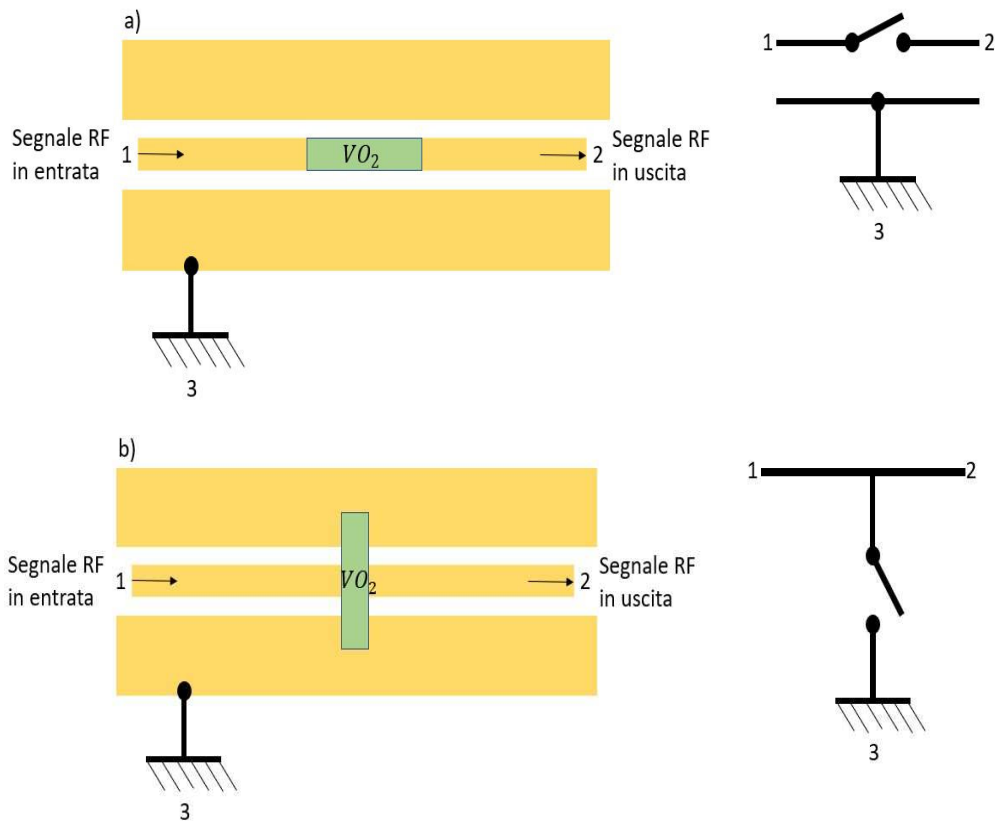


Figura 4.9 - Switch a microonde basato su VO_2 e diagramma equivalente in serie(a) e in parallelo(b).

Nella configurazione in serie, a temperatura ambiente e senza la sollecitazione di una tensione, il VO_2 si trova allo stato di isolante, lo switch si trova allo stato OFF e il segnale a microonde viene riflesso attraverso il campione di VO_2 . A temperature superiori della temperatura di transizione del VO_2 e applicando una tensione maggiore della tensione di soglia di quest'ultimo, il materiale passa nello stato di metallo, lo switch si trova nello stato ON e il segnale viene trasmesso attraverso la CPW. Nella configurazione parallelo, quando il VO_2 è nello stato di isolante il segnale a microonde viene trasmesso alla CPW, lo switch è in ON e viceversa quando il VO_2 è allo stato di metallo lo switch sarà in OFF.

4.4.1.1 Configurazione in serie

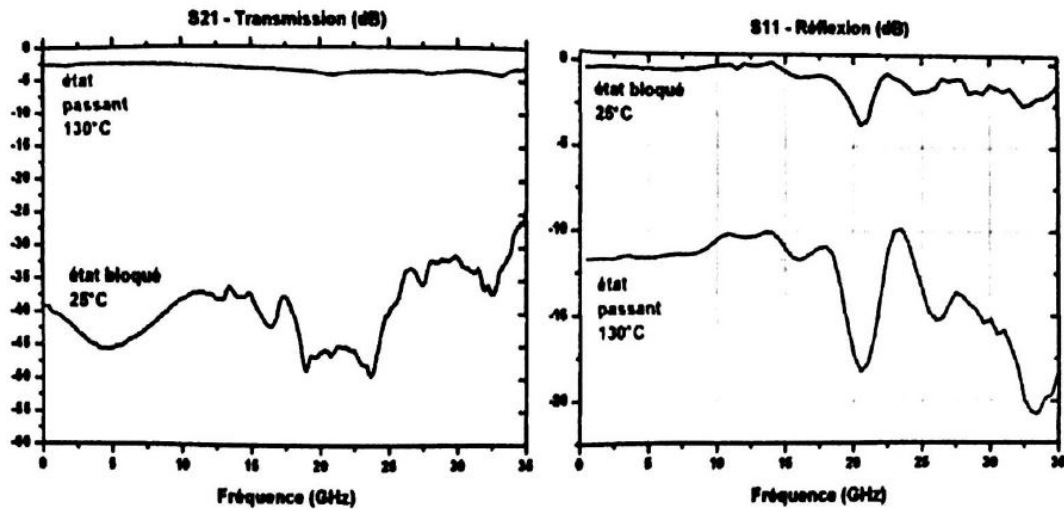


Figura 4.10 - Parametri S, transmission (S_{21}) e reflection (S_{11}) a 25 °C e 130 °C di una configurazione in serie [7].

La figura 4.10 mostra che, allo stato OFF della configurazione in serie, lo switch presenta un buon isolamento infatti S_{21} è maggiore di 35 dB da 500 MHz a 25 GHz e maggiore di 25 dB da 25 GHz a 35 GHz, mentre allo stato ON lo switch presenta da 2.5 a 5 dB di insertion loss.

Per poter misurare i parametri S nella configurazione serie, consideriamo il caso di un azionamento elettrico applicando una tensione $V_{ap} > V_s$ al campione di VO_2 .

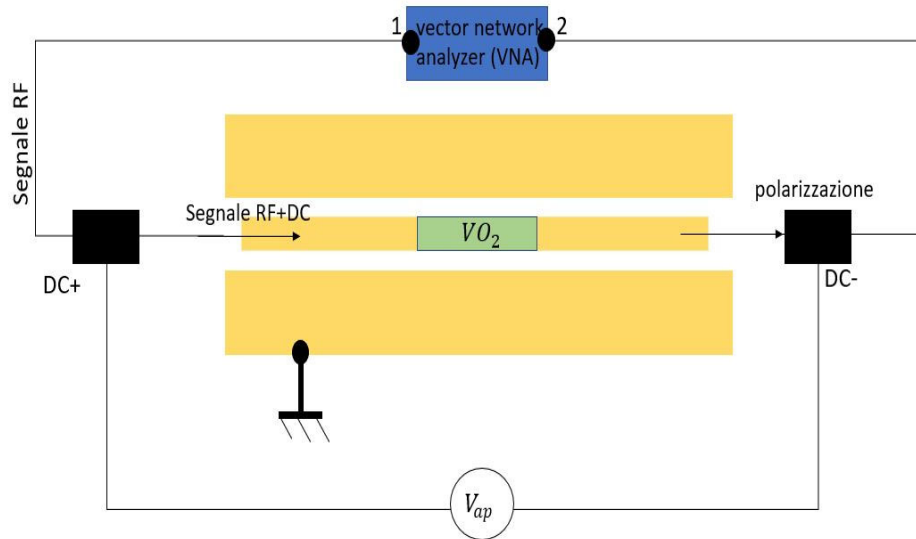


Figura 4.11 - Azionamento elettrico di uno switch a microonde che comprende il campione di VO_2 in una configurazione serie.

Dai risultati si osserva che, quando lo switch è in OFF ($V_{ap} = 0 V$) si ha un buon isolamento: circa 30 dB da 100 MHz a 32 GHz. Quando $V_{ap} > V_s$ il campione di VO_2 torna a comportarsi da metallo e lo switch passa in ON presentando un'insertion loss che varia tra 2 e 5 dB.

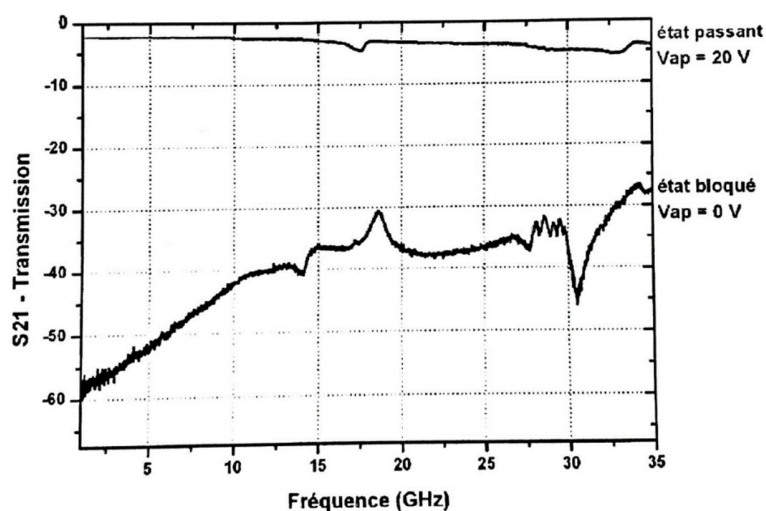


Figura 4.12 - Coefficiente di trasmissione (S_{21}) per $V_{ap} = 0 V$ e $V_{ap} = 20 V$ per uno switch in configurazione serie [7].

