

## Indice dei contenuti

<b>Elenco delle figure.....</b>	<b>iii</b>
<b>Elenco delle tabelle.....</b>	<b>v</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>vi</b>
<b>Introduzione.....</b>	<b>1</b>
<b>Capitolo 1 Introduzione alle rectenne.....</b>	<b>3</b>
1.1 Introduzione.....	3
1.2 Antenne planari.....	6
1.2.1 Progetto di una antenna “patch” a 2.4 Ghz.....	10
1.3 Il diodo.....	14
<b>Capitolo 2 Il circuito rettificatore “Voltage Doubler”.....</b>	<b>17</b>
2.1 Detector circuit.....	17
2.1.1 Funzionamento.....	19
2.2 Voltage Doubler.....	19
2.2.1 Funzionamento.....	21
2.3 I due circuiti a confronto.....	22
<b>Capitolo 3 Scelta degli elementi per il circuito rettificatore.....</b>	<b>28</b>
3.1 Calcolo della tensione di ingresso.....	28
3.2 Il diodo.....	30
3.2.1 Individuazione della famiglia di diodi adeguata.....	31
3.2.2 Confronto teorico.....	32
3.2.3 Confronto empirico.....	35
3.2.4 Un diodo della famiglia HSMS-285x.....	37

<b>Capitolo 4 Simulazioni sul circuito.....</b>	<b>40</b>
4.1 Modello a parametri concentrati.....	41
4.1.1 Risultati.....	42
4.2 Modello con layout non adattato.....	45
4.2.1 Risultati.....	45
4.3 Modello con layout adattato.....	47
4.3.1 La rete di adattamento.....	48
4.3.2 Risultati.....	49
4.4 Risultati a confronto.....	51
4.5 Aumento della tensione d'ingresso.....	53
4.5.1 Risultati.....	53
4.5.2 Risultati dopo alcune variazioni sul circuito.....	55
4.6 Variazione dell'impedenza d'ingresso.....	56
4.6.1 Risultati.....	56
<b>Capitolo 5 Conclusioni.....</b>	<b>60</b>
<b>Bibliografia.....</b>	<b>61</b>

## Elenco delle figure

- 1.1 Schema base di una rectenna
  - 1.2 Un esempio di patch rettangolare
  - 1.3 Campo intrappolato tra il patch ed il substrato
  - 1.4 Diagramma di radiazione di una patch
  - 1.5 Alimentazione a microstriscia
  - 1.6 Alimentazione tramite cavo coassiale
  - 1.7 Alimentazione con accoppiamento tramite fenditura
  - 1.8 Alimentazione con accoppiamento elettrico
  - 1.9 Parametri di una patch
  - 1.10 Andamento del coefficiente di riflessione ottenuto
  - 1.11 Parte reale e parte immaginaria dell'impedenza d'ingresso della patch
  - 1.12 Schema equivalente di un diodo
  - 1.13 Circuito equivalente di un diodo con il proprio package
- 
- 2.1 Modello equivalente di un diodo Schottky
  - 2.2 Schema base di un detector circuit
  - 2.3 Schema base di un voltage doubler
  - 2.4 Effetto del clamper su un'onda sinusoidale
  - 2.5 Schema circuitale del detector circuit utilizzato in simulazione
  - 2.6 Schema circuitale del voltage doubler utilizzato in simulazione
  - 2.7 Tensione d'uscita del detector circuit
  - 2.8 Tensione d'uscita del voltage doubler
  - 2.9 Tensione rettificata del detector circuit con 2 mV in ingresso

- 2.10 Tensione rettificata del voltage doubler con 2 mV in ingresso
  
- 3.1 Package SOT-323
- 3.2 Confronto sul piano teorico tra i diodi HSMS-2820 e HSMS-2850
- 3.3 Schema del circuito utilizzato per il confronto delle prestazioni dei diodi
- 3.4 Confronto delle prestazioni tra le famiglie di diodi HSM282x e HSM285x
- 3.5: Diodi HSMS-2850 e HSMS2852 a confronto
  
- 4.1 Schema del circuito voltage doubler utilizzato nelle simulazioni
- 4.2 Rappresentazione del ripple
- 4.3 Tensione di uscita del modello a parametri concentrati
- 4.4 Grafico utilizzato per calcolare il ripple nel modello a parametri concentrati
- 4.5 Andamento di tensione e corrente alla porta di ingresso del circuito a parametri concentrati
- 4.6 Tensione d'uscita del modello con layout non adattato
- 4.7 Grafico utilizzato per calcolare il ripple nel modello con layout non adattato
- 4.8 Andamento di tensione e corrente alla porta di ingresso del modello con layout non adattato
- 4.9 Schema del circuito voltage doubler adattato
- 4.10 Tensione d'uscita del modello con layout adattato.
- 4.11 Grafico utilizzato per calcolare il ripple nel modello con layout adattato.
- 4.12 Andamento di tensione e corrente alla porta di ingresso del modello con layout adattato
- 4.13 Andamento della tensione d'uscita quando si hanno 60 mv all'ingresso
- 4.14 Andamento della tensione d'uscita quando si hanno 60 mv all'ingresso e con le capacità ridotte
- 4.15 Voltage doubler adattato con impedenza d'ingresso di 300 Ohm
- 4.16 Tensione d'uscita del voltage doubler con impedenza d'ingresso da 300 Ohm

## **Elenco delle tabelle**

- 1.1 Confronto tra i parametri stimati e quelli utilizzati per l'antenna
  
- 3.1 Parametri dei diodi HSMS-2820 e HSMS-2850
- 3.2 Riassunto dei parametri del diodo HSMS-2852
  
- 4.1 Dimensione degli elementi della rete di adattamento
- 4.2 Dimensione degli elementi della nuova rete di adattamento

# **Progetto di una rectenna a 2.4 GHz per la trasduzione di energia**

## **Abstract**

Dopo una breve introduzione sulle rectenne, verranno presentati due diversi circuiti rettificatori da utilizzare per il progetto di una rectenna. Una volta scelto il circuito verranno selezionati i componenti per realizzarlo, e la tensione d'ingresso per effettuare le simulazioni sul circuito. Infine, completato il circuito rettificatore, verranno presentati e commentati i risultati delle simulazioni svolte.