4.4.1.2 Configurazione in parallelo

Nella configurazione parallelo, quando lo switch si trova nello stato ON, presenta un'attenuazione di 20 dB da 500 MHz a 10 GHz e 25 dB da 10 GHz a 35 GHz; sempre nello stato ON, l'*insertion loss* è di soli 0.8 dB su tutto il range di frequenza.

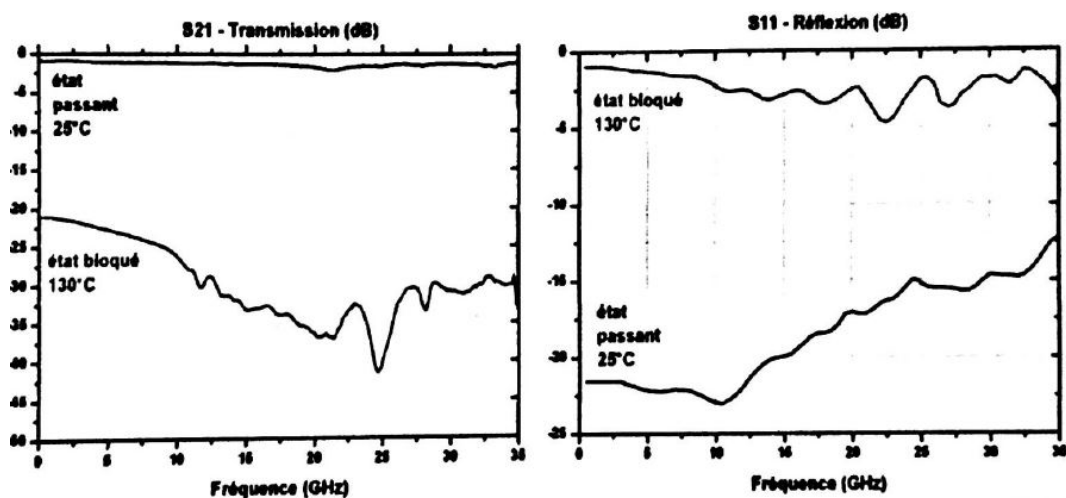


Figura 4.13 - Coefficiente di trasmissione (S_{21}) e riflessione (S_{11}) a 25 °C e 130 °C in uno switch con configurazione parallelo [7].

4.4.2 Confronto

	MEMS	VO_2 switches series	VO_2 switches parallel
Perdite (dB)	0.05-0.2	2.5-5	0.8-2.5
Resistenza (Ω)	0.5-2	5-15	0.1
Isolamento (dB)	30-40	30-50	25-40
Frequenza di cut-off (THz)	20-80	2-5	30

Tempo di commutazione (μ s)	1-300	0.3	0.3
Frequenza di lavoro (GHz)	DC-120	DC-40(o superiore)	DC-40(o superiore)
Consumo (W)	0.05-0.1	100-300	100-300
Durata (in numero di cicli)	$10^{11} - 10^{12}$	$15 * 10^5$	$15 * 10^5$
Packing	Difficile	No	No
Costo (\$)	8-20	Da valutare	Da valutare

Tabella 1 - Confronto tra switches MEMS e switches basati sulla tecnologia VO_2 [7].

Capitolo 5

Modellazione, Simulazione e Risultati Sperimentali

Nelle sezioni successive si spiegano e si illustrano i passaggi fondamentali che hanno portato alla realizzazione della guida coplanare. Si parte dal concetto base di guida coplanare e la sua più semplice realizzazione per poi passare alla simulazione di una guida complessa, addizionata di tutti gli elementi che permettono di ottenere le prestazioni di cui si hanno bisogno. Infine vengono riportati i commenti dei risultati ottenuti che mostrano l'importanza delle scelte fatte e delle simulazioni eseguite.

5.1 Introduzione alla guida coplanare

La guida d'onda coplanare (o *CPW*) è una struttura trasmissiva molto utilizzata, nel campo delle microonde e onde millimetriche, per la realizzazione di circuiti integrati.

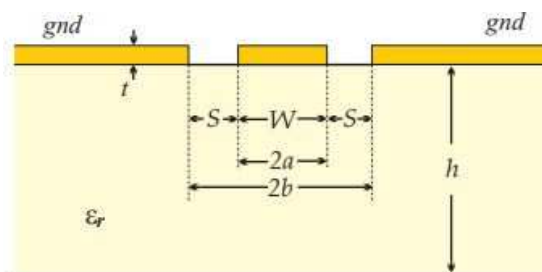


Figura 5.1 - Struttura base di una guida d'onda coplanare [32].

Per questo tipo di struttura le metallizzazioni sono presenti su un solo lato del dielettrico (a differenza della microstriscia). I modi di propagazioni della struttura sono quasi-TEM (*Trasverso Elettro-Magnetico*) distinguibili in *pari* e *dispari*.

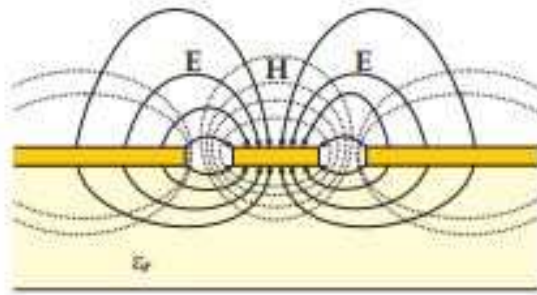


Figura 5.2 - Campo elettromagnetico di un modo quasi-TEM pari in una guida d'onda coplanare [32].

Un altro vantaggio della CPW è l'assenza di interconnessioni verso il piano di massa che facilita l'inserimento di componenti quali ad esempio i transistori. Questa attuabilità minimizza, di conseguenza, la presenza di effetti parassiti, dovuti al foro e ne semplifica la realizzazione (riduzione dello spessore del dielettrico). Per quanto riguarda i piani di massa laterali questi devono necessariamente interrompersi per permettere l'inserimento di componenti.

Poiché l'impedenza caratteristica, in generale, non dipende dallo spessore dello strato dielettrico, ma solo dal rapporto tra la larghezza del conduttore centrale W e la spaziatura S che separa i due piani di *ground* (o *massa* o *gnd*) laterali, è possibile aggiustare l'impedenza variando soltanto la spaziatura con i piani di massa a parità della metallizzazione centrale.

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K'(k_0)}{K(k_0)}$$

Con:

- $K(k_0)$ integrale ellittico del primo ordine cioè

$$K(x) = \int_0^1 \frac{dt}{\sqrt{(1-t^2) * (1-x^2t^2)}}$$

- $K'(k_0)$ integrale ellittico del secondo ordine cioè

$$K'(k_0) = K(\sqrt{1-k_0^2})$$

In base a queste espressioni possiamo ottenere l'andamento dell'impedenza in funzione del rapporto W/S :

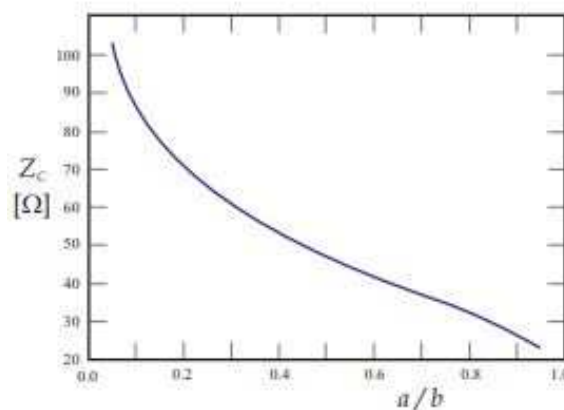


Figura 5.3 - Andamento dell'impedenza in una CPW in funzione del rapporto W/S (o a/b).

5.1.1 Calcoli quasi-statici

Definire la linea coplanare significa determinare e fissare la larghezza del conduttore centrale (W) la distanza tra la metallizzazione e i piani di ground (S) e lo spessore della metallizzazione (t) nonché lo spessore del substrato (H) al fine di avere adattamento con impedenza caratteristica di 50Ω , che corrisponde all'impedenza di riferimento dei dispositivi utilizzati e che permette di limitare le perdite e ottenere risultati coerenti.

Per la caratterizzazione elettromagnetica della linea coplanare sullo strato dielettrico occorre definire i parametri dimensionali delle guida d'onda con un adattamento fisso

a 50Ω che permetterà di controllare i parametri S della struttura. La progettazione della linea coplanare viene realizzata seguendo un approccio quasi-statico al fine di ottenere la condizione di adattamento con un'impedenza caratteristica della linea centrale di 50Ω .

Le dimensioni del conduttore centrale (W) e del gap (S) della linea coplanare sono scelti considerando un modo di propagazione quasi-TEM che si propaga in guida rispettando la relazione $W + 2 * S > H$.

Lo spessore della metallizzazione tiene conto invece di un altro fenomeno chiamato *effetto pelle*: in un materiale conduttore, la corrente elettrica si distribuisce in maniera non uniforme all'interno del conduttore ma con una densità di corrente maggiore sulla superficie e minore all'interno e che comporta un aumento della resistività elettrica del conduttore soprattutto alle alte frequenze. Indicando con δ lo spessore dell'effetto pelle e sapendo che la densità di corrente verrà attenuata come $1/e$ possiamo scrivere:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi * f * \sigma * \mu_r * \mu_0}}$$

Dove f è la frequenza del segnale, σ la conduttività della metallizzazione, μ_r la permeabilità magnetica relativa e μ_0 la permeabilità magnetica nel vuoto

Come detto precedentemente l'espressione analitica dell'impedenza caratteristica della CPW sarà:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K'(k_0)}{K(k_0)}$$

Con:

$$k_0 = \frac{W}{W+2*S}$$

$K'(k_0)$ integrale ellittico del secondo ordine

$K(k_0)$ integrale ellittico del primo ordine

Dai calcoli è possibile ottenere la seguente tabella:

	spessore metallizzazione a 500nm			spessore metallizzazione a 1µm		
	Larghezza conduttore centrale (µm) (W)	48	55	60	60	70
Larghezza gap (µm) (S)	25	28	30	30	35	40

Tabella 2 - Dimensioni geometriche della guida coplanare in funzione dello spessore della metallizzazione per una frequenza di lavoro di 110 GHz [8].