## Introduzione

La crescente varietà di dispositivi elettronici wireless è stata resa possibile grazie allo sviluppo graduale di circuiti integrati sempre più piccoli e dai consumi energetici minori. Spesso dunque le dimensioni di tali dispositivi sono particolarmente ridotte, il che porta al problema del modo con cui alimentarli.

Sebbene lo sviluppo tecnologico delle batterie si sia indirizzato verso la riduzione delle dimensioni e l'aumento della durata, la scelta di utilizzare una batteria non è sempre la migliore possibile per alimentare tali dispositivi portatili. Ad esempio in alcuni casi la sostituzione potrebbe essere difficoltosa o addirittura impossibile ed in tal caso il tempo di vita del dispositivo sarebbe determinato esclusivamente dalla durata della batteria. Inoltre, la grandezza dello strumento sarebbe fortemente influenzata dalle dimensioni della batteria stessa.

In questo contesto si inseriscono le rectenne. Il termine “rectenna” deriva dalla contrazione delle parole “rectifying” ed “antenna”, e vuole indicare una particolare antenna che sfrutta un diodo Schottky per convertire la potenza incidente alle radio frequenze in potenza continua. Vengono utilizzati diodi Schottky in quanto presentano la minor tensione di soglia tra i diodi in commercio e quindi sono quelli che disperdono meno potenza.

Tipicamente una rectenna è costituita da un'antenna ed il circuito atto alla rettificazione, a sua volta composto dal diodo (o dai diodi), un piccolo circuito per l'adattamento d'impedenza, una capacità ed una resistenza di carico. Le prestazioni possono variare di molto, a seconda del modello; si possono trovare infatti rectenne che presentano un'efficienza di conversione del 30% fino a quelle più performanti che giungono anche all'80% [1]. Tali variazioni - anche molto evidenti - delle prestazioni dipendono da svariati fattori, quali: il tipo di antenna utilizzato, la frequenza di lavoro e la configurazione del circuito rettificatore.

Il lavoro svolto in questa tesi può essere suddiviso in due fasi. La prima consiste nel

progettare un circuito rettificatore in cui si considera che la sorgente non è altro che l'antenna (alla quale dovrebbe venire in seguito collegato il circuito stesso) con la propria impedenza d'ingresso. Nella seconda fase, si è cercato di individuare quale potesse essere il diodo più adatto da inserire nel circuito rettificatore. Nel fare ciò sono stati confrontati i datasheet di alcuni modelli di diodi e successivamente è stato studiato il comportamento della curva di tensione in uscita in funzione della potenza incidente sul diodo stesso. Il tutto alla frequenza di lavoro di 2.4 Ghz.

Una volta progettato il circuito ed inserito il diodo, è iniziata un'ultima fase in cui sono state svolte alcune simulazioni sul circuito così ottenuto. In particolare sono state analizzate le differenze di comportamento di tale circuito in tre differenti ambiti:

- un primo studio è stato eseguito sul modello a parametri concentrati e senza adattare carico e impedenza d'ingresso;
- lo stesso circuito – ancora non adattato - posto su un substrato in FR-4, privo di perdite;
- come al punto precedente ma con l'aggiunta di un circuito per l'adattamento del carico.

Tale studio, è stato effettuato considerando un'impedenza d'ingresso di 50 Ohm, che potrebbe rappresentare l'impedenza d'ingresso, ad esempio, di un'antenna patch. Successivamente, tale valore è stato aumentato a 300 Ohm (per, ad esempio, una bow-tie). Con questo passaggio si è voluto sperimentare se, con un'impedenza d'ingresso superiore, il circuito -adattato alla nuova impedenza- presentasse in uscita una tensione maggiore.

In questo modo, conoscendo l'impedenza caratteristica dell'antenna che si vorrebbe collegare al circuito, è possibile verificare se le prestazioni del circuito siano superiori o meno.

## Capitolo 1

### Introduzione alle rectenne

Come detto, le rectenne sono dispositivi utilizzati nell'ambito dell'elettronica e delle telecomunicazioni per convertire la potenza wireless ricevuta in potenza in continua. Per il progettista, la vera “sfida” consiste nel riuscire a massimizzare l'efficienza di conversione della potenza, e allo stesso tempo minimizzare le dimensioni fisiche dell'antenna. E' opportuno ricordare, che oltre al circuito rettificatore e all'antenna, chi progetta una rectenna deve fare anche in modo che questi due elementi risultino adattati, il che è ottenuto attraverso la realizzazione di un'apposita rete di adattamento. Solitamente, questi dispositivi vengono adoperati per applicazioni con livelli di potenza in ingresso ridotti. Il principale punto debole delle rectenne risiede nell'efficienza di conversione, soprattutto per segnali d'ingresso “deboli” (0 dBm). Infatti, la massima efficienza di conversione raggiunta da una rectenna realizzata su un substrato tradizionale in FR-4 (lo stesso che è stato utilizzato nella parte simulativa di questa tesi) è del 52% alla frequenza di 2.45 Ghz e con un livello di potenza d'ingresso di 0 dBm [10].