La lunghezza della linea coplanare viene calcolata secondo il metodo R. Doerner et al.[9].

il calcolo viene effettuato su un substrato di arseniuro di gallio ($GaAs$) corrispondente a $k*\lambda/2$ con ($k \in \mathbb{N}$ e λ lunghezza d'onda) per una frequenza di 100 GHz. Dunque:

$$L_{sub} = L_{GaAs} \frac{f_{GaAs}}{f_{sub}} \sqrt{\frac{\epsilon_{GaAs} + 1}{\epsilon_{sub} + 1}}$$

$$\text{Con } L_{GaAs} = k \frac{\lambda_{GaAs}}{2}$$

Dai calcoli vengono ottenute due lunghezze $L_1 = 580 \mu m$ e $L_2 = 2830 \mu m$ su un substrato di zaffiro di spessore $H = 500 \mu m$.

A questo punto possiamo parlare di due possibili configurazioni per il biossido di vanadio:

- Configurazione serie con $W = 48 \mu m$ e $L = 100 \mu m$
- Configurazione parallelo con $W = 50 \mu m$ e $L = 230 \mu m$ [8].

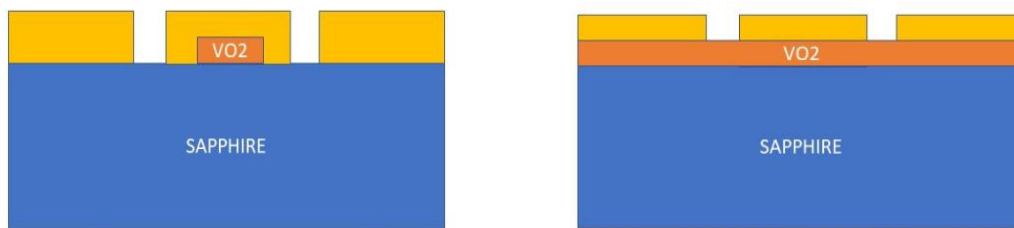


Figura 5.4 - configurazione serie e parallelo del commutatore RF a base di VO_2 .

5.2 Simulazioni e utilizzo di CST Studio Suite software

Alle alte frequenze i campi elettrici e magnetici sono difficili da descrivere ed è altrettanto complicato predire il comportamento delle onde elettromagnetiche. Per questo motivo per la progettazione di dispositivi a microonde si dovrebbe tenere conto di una grande quantità di variabili e lunghi calcoli. Per venire incontro alle esigenze di progettazione viene dunque utilizzato il software di simulazione *CST studio*.

5.2.1 Il software CST Studio Suite

Come accennato le operazioni di simulazione vengono effettuate con il software commerciale CST Studio Suite che utilizza un'interfaccia grafica 3D con delle basi CAD (*Computer Aided Design*) per agevolare la costruzione della struttura da parte dell'utente, specifico per i campi elettromagnetici e simulazioni ad alta frequenza. Il software è suddiviso sostanzialmente in sei sezioni (o modelli) che implementano altrettanti tools, ognuno specializzato in un determinato campo [10]:

- CST Microwave Studio
- CST EM Studio
- CST Particle Studio
- CST Design Studio
- CST PCB Studio

- CST Cable Studio

Le numerose applicazioni fatte in questa tesi riguardano l'implementazione e l'utilizzo dei tool relativi a *CST Microwave Studio*. Questo modello possiede all'interno un pacchetto completo che permette l'analisi elettromagnetica e lo studio delle strutture alle alte frequenze.

Dopo la scelta del modello con il relativo background è possibile procedere con la creazione della struttura e successivamente stabilire tutte le condizioni di lavoro: intervallo di frequenza, condizioni al contorno, tipo di eccitazione e dimensionamento delle porte e un adeguato tipo di *mesh* per il problema che si sta trattando.

Le tecniche di simulazione presenti nel software sono diverse: *Time Domain Solver*, *Frequency Domain Solver*, *Eigenmode Solver*, *Multilayer solver*. Il Time Domain Solver è il risolutore maggiormente impiegato in questo lavoro di tesi; esso consente di ottenere il comportamento della struttura sull'intera banda ed in particolare l'andamento dei parametri S (*return loss* e *transmission loss*) del dispositivo simulato.

Oltre allo sviluppo dei campi attraverso il tempo e attraverso i componenti, il risolutore permette di conoscere la trasmissione di energia tra le varie porte precedentemente impostate e/o tra fonti di eccitazione e spazio circostante. All'interno di questo solver possiamo distinguere a sua volta altri due risolutori: uno basato su una tecnica di *integrazione finita* o *FIT* e l'altro basato sulla matrice della linea di trasmissione TLM (*Transmission-Line Matrix*). Il primo risolutore trasforma le equazioni di Maxwell dalla loro forma integrale a quella lineare; il secondo risolutore compara e sfrutta l'analogia del campo elettromagnetico tra guida d'onda e linee di trasmissione. I due risolutori assieme permettono di ottenere la soluzione delle equazioni di Maxwell in guida d'onda. Il Frequency Domain solver ha delle funzionalità molto simili al precedente. Questo consente infatti anche un rapido calcolo dei parametri S ma calcola le equazioni di Maxwell utilizzando le trasformate di Fourier. Esso viene impiegato nel caso di forti

risonanze e viene scelto quando si sta trattando problemi a banda stretta come filtri che richiedono griglie tetraedriche per dettagli molto piccoli.

5.2.2 Realizzazione della Guida Coplanare

Il primo passo del progetto prevede la costruzione di una semplice guida coplanare su un substrato di *zaffiro* (o *ossido di alluminio* Al_2O_3) utilizzando le dimensioni W e S precedentemente estrapolate. Lo zaffiro, materiale anisotropo che presente un'elevata durezza e caratteristiche adatte a questo tipo di applicazioni, viene implementato all'interno della libreria software con uno spessore di $500\ \mu m$, una lunghezza di $580\ \mu m$ (in base ai precedenti studi) e le seguenti caratteristiche:

Type:	<i>Anisotropic</i>
El conductivity(x, y, z):	1.5; 1.5; 1.5 <i>S/m</i>
Thermal conductivity:	23 <i>W/K/m</i>
Heat Capacity:	0.75 <i>Kj/K/Kg</i>
Density:	3985 <i>kg/m³</i>
$\epsilon(x, y, z)$:	9.3;9.3;11.5
$\mu(x, y, z)$:	1;1;1

Sopra al wafer di Zaffiro vengono posti i piani di ground ($2*(W+2*S)$) e la metallizzazione centrale in Oro (Au) con uno spessore di 500 nm

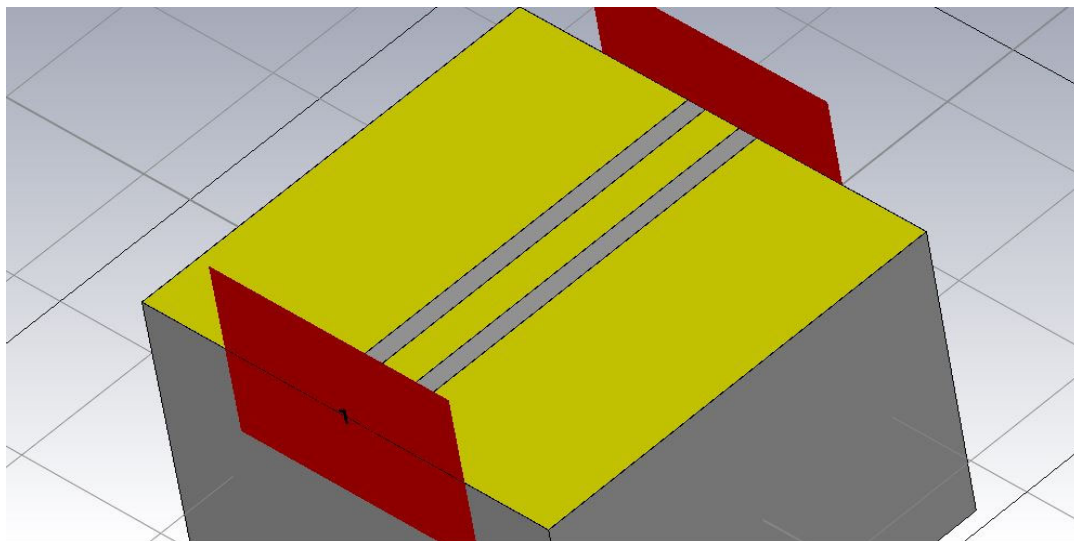


Figura 5.5 - Modello della guida complanare nel software CST studio.

Azionando il Time Domain Solver possiamo dare una prima occhiata al coefficiente di trasmissione (S_{21}) e di riflessione (S_{11}):

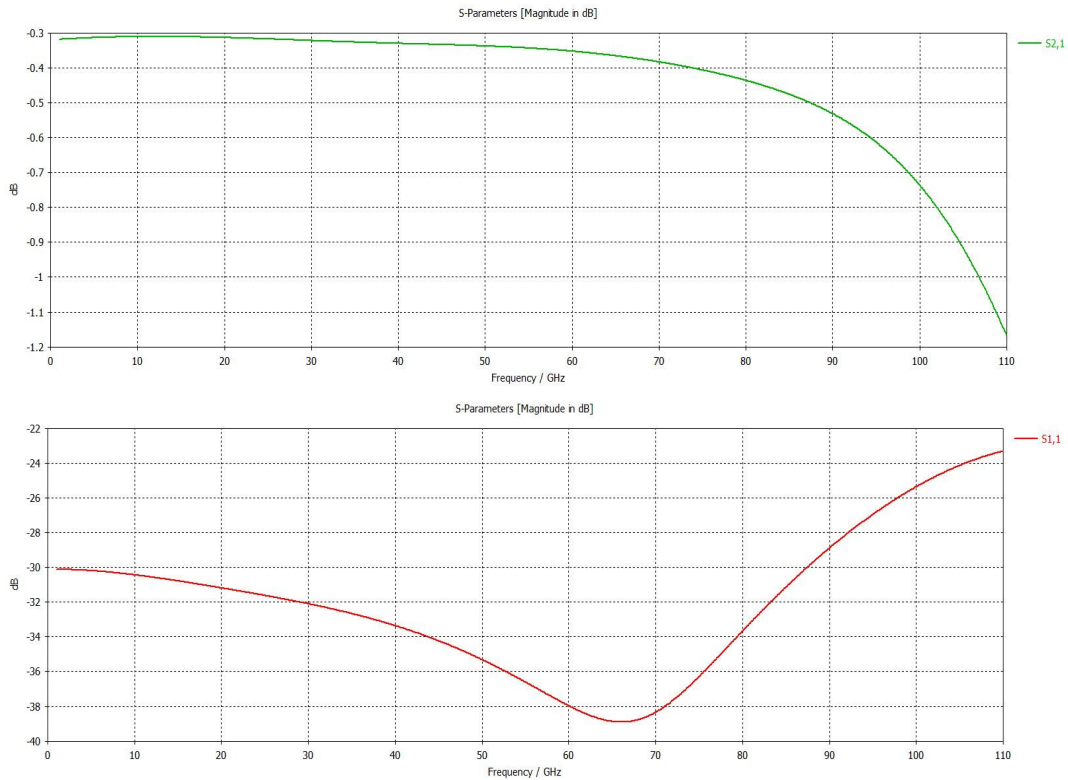


Figura 5.6 - Parametri S_{21} (sopra) e S_{11} (sotto) per la CPW con $W = 48 \mu\text{m}$ e $S = 25 \mu\text{m}$.

Dalla Figura 5.6 si nota come il fattore di riflessione varia tra circa -30 dB e -23 dB su tutta la banda di frequenza con un fattore di trasmissione che, in funzione della frequenza, cambia tra -0.3 dB e -1.2 dB da 0 a 110 GHz.

Una prima modifica che possiamo fare alla struttura è quella di modificare le dimensioni della larghezza W e la grandezza del gap S . Con queste modifiche il software consente di osservare e conservare diversi risultati permettendo di mantenere anche i risultati precedenti in particolare sui parametri di Scattering (S). A tal proposito si effettua un cambio di lunghezza del substrato da 580 μm a 2830 μm ed osservando i seguenti risultati:

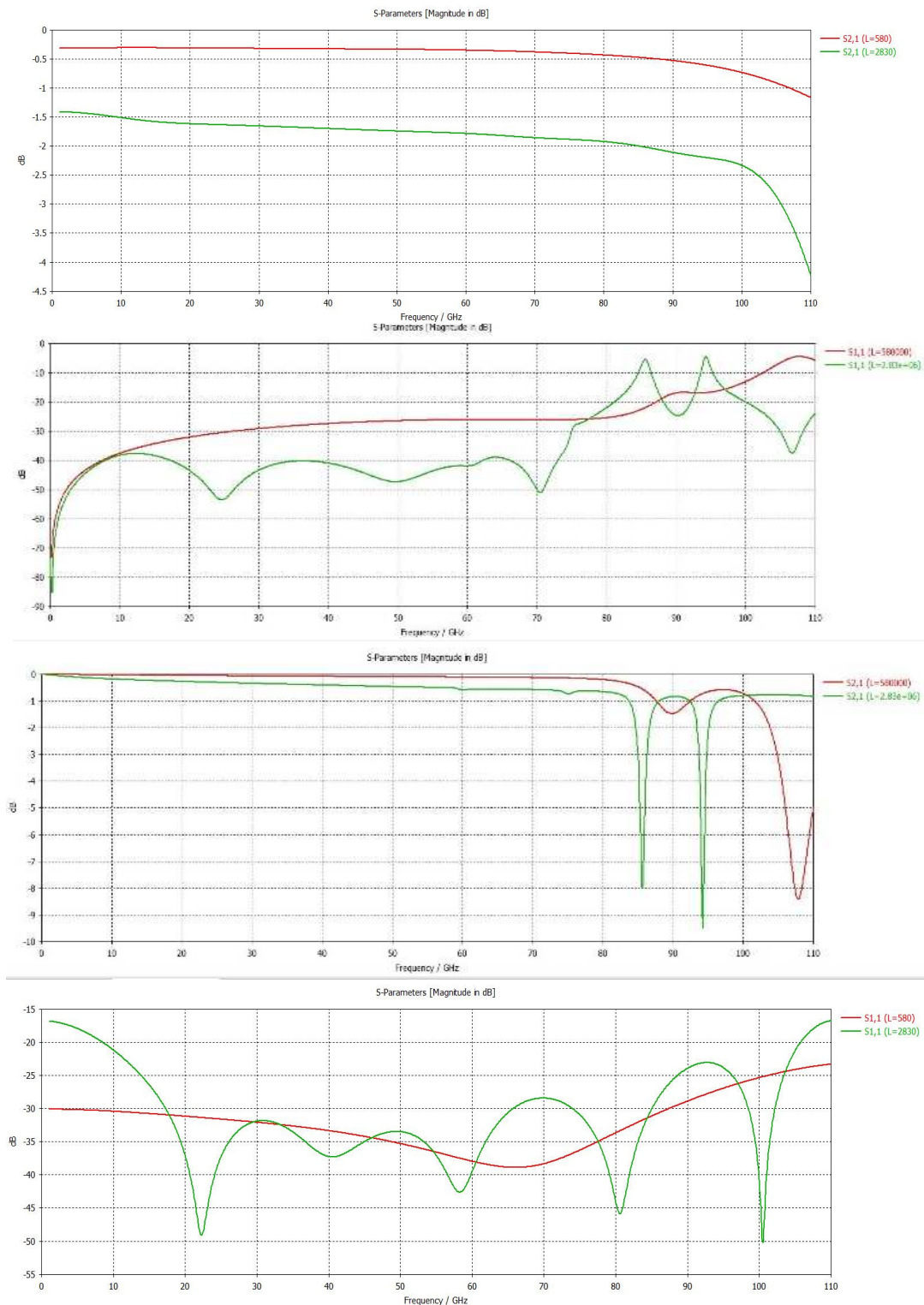


Figura 5.7 - Parametri S_{21} e S_{11} con $W = 48 \mu\text{m}$ e $S = 25 \mu\text{m}$ ma differenti lunghezze del substrato ($L = 2830 \mu\text{m}$ verde, $L = 580 \mu\text{m}$ rosso).

I risultati mostrano che, ovviamente, più la linea è lunga più il segnale risulta attenuato in funzione della frequenza, in quanto il sistema fisico si oppone al trasferimento determinando un'attenuazione. Quest'ultima, come possiamo vedere, non è la stessa per tutte le frequenze che compongono il segnale generando una sorta di distorsione che altera l'andamento del segnale stesso. I successivi test vengono svolti utilizzando una lunghezza totale di 580 μm per il wafer di zaffiro.

Altri test vengono poi eseguiti variando lo spessore della metallizzazione a 1 μm , osservando forti dispersioni, soprattutto per quanto riguarda il fattore di trasmissione, spiegato dal fatto che il gap tra la metallizzazione e i piani di ground è più grande se comparato con la simulazione precedente (580 μm) e dunque le linee di campo elettrico e magnetico tra il path centrale e i piani di massa risultano disturbate generando artefatti e discrepanze nelle simulazioni.

Come già detto i parametri dimensionali utilizzati per la guida d'onda permettono di ottenere un adattamento a 50 Ω e il controllo dei parametri S della struttura.

5.2.3 Guida coplanare e VO_2

Il progetto continua realizzando e inserendo al disotto della metallizzazione centrale il modello di Biossido di Vanadio (VO_2). Come è già noto il VO_2 presenta due diversi stati: *metallico* e *isolante*. Non essendo già presente nella libreria materiali del software, questo viene implementato manualmente con le seguenti caratteristiche:

VO_2 Insulating state:

Type:	<i>Normal</i>
El conductivity:	344.82 S/m
Thermal conductivity:	3.6 W/K/m

Density: 4653 kg/m^3

ϵ : 1

μ : 1

VO₂ metallic state:

Type: *Lossy metal*

El conductivity: 416666.67 S/m

Thermal conductivity: 5.4 W/K/m

Density: 4653 kg/m^3

ϵ : 1

μ : 1

Da queste possiamo ricavare altre importanti informazioni (es. Resistività) che permettono al software di riprodurre il corretto comportamento del materiale a seconda della situazione creata.

Ricapitolando i concetti precedenti possiamo riassumere le dimensioni della metallizzazione centrale come:

$W = 48 \mu\text{m}$, $L = 580 \mu\text{m}$, $t = 500 \text{ nm}$ con un gap $S = 25 \mu\text{m}$.