#### 1.1 Introduzione

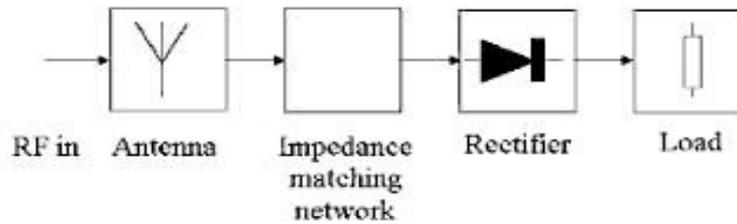
Nel contesto inerente la miniaturizzazione di sensori autonomi, la trasmissione wireless di informazioni e dati e la gestione della potenza sono due delle principali caratteristiche che possono determinare il successo o il fallimento di un progetto.

Ponendosi l'obiettivo di ridurre la manutenzione da svolgere su tali sensori, l'impiego di tecnologia wireless sia per la trasmissione di potenza, sia per la trasmissione dati, rappresenta un'interessante prospettiva. La ricezione della potenza trasportata dalle microonde può essere migliorata, sfruttando, ad esempio, antenne ad apertura ad elevato guadagno (e quindi con aperture molto grandi rispetto alla lunghezza d'onda di lavoro).

La storia del trasporto di potenza mediante onde radio ha avuto inizio nel 1880 con gli esperimenti di Heinrich Hertz [10], che voleva dimostrare le teorie sull'elettromagnetismo di Maxwell. La storia moderna della trasmissione di potenza attraverso uno spazio libero viene invece fatta coincidere con la fine degli anni '50, con la nascita del concetto di satellite ad energia solare e l'introduzione delle prime applicazioni aeree alimentate a microonde.

Dopo un periodo, compreso tra il 1980 ed il 1990, in cui c'è stata una scarsa attività di ricerca in questo settore, il campo della trasmissione di potenza attraverso lo spazio libero ha suscitato un rinnovato interesse. Le prime nuove ricerche hanno riguardato i campi RFID (Radio Frequency Identification) alle brevi distanze (i.e. distanze inferiori ai due metri), e applicazioni ISM (Industrial, Scientific and Medical), focalizzando gli studi principalmente sulle bande di frequenze intorno a 0.9 Ghz, 2.4 Ghz e 5.8 Ghz.

Soprattutto agli inizi degli anni '90, molti studi sulle rectenne furono focalizzati sul comportamento alle frequenze al di sotto dei 3 GHz. Segnali al di sotto di tale frequenza infatti, non vengono eccessivamente attenuati dall'atmosfera terrestre [15]. Pertanto, queste frequenze risultano particolarmente adatte per svariati tipi di applicazioni inerenti la trasmissione di potenza, sia terra – terra, sia terra – spazio, sia infine spazio – terra. Contemporaneamente altri studi vennero svolti utilizzando frequenze maggiori (tra i 10GHz e i 35 GHz) per applicazioni che prevedevano la trasmissione di potenza spazio – spazio. Soprattutto alle alte frequenze, le lunghezze d'onda sono sufficientemente piccole da consentire la realizzazione e l'utilizzo di dispositivi wireless dalle dimensioni ridotte. La fornitura di potenza per questi elementi potrebbe essere proprio una piccola antenna fornita di un circuito rettificatore. Come si è già avuto modo di anticipare, la combinazione di un *rectifier* ed un'*antenna* è noto con il nome di *rectenna*. Le rectenne sono dispositivi ideati per lavorare nella regione del campo lontano dell'antenna trasmittente. Per questo motivo, si può affermare che



**Figura 1.1:** Schema base di una rectenna

sono sostanzialmente differenti dai quei mezzi atti alla raccolta di potenza che sfruttano bobine induttivamente accoppiate e che devono esser poste molto vicine tra loro. In figura 1.1 viene rappresentato lo schema tradizionale di una rectenna. Per massimizzare il trasferimento di potenza, l'impedenza caratteristica dell'antenna è adattata al rettificatore, che normalmente è costituito da uno o più diodi Schottky. Il circuito rettificatore genera una tensione che dipende principalmente dal livello di potenza in ingresso e dal carico utilizzato in uscita.

In parallelo con la resistenza di carico, viene, di norma, posizionata una capacità. I valori della resistenza e della capacità sono dimensionati in maniera tale da impedire il passaggio del segnale a radiofrequenza verso la porta d'uscita. Generalmente, un diodo rettifica la tensione in maniera più efficiente quando in ingresso presenta livelli di potenza maggiori. In [10] viene affermato che per livelli di potenza di 20 dBm, sono state progettate rectenne che raggiungono un'efficienza di conversione di oltre l'80%. Ogni qualvolta per un particolare dispositivo non fosse disponibile l'impiego di una batteria o in mancanza di un punto di connessione per inserire un alimentatore esterno, se la distanza lo consente, l'utilizzo di una rectenna si presenta come soluzione preferita. Tuttavia, volendo utilizzare delle rectenne per alimentare applicazioni wi-fi alle frequenze ISM e a distanze maggiori, è necessario apportare tre principali modifiche. Per prima cosa bisogna aumentare l'efficienza di conversione di potenza anche per bassi livelli di potenza in ingresso. In secondo luogo, si devono ridurre al minimo le dimensioni della batteria wireless. Infine, è necessario riuscire ad integrare le operazioni di antenna e di rectenna nello stesso dispositivo. Infatti, usando la stessa struttura, si devono poter trasmettere, su un canale wi-fi, contemporaneamente potenza e dati. Senza entrare nello specifico, per ottenere ciò, è necessario intervenire sia sul layout dell'antenna, sia sul circuito rettificatore.