E le dimensioni del VO_2 come:

$$W_{VO_2} = 48 \mu m, L_{VO_2} = 100 \mu m, t_{VO_2} = 200 nm.$$

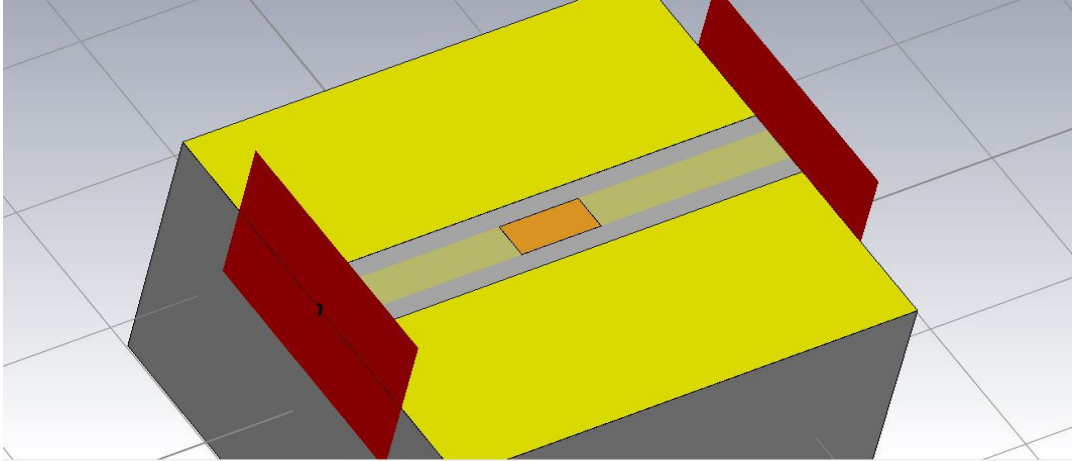
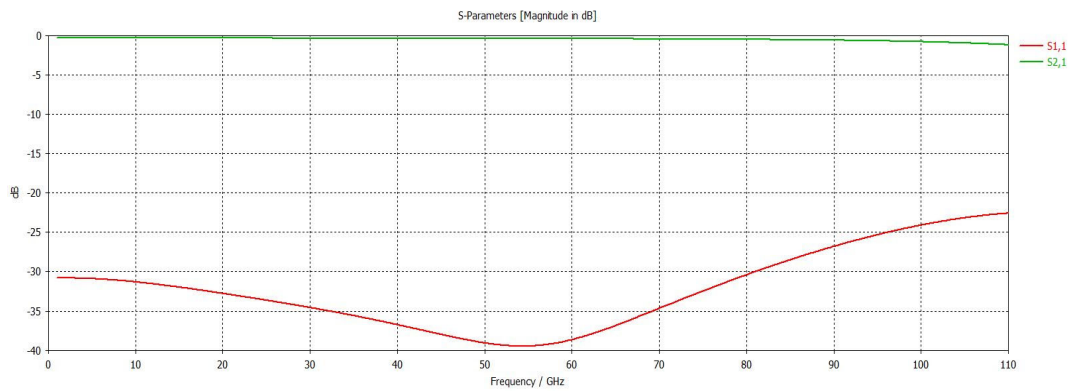


Figura 5.8 - Schema del commutatore a base di VO_2 (arancione).

Realizzato il modello e la struttura sopra e avviando il solver osserviamo i seguenti risultati sui parametri S:



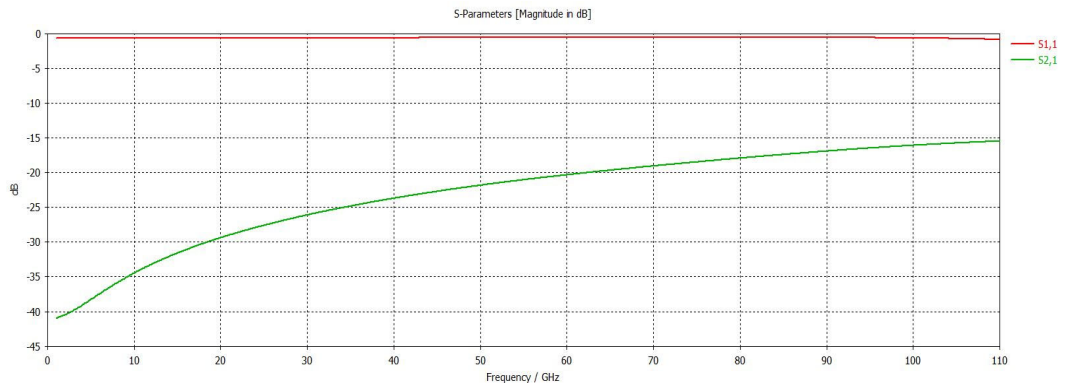


Figure 5.9 - Parametri S_{21} (verde) e S_{11} (rosso) dello switch a base di VO_2 nello stato di isolante e di metallo rispettivamente.

Quando il Biossido di Vanadio è allo stato isolante il commutatore (o switch) è allo stato OFF (spento) perciò il fattore di riflessione è elevato e viceversa il coefficiente di trasmissione risulta molto basso poiché il VO_2 , in questo stato, attenua fortemente il segnale lungo la linea.

Nello stato di metallo il commutatore appare allo stato ON e presenta un forte isolamento (-40 dB a 90 GHz) e allo stesso tempo basse perdite di inserzione. Il coefficiente varia fino a -1.2 dB a 110 GHz dimostrandosi buono su tutta la banda soprattutto alle alte frequenze.

5.2.3.1 Isolamento con BCB

La richiesta di maggiore efficienza e potenza nei sistemi Micro Elettro-Meccanici ha spinto all'utilizzo di uno spessore di isolamento per soddisfare i requisiti di perdita di energia e l'impiego di alte tensioni. In questo progetto viene utilizzato un polimero a bassa costante dielettrica chiamato *Benzocyclobutene* o *BCB* con lo scopo di:

- Minimizzare le perdite di energia elettrica
- Massimizzare la capacità di conversione di potenza
- Massimizzare l'efficienza elettrica

- Massimizzare l'affidabilità del dispositivo

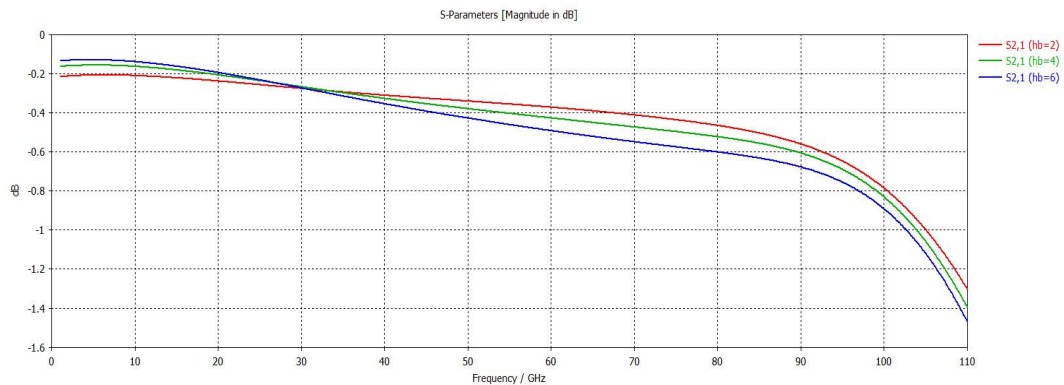
Altre proprietà del BCB includono: alta rigidità dielettrica, alta resistività di volume, basso fattore di dissipazione, buone proprietà meccaniche come bassa tensione residua, bassa temperatura di processo e buona stabilità termica alle alte temperature [33] tuttavia il compromesso tra tutte queste qualità dipenderà dal tipo di applicazione, inoltre uno spessore eccessivo di materiale potrebbe interferire con la caratterizzazione complessiva del dispositivo, causando la perdita di componenti importanti. Ne consegue che componente chiave, per massimizzare l'affidabilità e ridurre al minimo la perdita di energia elettrica associata allo strato dielettrico isolante, è lo spessore. Questo viene testato all'interno del software con diversi spessori: 2 μm , 4 μm e 6 μm .

Un'altra proprietà elettrica molto importante per un materiale dielettrico è il *fattore di dissipazione* o *tangente di perdita dielettrica* (*Tangent. Delta El.*) che diventa importante soprattutto alle alte frequenze.

In base a queste ragioni il BCB viene inserito all'interno del software come:

Type:	<i>Normal</i>
Tangent delta El:	$9e^{-3}$
ϵ:	<i>2.43</i>
μ:	<i>1</i>

Con i seguenti risultati sui parametri S:



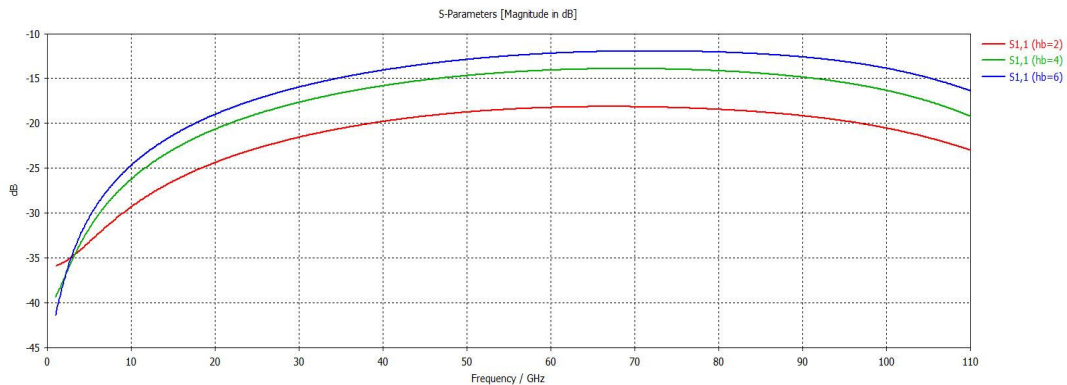


Figura 5.10 - Parametri S_{21} (sopra) e S_{11} (sotto) dello switch a base di VO_2 con differenti spessori di BCB.

Poiché la differenza ottenuta tra diversi spessori è molto piccola viene scelto uno spessore di $2 \mu\text{m}$.

5.2.3.2 Creazione di una regione attiva

Un'altra caratteristica che viene aggiunta al dispositivo per le successive simulazioni è una regione attiva o discontinuità ovvero la presenza di un gap o vuoto centrale nella metallizzazione che ricopre il modello di VO_2 e che viene mantenuto ad una lunghezza totale di $20 \mu\text{m}$.

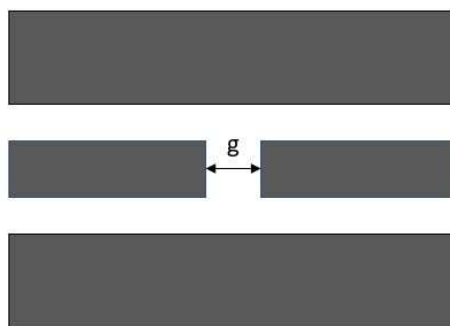


Figura 5.11 - Schema generale per la creazione di un gap(g).

Il gap della figura precedente può essere modellato con lo schema circuitale seguente:

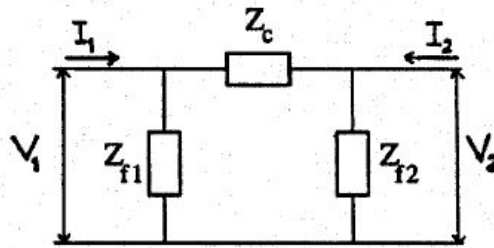


Figura 5.12 - Schema Circuitale relativo al gap sulla metallizzazione [34].

In base allo schema appena descritto possiamo definire due capacità: una capacità C_j dovuta al campo tra conduttore centrale e piani di ground; ed una capacità C_c dovuta ai campi che si vengono a creare nella metallizzazione centrale che risulta ora divisa in due conduttori centrali opposti [34]. Con riferimento al diagramma circuitale possiamo scrivere per le capacità:

$$C_j = \frac{1}{j\omega Z_f Z_0}$$

$$C_c = \frac{1}{j\omega Z_c Z_0}$$

Con Z_0 impedenza caratteristica.

5.3 Introduzione al Routing

In un circuito integrato, dedicato alle alte frequenze, oltre ad avere le funzioni di amplificazione, guadagno e di potenza, possiamo trovare un insieme di altre funzionalità che rispondono al circuito complesso analizzato. Tra queste funzioni la principale da noi analizzata è quella di *commutazione* (o *instradamento*, o *routing*) del segnale da parte dello switch.

Possiamo definire un commutatore integrato (*switch*) come un dispositivo in grado di realizzare un cambiamento su un segnale in ingresso dirigendolo (o instradandolo)

verso una o più uscite in accordo con uno più segnali di controllo. Ciò consente di eliminare la necessità di frequenti collegamenti disconnessi consentendo una facile automazione idealmente senza degrado del segnale durante il routing da un punto all'altro (in realtà la degradazione del segnale è direttamente correlata alla frequenza del segnale nonché alla qualità dei componenti utilizzati).

I sistemi di routing possono essere semplici o molto complessi, per esempio un commutatore SPDT (*Single Pole Double Throw* – Commutatore unipolare a doppio contatto) può essere usato per instradare il segnale verso due DUT (*Device Under Test*) differenti [35]. Poiché come detto precedentemente si va incontro, inevitabilmente, al degrado delle prestazioni, sono molteplici gli aspetti da tenere in considerazione che possiamo raggruppare in due grandi categorie: *Elettrici* e *Meccanici*. Nelle specifiche elettriche possiamo trovare:

- *Adattamento di impedenza.*
- *Perdita di inserzione:* dovuta al numero di componenti utilizzato che si manifesta sotto forma di diminuzione di potenza disponibile al DUT rispetto al valore fornito.
- *Voltage Standing Wave Rate* (VSWR – rapporto d'onda stazionario): anch'esso dovuto al numero di componenti aggiunti i quali ne provocano un incremento nel percorso del segnale.
- *Filtro di segnale*
- *Distorsione di fase:* all'aumento del numero di componenti ne consegue un aumento delle dimensioni del dispositivo che genera lunghezze di percorsi differenti tra loro e che provocano, a loro volta, un ritardo nella propagazione (proporzionale alla lunghezza del percorso)
- *Affidabilità e reciprocità*

Per quanto riguarda invece le specifiche meccaniche possiamo distinguere:

- *Fattore di forma fisico*
- *Connettori e cavi*

- *Riscontro visivo dei commutatori*: LED che indicano l'apertura e la chiusura dello switch di commutazione

Infine altri deterioramenti possono essere causati da fattori come: ampiezza di banda, terminazioni, trasmissione di potenza, collaudo dei dispositivi e dei circuiti.

5.3.1 Simulazione di Routing del segnale

Il processo di simulazione continua creando dapprima due linee di trasmissione che si diramano in direzioni opposte ruotate rispetto all'input di ingresso di 60° , in questo modo vengono mantenute le adeguate dimensioni per quanto riguarda i piani di massa dei due switch evitando, inoltre, di fare accavallare le porte di eccitazione dei due output del solver che, nel caso dovesse accadere, restituirebbe un errore interrompendo la simulazione.

Sistemate le linee di trasmissione e i piani di massa si vanno ad inserire gli switch ovvero i modelli di VO_2 al disotto della metallizzazione. Per tale simulazione vengono testate due diverse configurazioni: una in cui gli switch vengono posti proprio sulla linea di trasmissione ruotata, risultando anch'essi ruotati di 60° rispetto all'input e più vicini a quest'ultimo (che per semplicità chiameremo *configurazione 1*)

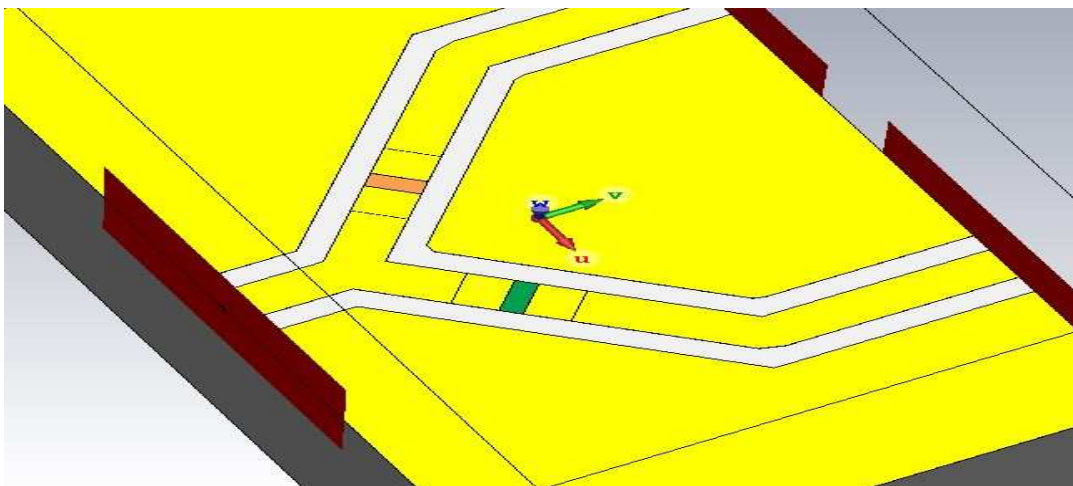


Figura 5.13 - Vista dall'alto della configurazione 1.

Ed una seconda configurazione in cui gli switch si trovano sulla parte finale rettilinea della metallizzazione, più vicini agli output di uscita e disposti in maniera parallela l'uno rispetto all'altro (che chiameremo *configurazione 2*)

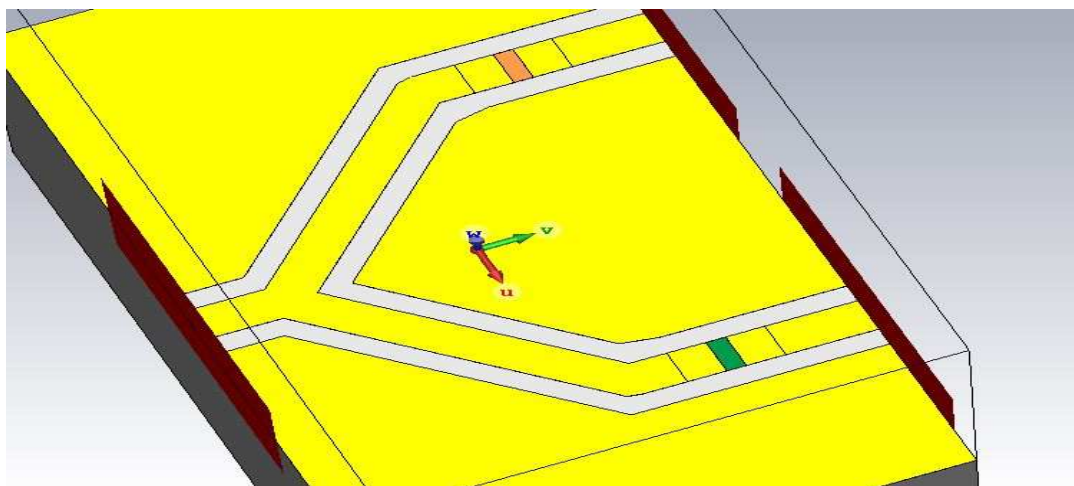


Figura 5.14 - Vista dall'alto della configurazione 2.

Poiché come già detto nei capitoli precedenti, la caratteristica principale del VO_2 è il MIT ovvero il passaggio dallo stato metallico a quello isolante o viceversa a seconda degli stimoli ricevuti, andiamo a sfruttare questa particolarità per riprodurre una situazione in cui uno switch si trova allo stato di metallo e quindi allo stato ON (acceso) e l'altro switch si trova allo stato di isolante ovvero allo stato OFF (spento).