## 1.2 Antenne planari

Una possibile antenna planare sfruttabile per realizzare una rectenna è l'antenna “patch”. Tali antenne sono realizzate mediante un “patch” di conduttore – solitamente rettangolare o circolare- stampato su un substrato dielettrico, che lo separa dal piano di massa. Lo spessore del substrato deve essere piccolo rispetto alla lunghezza d'onda. Le patch sono antenne compatte che si integrano bene nei dispositivi elettronici, come ad esempio nei telefoni cellulari. I principali vantaggi portati da questo tipo di antenna consistono nella facilità di progettazione e fabbricazione e di adattamento a diverse specifiche di progettazione. Modificando, infatti, la geometria della patch, è possibile variare la frequenza di lavoro, la polarizzazione, il diagramma di radiazione e l'impedenza caratteristica. D'altra parte, gli svantaggi sono la scarsa larghezza di banda e la bassa efficienza, causata principalmente dalle perdite del dielettrico e dalla formazione di alcune onde superficiali.

La banda può essere ampliata aumentando lo spessore del substrato. Tuttavia, questa soluzione può portare ad una riduzione dell'efficienza a causa dell'innesco di nuove onde superficiali. Per ottimizzare sia la larghezza di banda che l'efficienza, è opportuno utilizzare substrati relativamente spessi con bassi valori di permittività.

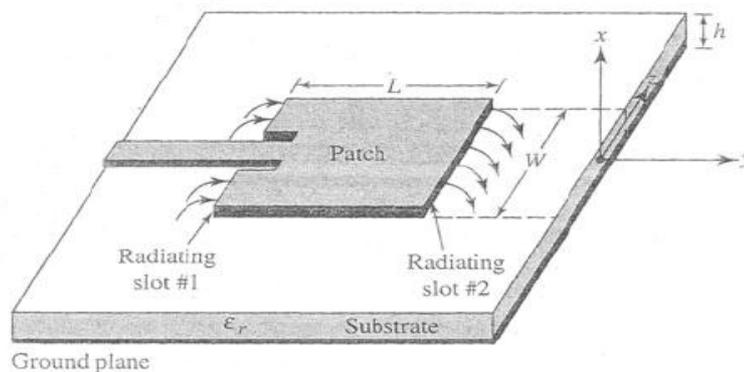
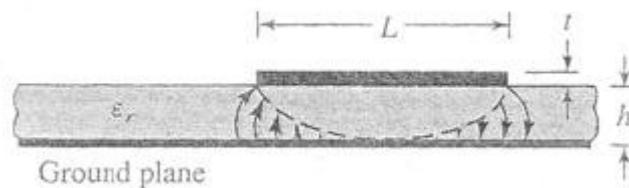


Figura 1.2: Un esempio di patch rettangolare

### Principio di funzionamento

Il patch metallico si comporta da risonatore planare. In pratica, tra il piano di massa ed

il patch è presente un campo elettromagnetico “intrappolato” tra questi due estremi. Così, in corrispondenza dei bordi del patch è come se fossero localizzate delle fenditure, che si comportano in maniera analoga ad un'apertura. Il campo irradiato dipende dalle caratteristiche del campo elettromagnetico “intrappolato”, che è comunque regolabile con opportune tecniche di alimentazione.



**Figura 1.3: Campo intrappolato tra il patch ed il substrato**

La riflessione delle onde all'interno del substrato dà origine ad onde superficiali che possono “inquinare” il campo irradiato. Se la permittività del dielettrico è alta, le riflessioni sono più probabili.

Inoltre, se il substrato è troppo spesso, il numero di modi che si possono propagare al suo interno sarà maggiore, e conseguentemente, sarà maggiore la probabilità di eccitare nuove onde superficiali. Per questi motivi è preferibile avere substrati a bassa permittività e sufficientemente bassi.

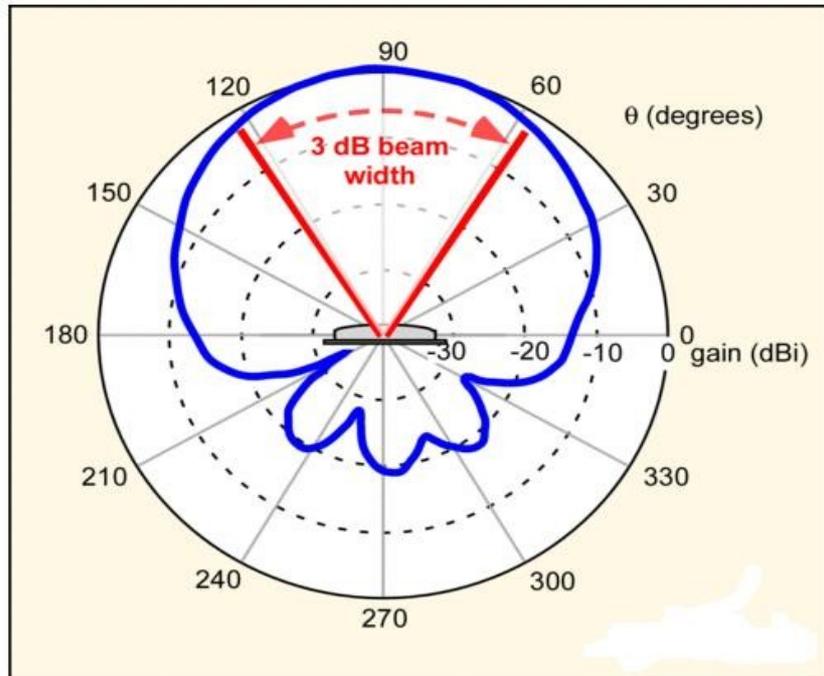
Il problema della banda stretta, invece, è motivato dal fatto che il patch è una struttura risonante (come il dipolo a mezz'onda). Per ampliare la banda, si possono “impilare” più antenne patch risonanti a frequenze leggermente diverse. Una struttura così ottenuta è denominata “stacked patch” [13].