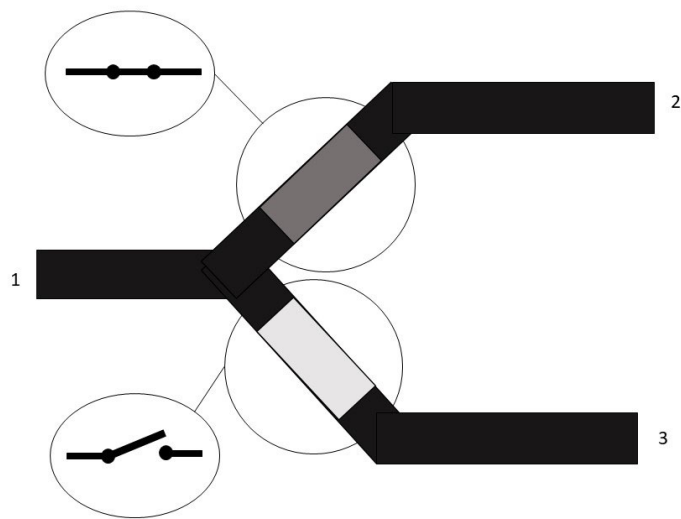


Figura 5.15 - Schema generale della situazione creata per il routing.

Assicurandoci di mantenere l'adattamento in ingresso e uscita e quindi impostando il solver in maniera tale da avere un'impedenza caratteristica di 50Ω possiamo osservare i risultati sui parametri di Scattering (o parametri S) che, per la *configurazione 1* sono:

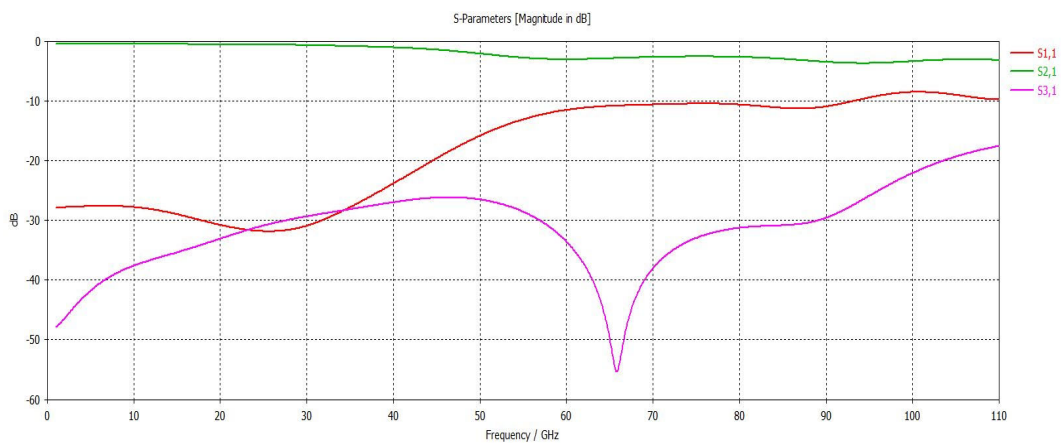


Figura 5.16 - Parametri S_{21} (verde), S_{31} (magenta) e S_{11} (rosso) corrispondenti alla configurazione 1.

Mentre per la *configurazione 2* osserviamo:

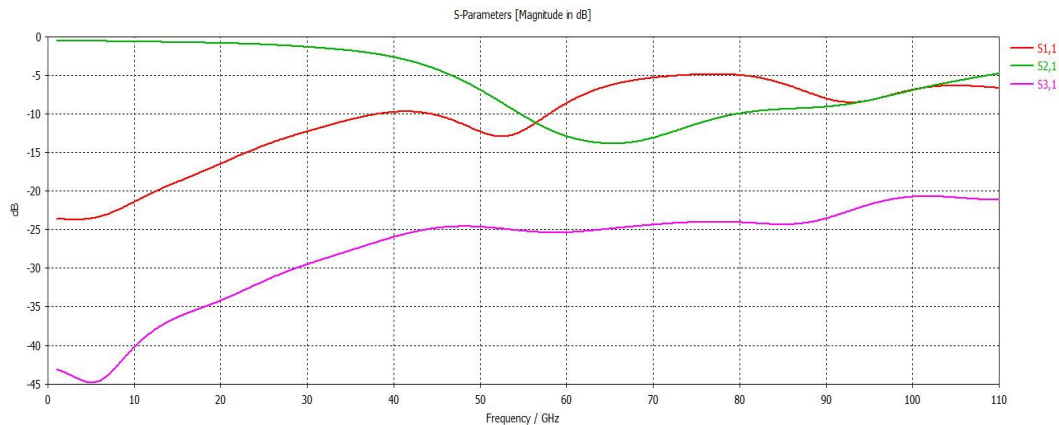


Figura 5.17 - Parametri S_{21} (verde), S_{31} (magenta) e S_{11} (rosso) corrispondenti alla configurazione 2.

Osservando il coefficiente di riflessione S_{11} , vediamo come nel primo caso (*configurazione 1*), il comportamento del dispositivo ha un minimo attorno a 25 GHz per poi salire con l'aumento della frequenza. Se definiamo la larghezza di banda come l'intervallo di frequenze per la quale il coefficiente di riflessione si mantiene al di sotto di -6 dB, possiamo considerare tutta la banda di 110 GHz come larghezza di banda con -32 dB punto di estremo inferiore.

Nella configurazione 2, il *return loss* S_{11} , risulta spostato verso l'alto rispetto al precedente, la larghezza di banda non copre tutto il range di frequenze utilizzato con un picco minimo di -13 dB attorno a 50 GHz.

I coefficienti di trasmissione si comportano di conseguenza rispetto al parametro S_{11} e quindi la trasmissione sarà maggiore laddove il *return loss* è basso e viceversa.

Capitolo 6

Conclusioni e Sviluppi Futuri

In questa tesi è stata analizzata e modellata la dinamica di uno switch RF utilizzando risorse di calcolo elevate, ma che permettono una facile modellazione, tramite software di simulazione a microonde per strutture 3D (*Computer Simulation Technology* o *CST*).

I passaggi seguiti permettono di capire il comportamento dinamico della struttura nelle diverse configurazioni di progettazione ponendo come obiettivo l'ottimizzazione dei coefficienti di trasmissione e riflessione (S_{21} e S_{11} rispettivamente) senza alterare in modo significativo l'impedenza caratteristica del dispositivo stesso (50Ω).

Mediante il software CST è stato possibile ottimizzare la struttura a livello teorico utilizzando forme d'onda di tensione ad hoc da applicare allo switch, tenendo bassi i tempi di switching stessi (nell'ordine del nanosecondo).

Durante la lettura della tesi viene mostrato come le diverse configurazioni del biossido di vanadio, sia per quanto riguarda l'orientamento fisico, sia per le sue caratteristiche intrinseche, accoppiate ai diversi materiali caratterizza lo switch con un degrado più lento del parametro S_{11} ed il coefficiente di trasmissione, che si comporta di conseguenza, risulterà maggiore laddove S_{11} presenta un minor degrado.

Lo switch simulato mostra che a temperatura ambiente e cioè quando il VO_2 si trova allo stato di isolante, l'isolamento è maggiore, invece le perdite di inserzione risultano inferiori a 6 dB a temperature superiori (stato di metallo).

La serpentina di platino (Pt), utilizzata nelle precedenti simulazioni, funge da sorgente di riscaldamento per poter controllare l'interruttore con la finalità di evitare l'utilizzo di una fonte di riscaldamento esterna, ricordando che il VO_2 viene influenzato anche dal wafer in zaffiro (oltre che dal processo di deposizione).

Questa tesi si pone dunque come punto di partenza per approfondire il comportamento del VO_2 per piani futuri che includono lo studio di quest'ultimo in applicazioni di antenne riconfigurabili e *phase shifters*.

Lista delle figure

Figura 2.1	Regioni di campo dell'antenna.....	22
Figura 2.2	Schema generale di una rete N porte.....	24
Figura 2.3	Significato fisico dei parametri S.....	25
Figura 2.4	Solido di rotazione e diagrammi di radiazioni. corrispondenti nei due Piani descritti.....	25
Figura 2.5	Patch antenna vista dall'alto (sinistra) e sezione di patch antenna. con andamento del campo sotto la patch (destra).....	28
Figura 2.6	Moltiplicazione dei diagrammi di radiazione [22]	29
Figura 2.7	Schema generale di un'antenna planare.....	31
Figura 3.1	geometria di un'antenna patch riconfigurabile.....	33
Figura 3.2	Configurazione di alimentazione dell'antenna riconfigurabile. con la metodologia della rete di adattamento.....	34
Figura 3.3	Esempio di uno switch RF [24]	37
Figura 3.4	Schema generale di un diodo PIN e sezione.....	38
Figura 3.5	Esempio di un transistor ad effetto campo.....	39
Figura 3.6	Andamento della corrente di drain I_D in funzione della tensione V_{DS}	39
Figura 3.7	Illustrazione schematica dei componenti MEMS.....	42
Figura 3.8	Struttura interna MEM (sinistra), Circuito equivalente (destra) [26]	42
Figura 4.1	Gap del VO_2 nella fase monoclinica e rutilo rispettivamente [16]	47

Figura 4.2	Ciclo di isteresi del VO_2	47
Figura 4.3	Circuito elettrico equivalente di uno switch ad alta frequenza.....	49
Figura 4.4	Operazioni generali di uno switch basato su VO_2 e il relativo circuito equivalente allo stato OFF.....	50
Figura 4.5	Operazioni generali di uno switch basato su VO_2 e il relativo circuito equivalente allo stato ON.....	51
Figura 4.6	Operazione di attivazione termica dello switch basato su VO_2 allo stato OFF (a) e allo stato ON (b).....	51
Figura 4.7	Resistività del modello di VO_2 in funzione della temperatura [7] ...	52
Figura 4.8	Attivazione elettrica dello switch basato su VO_2 nello stato OFF(a) e nello stato ON(b).....	53
Figura 4.9	Switch a microonde basato su VO_2 e diagramma equivalente in serie(a) e in parallelo(b).....	55
Figura 4.10	Parametri S, transmission (S_{21}) e reflection (S_{11}) a 25 °C e 130 °C di una configurazione in serie [7]	56
Figura 4.11	Azionamento elettrico di uno switch a microonde che comprende il campione di VO_2 in una configurazione serie.....	57
Figura 4.12	Coefficiente di trasmissione (S_{21}) per $V_{ap} = 0 V$ e $V_{ap} = 20 V$ per uno swtich in configurazione seriale [7]	57
Figura 4.13	Coefficiente di trasmissione (S_{21}) e riflessione (S_{11}) a 25 °C e 130 °C in uno switch con configurazione parallelo [7]	58
Figura 5.1	Struttura base di una guida d'onda coplanare [32]	60
Figura 5.2	Campo elettromagnetico di un modo quasi-TEM pari in una guida d'onda coplanare [32]	61

Figura 5.3	Andamento dell'impedenza in una CPW in funzione del rapporto W/S (o a/b).....	62
Figura 5.4	configurazione serie e parallelo del commutatore RF a base di VO_2	65
Figura 5.5	Modello della guida complanare nel software CST studio.....	68
Figura 5.6	Parametri S_{21} (sopra) e S_{11} (sotto) per la CPW con $W = 48 \mu m$ e $S = 25 \mu m$	69
Figura 5.7	Parametri S_{21} e S_{11} con $W = 48 \mu m$ e $S = 25 \mu m$ ma differenti lunghezze del substrato ($L = 2830 \mu m$ verde, $L = 580 \mu m$ rosso)	70
Figura 5.8	Schema del commutatore a base di VO_2 (arancione).....	73
Figure 5.9	Parametri S_{21} (verde) e S_{11} (rosso) dello switch a base di VO_2 nello stato di isolante e di metallo rispettivamente.....	74
Figura 5.10	Parametri S_{21} (sopra) e S_{11} (sotto) dello switch a base di VO_2 con differenti spessori di BCB.....	76
Figura 5.11	Schema generale per la creazione di un gap(g).....	76
Figura 5.12	Schema Circuitale relativo al gap sulla metallizzazione [34]	77
Figura 5.13	Vista dall'alto della configurazione 1.....	79
Figura 5.14	Vista dall'alto della configurazione 2.....	80
Figura 5.15	Schema generale della situazione creata per il Routing.....	81
Figura 5.16	Parametri S_{21} (verde), S_{31} (magenta) e S_{11} (rosso) corrispondenti alla configurazione 1.....	81
Figura 5.17	Parametri S_{21} (verde), S_{31} (magenta) e S_{11} (rosso) corrispondenti alla configurazione 2.....	82

Lista delle tabelle

Tabella 1	Confronto tra switches MEMS e switches basati sulla tecnologia VO_2 [7]	58
Tabella 2	Dimensioni geometriche della guida complanare in funzione dello spessore della metallizzazione per una frequenza di lavoro di 110 GHz.....	64

Bibliografia

- [1] Frank Ellinger, *Radio Frequency Integrated Circuits and Technologies*, p. 459-460, Frank Ellinger, 21 marzo 2007.
- [2] Wenchao Tian, Ping Li * and LinXiao Yuan, “*Research and Analysis of MEMS Switches in Different Frequency Bands*”, Published: 15 April 2018.
- [3] Renato Orta, *Teoria delle linee di trasmissione*, p. 5, Marzo 1999.
- [4] E. Salerno , *Appunti di microonde*, p. 34 linee complanari, 08 giugno 2010 Pisa.
- [5] Philipp Summer, *Characterization of superconducting coplanar waveguide resonators at millikelvin temperatures*, Novembre 2014 Monaco.
- [6] Keith Benson, *Phased Array Beamforming ICs Simplify Antenna Design, Analog devices*, gennaio 2019.
- [7] G. Julien, *Etude, conception et fabrication des dispositifs micro-ondes à des matériaux intelligents type VO₂* , Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, 2010.
- [8] Oumy Tandia, *modélisation et simulation de commutateurs RF à base de dioxyde de Vanadium*, TE-OX 10 Luglio 2017.
- [9] R. Doerner, A. Rumiantsev, *Verification of the Wafer-Level LRM+ Calibration Technique for G_aA_s Application up to 110 GHz*, 65th ARFTG Conference Digest, Primavera 2005.
- [10] Fabio Spinello, *Sviluppo di modelli CST(Computer Simulation Technology) per l'analisi dei campi elettromagnetici*, Tesi di laurea in ingegneria elettronica, Università degli studi di Padova 2010.
- [11] O. Ndiaye-Tandia, *Caractérisation électromagnétique de nouveaux matériaux pour des applications industrielles aux fréquences micro-onde*, Tesi université de Lille 1, Dicembre 2014.
- [12] Iulian Rosu, *Microstrip, Stripline and CPW Design*, YO3DAC / VA3IUL, in: <https://www.qsl.net/va3iul/> .
- [13] He Xiangyang, Lei Zhenya, Wang Qing, *Transmission Characteristics of Via Holes in High-Speed PCB*, School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an Shaanxi, Cina.

- [14] Wikipedia, *Antenna a dipolo*, disponibile in https://it.wikipedia.org/wiki/Antenna_a_dipolo.
- [15] Vitale, *VO₂ MIT for reconfigurable RF functions*, 2015.
- [16] Carmelinda Aprile, *Proprietà e applicazioni del Biossido di Vanadio*, *Tesi di laurea in ingegneria elettronica*, Università degli studi di Palermo 2013.
- [17] Stefan Kokorovi, *Design of Programmable Phase Shifters and Attenuators in 130nm CMOS Technology*, *Tesi di laurea magistrale in ingegneria elettronica*, Università di Padova Marzo 2015.
- [18] KuanChang Pan, Student Member, IEEE, Weisong Wang, Member, IEEE, Eunsung Shin, Kelvin Freeman, and Guru Subramanyam, Senior Member, IEEE, *Vanadium Oxide Thin Film Variable Resistor Based RF switches*, Settembre 2015 University of Dayton.
- [19] Bersan Riccardo, *Sviluppo di un sistema d'antenna a doppia banda con diagramma di radiazione riconfigurabile*, Università degli studi di Padova dicembre 2013.
- [20] IEEE, *Standard Definitions of terms for Antennas*, in IEEE std 145-1993, pag. 1-32.
- [21] M. Midrio, *Campi elettrici*, S.G.E. 2003, pag. 3-11.
- [22] Vittorio degli espositi, *Antenne a schiera(array)*, Università degli studi di Bologna, pag. 20.
- [23] Sudhina H. K, Ravi M. Yadahalli, N. M. Shetti, *Bandwidth Control Using Reconfigurable Antenna Elements*, World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electronics and Communication Engineering Vol:7, No:12, 2013
- [24] Bill Schweber, *Commutatori RF a semiconduttore: componenti di circuito di piccole dimensioni ma alle alte prestazioni*, *Electronic Products* 2015-01-08, in <https://www.digikey.it/it/articles/techzone/2015/jan/semiconductor-rf-switches-small-but-high-performing-circuit-components>
- [25] PRIME Faraday Partnership, *An Introduction to MEMS*, Wolfson School of Mechanical and Manufacturing Engineering Loughborough University, Loughborough, Leics LE11 3TU, 2002, disponibile in: <http://www.primetechnologywatch.org.uk/>
- [26] Omron Electronic Components, *RF MEMS Switching: What You Need to Know*, Schaumburg (Illinois) 2013.

- [27] Ville Hevosmaa, *Measurements for calibrating phased array transceivers*, University of Oulu Aprile 2017.
- [28] Keith Benson, *Phased Array Beamforming ICs Simplify Antenna Design*, Analog devices, gennaio 2019.
- [29] Kai Liu 1 , Sangwook Lee 2 , Shan Yang 3 , Olivier Delaire 3 , Junqiao Wu 4, *Recent progresses on physics and applications of vanadium dioxide*, Materials Today Volume 21, numero 8,October 2018.
- [30] J. Hubbard, *Electron Correlations in Narrow Energy Bands. III. An Improved Solution*, Proc. R. Soc. London, Ser. A, 281 (1964) 401-419.
- [31] MohammadMoein Seyfour and Russell Binions, *Sol-Gel Approaches to Thermochromic Thin Films for Smart Glazing Application*, School of Engineering and Materials Science, Queen Mary University of London, Mile End Road, London E1 4NS, United Kingdom and Materials Research Institute, Queen Mary University of London, Mile End Road, London E1 4NS, United Kingdom.
- [32] Ernesto Limiti, Aracne editrice s.r.l., *Elettronica delle microonde*, p. 67-71, Roma Febbraio 2007.
- [33] Nima Ghalichechian, *Electrical Characterization of Benzocyclobutene Polymers for Electric Micromachines*, The Ohio State University, Ottobre 2004, disponibile in IEEE Transactions on Device and Materials Reliability.
- [34] Nihad I. Dib and Linda P.B. Katehi, *Theoretical chracterization of coplanar waveguide transmission lines and discontinuities*, Novembre 1992.
- [35] Gerald Naujoks, Robert Green, Dalla Rivista Elettronica Oggi, *Criteri guida per una corretta configurazione dei sistemi di commutazione Rf/microonde*, 22 dicembre 2010, disponibile in: http://elettronica-plus.it/criteri-guida-per-una-corretta-configurazione-dei-sistemi-di-commutazione-rfmicroonde_26223/

!

!