In figura 1.4 è riportato un classico diagramma di radiazione di un'antenna patch.

### **Metodi di alimentazione**

Per alimentare un'antenna patch esistono quattro possibili tecniche, ognuna con i propri vantaggi e svantaggi.

- Alimentazione a microstriscia: consiste nell'alimentare direttamente la patch utilizzando una microstriscia che giunga fino al bordo (fig 1.5). Questa tecnica è la più semplice da realizzare. D'altra parte, presenta lo svantaggio di ridurre



**Figura 1.4: Diagramma di radiazione di una patch**

ulteriormente la banda di funzionamento dell'antenna, nonché quello di originare radiazioni spurie (derivanti dal contributo della stessa microstriscia) che possono alterare leggermente il campo irradiato.

- Alimentazione tramite cavo coassiale: si utilizza un cavo coassiale che, perforando il substrato, giunge fino al patch (fig. 1.6). Anche questa tecnica è semplice da attuare, e gli svantaggi sono gli stessi del punto precedente.
- Alimentazione con accoppiamento tramite fenditura: si utilizzano due substrati differenti, posti uno sopra l'altro e separati da un piano di massa. Essi sono collegati tra loro da una fenditura, in maniera tale che il campo intrappolato possa propagarsi da un substrato all'altro (fig 1.7). Questa tecnica è naturalmente più complessa da realizzare rispetto alle precedenti, ma presenta il vantaggio di non alterare il campo irradiato.
- Alimentazione con accoppiamento elettrico: anche in questo caso si utilizzano due substrati sovrapposti, su uno dei quali viene posto il patch, e sull'altro una microstriscia (fig 1.8). Quest'ultima soluzione, più complessa e costosa da realizzare rispetto alle precedenti, permette di aumentare la banda.

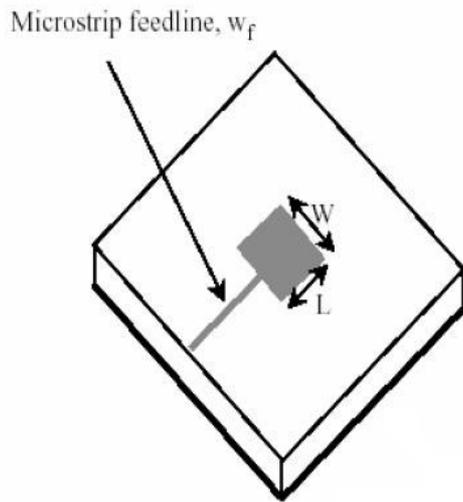


Figura 1.5: Alimentazione a microstriscia

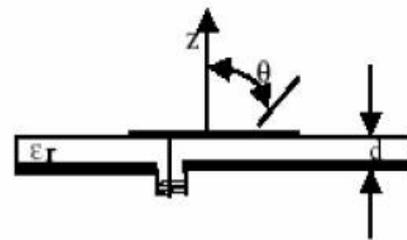
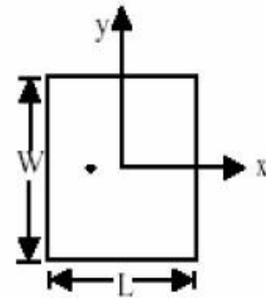


Figura 1.6: Alimentazione tramite cavo coassiale

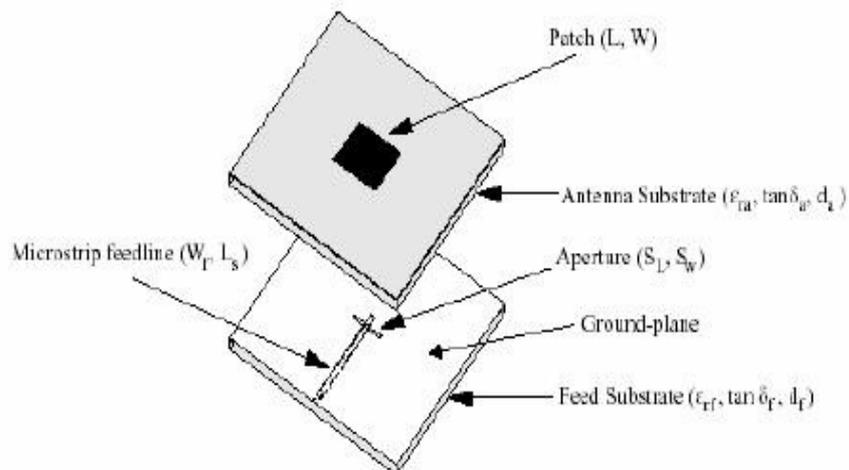


Figura 1.7: Alimentazione con accoppiamento tramite fenditura

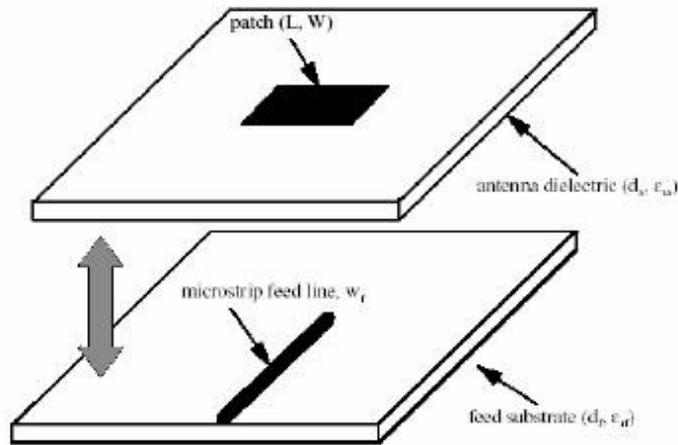


Figura 1.8: Alimentazione con accoppiamento elettrico

### 1.2.1 Progetto di una antenna “patch” a 2.4 Ghz

Volendo progettare una rectenna che sfrutti una patch come antenna, attraverso il software “CST microwave studio”, è stata dimensionata una patch che risuonasse alla frequenza di 2.4 GHz.

Per prima cosa sono stati impostati i materiali con cui realizzare il substrato ed il patch metallico. Per il primo si è scelto di utilizzare un foglio in FR-4 (costanti dielettrica e magnetica relative rispettivamente di 4.9 e 1, altezza 1.58 mm), mentre il patch metallico è stato progettato in “PEC” (conduttore elettrico perfetto).

Scelti i materiali, si passa al dimensionamento dell'antenna. Per progettare una patch risonante ad una data frequenza è sufficiente seguire alcune regole “empiriche”. Innanzitutto si calcola la larghezza del patch che massimizza l'efficienza come:

$$W = \frac{c_0}{2f} \sqrt{\frac{2}{1 + \epsilon_r}} \quad (1)$$

dove  $c_0$  è la velocità della luce nel vuoto,  $f$  la frequenza di lavoro ed  $\epsilon_r$  la costante dielettrica relativa del substrato. Sfruttando la larghezza appena calcolata ci si ricava la permittività dielettrica relativa effettiva del substrato:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{1 + \frac{12d}{W}} \quad (2)$$

dove  $d$  è lo spessore del substrato. La lunghezza del patch invece, va stimata in tre passaggi:

$$L = L_{eff} - 2 \Delta L \quad (3)$$

dove

$$L_{eff} = \frac{c_0}{2f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4)$$

e

$$\Delta L = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left( \frac{W}{d} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left( \frac{W}{d} + 0.8 \right)} \quad (5)$$

Eseguendo tali operazioni si possono dunque ricavare le dimensioni fisiche del patch metallico affinché l'antenna risuoni alla frequenza voluta. Nel caso in esame si trovano i seguenti risultati:  $w = 36.38$  cm;  $l = 27.9$  cm e  $\epsilon_{eff} = 4.53$ . In fase di simulazione tuttavia, questi valori vanno verificati. E' infatti possibile che sia necessario apportare qualche piccola modifica al fine di centrare con precisione la frequenza di lavoro.

Infine, l'ultimo parametro da stimare è la profondità degli scavi,  $y_0$ . Esso determina l'impedenza d'ingresso dell'antenna secondo la relazione:

$$Ri_{(y=y_0)} = Ri_{(y=0)} \cos^2\left(\frac{\pi y_0}{L}\right) \quad (6)$$

Nel caso in esame, per ottenere un'impedenza d'ingresso di 50 Ohm è necessario apportare uno scavo di circa 9.4 mm sul patch metallico.

In figura 1.9 qui di fianco, vengono rappresentati tutti i parametri che caratterizzano un'antenna patch.

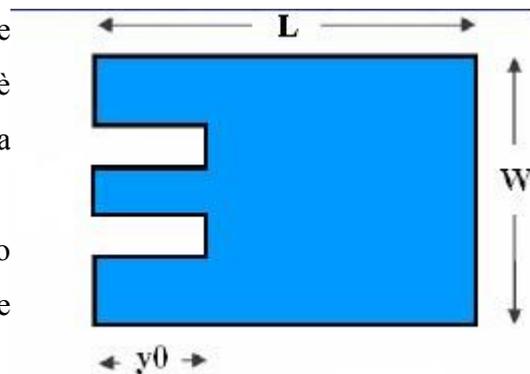


Figura 1.9: Parametri di una patch

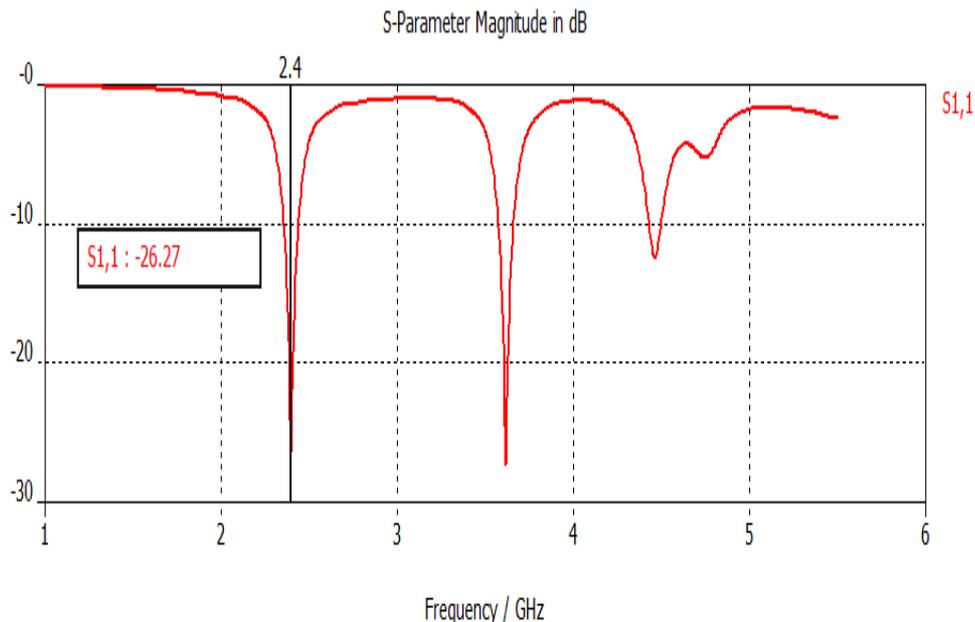
Tutti i dati raccolti sono stati così utilizzati per progettare l'antenna patch con il software “ CST microwave studio”. Come preannunciato, tali valori in simulazione, sono stati leggermente variati. In tabella 1.1 i valori utilizzati vengono confrontati con quelli stimati.

Parametro/stato	Stimato (mm)	Utilizzato (mm)
Larghezza (W)	36.38	37.65
Lunghezza (L)	27.9	27.7
Scavo ( $y_0$ )	9.4	7.8

**Tab 1.1:** confronto tra i parametri stimati e quelli utilizzati per l'antenna

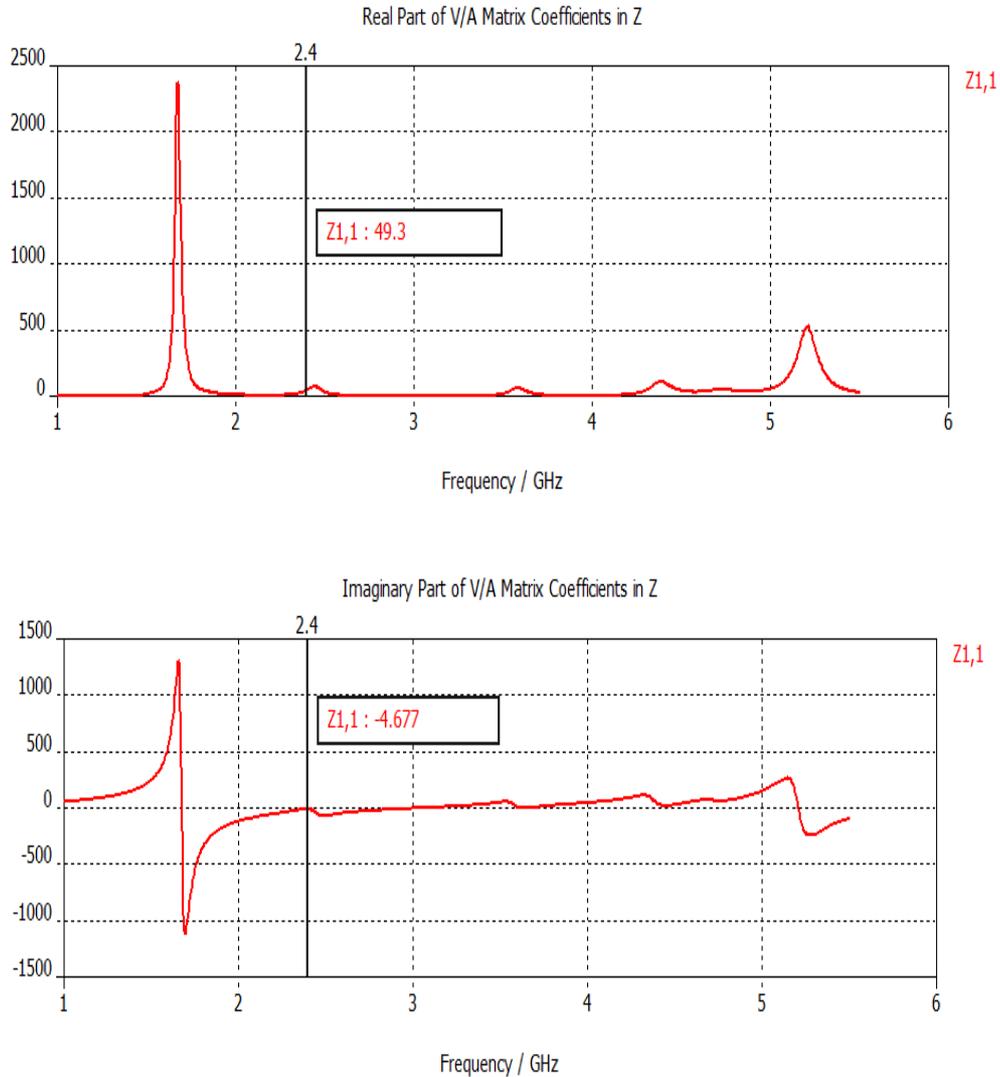
Con questi valori l'antenna simulata presenta un'impedenza d'ingresso di  $49.3 - j4.7$  Ohm, molto prossima ai 50 Ohm voluti. In figura 1.11 sono rappresentati gli andamenti delle parti reale ed immaginaria dell'impedenza della patch.

In figura 1.10 invece viene presentato l'andamento del coefficiente di riflessione.



**Figura 1.10:** Andamento del coefficiente di riflessione ottenuto

Come si può vedere in figura, a 2.4 GHz, il coefficiente di riflessione  $S_{11}$  ottenuto è di -26.27dB. La banda di funzionamento è, come previsto, stretta:  $S_{11}$  rimane al di sotto dei -10dB solo per una banda di 80 MHz.



**Figura 1.11: Parte reale e parte immaginaria dell'impedenza d'ingresso della patch**

Si è visto dunque come progettare un'antenna patch con impedenza d'ingresso da 50 Ohm e funzionante alla frequenza di 2.4 GHz. Tuttavia, in generale, quando si progetta una rectenna bisogna tenere in considerazione il fatto che all'antenna debba essere collegato successivamente il circuito rettificatore. Dopo aver svolto tale operazione, il comportamento dell'antenna può cambiare in maniera più o meno significativa. Pertanto, dopo aver progettato l'antenna ed il circuito singolarmente, il comportamento del complesso antenna più circuito andrebbe verificato.

### 1.3 Il diodo

Il componente principale del circuito rettificatore è il diodo. Se ne può utilizzare uno solo se si vuole progettare un “detector circuit” tradizionale, oppure se ne possono impiegare due realizzando un “voltage doubler”. Il diodo (o i diodi) utilizzato/i non è/sono polarizzato/i, in quanto, oltre alla potenza derivante dalle onde radio, non ce n'è altra disponibile. Inoltre, i diodi ai quali si fa riferimento, appartengono alla categoria “Schottky”, che presentano tensioni di polarizzazione diretta inferiori a tutti gli altri. Un diodo Schottky è composto da un substrato semiconduttore connesso ad un contatto metallico.

In generale, un diodo può essere schematizzato come in figura 1.10. La resistenza  $R_s$  rappresenta le perdite per conduzione nel substrato.

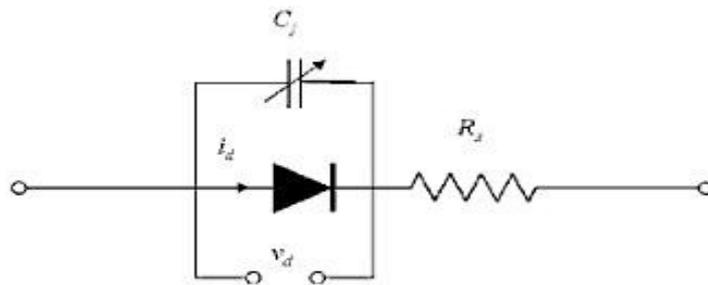


Figura 1.10: Schema equivalente di un diodo

La regione di svuotamento nel substrato forma una barriera tra i due contatti del diodo, il che origina la capacità di giunzione  $C_j$ . In particolare, il valore di  $C_j$  dipende dalla tensione applicata  $V_d$ , secondo la relazione:

$$C_j(V_d) = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - V_d/\phi}} \quad (1)$$

dove  $V_d$  è il valore della tensione che si registra ai capi del diodo,  $C_{j0}$  è la capacità di giunzione quando il diodo non è polarizzato e  $\phi$  è la barriera di potenziale del diodo. Questi ultimi due parametri menzionati sono resi noti dal costruttore e inseriti nei datasheet dei diodi.

La caratteristica tensione-corrente, non lineare, di un generico diodo è espressa da:

$$i_d = I_s \left( e^{\frac{q}{nkT} V_d} - 1 \right) \quad (2)$$

con

$i_d$  = corrente -non lineare- che attraversa il diodo;

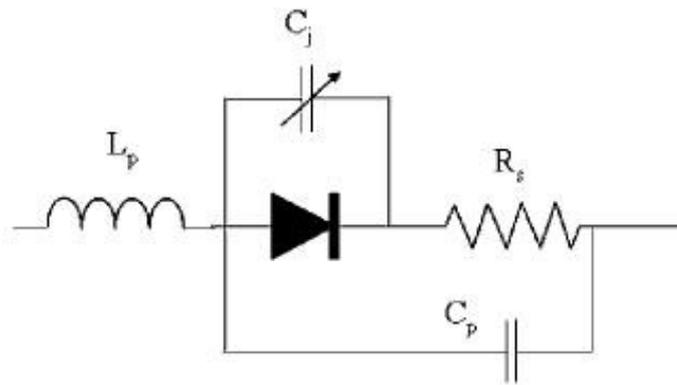
$I_s$  = corrente di saturazione del diodo;

$k$  = costante di Boltzmann, pari a  $1.3806504 \cdot 10^{-23}$  J/K

$T$  = temperatura in gradi Kelvin

$n$  = fattore di idealità del diodo.

Il fattore di idealità, per la maggior parte dei diodi in commercio, è un valore prossimo ad uno, ed è anch'esso indicato nel datasheet del diodo.



**Figura 1.11: Circuito equivalente di un diodo con il proprio package**

Tuttavia, un modello più preciso per i diodi - che è anche quello considerato nel lavoro svolto in questa tesi - è quello che fa riferimento a diodi “packaged”. Il circuito equivalente è quello riportato in figura 1.11.

In questo circuito, si può osservare l'aggiunta di una capacità parassita  $C_p$  e di un'induttanza, anch'essa parassita,  $L_p$ . Anche questi due valori sono normalmente riportati dal costruttore nel datasheet.

La difficoltà maggiore nello studio del comportamento del diodo è rappresentata dal fatto che esso è, come detto, un dispositivo non lineare. Dunque, prima di scegliere un determinato diodo per un circuito rettificatore, è importante capirne il comportamento, almeno nella regione di lavoro scelta.

In questa tesi, è stato osservato il comportamento di più di un diodo, confrontandone le prestazioni all'interno di uno medesimo circuito. Nella fase di studio dei diodi, sono stati ottenuti dei grafici che mostrano la tensione in uscita in funzione della potenza

incidente sui diodi. Alla fine della fase di confronto, è stato così scelto il modello che garantiva la tensione d'uscita maggiore.

## Capitolo 2

### Il circuito rettificatore “Voltage Doubler”

In questo capitolo verrà presentato un particolare circuito rettificatore, noto nella letteratura come “Voltage Doubler” che presenta la caratteristica di sfruttare una coppia di diodi per rettificare la tensione.

Le prestazioni di tale circuito verranno poi confrontate con quelle di un circuito simile, il detector circuit, che però utilizza un solo diodo.

#### 2.1 Detector Circuit

Molti dispositivi portatili a radiofrequenza sono troppo piccoli per poter contenere una batteria che sia in grado di alimentarli per tutto il loro tempo di vita. Tuttavia, se tali dispositivi devono operare in prossimità di un campo alle radiofrequenze è possibile sfruttare un piccolo ed economico circuito (detto anche batteria virtuale) composto da un'antenna e uno o due diodi Schottky per convertire le microonde in potenza continua. Normalmente la batteria virtuale è utilizzata quando:

1. Il dispositivo opera alle radiofrequenze ed è molto piccolo
2. Il tempo di vita dell'applicazione che dovrà sfruttare la batteria virtuale è lungo
3. Non è previsto che il dispositivo presenti una fonte di alimentazione alternativa

Per comprendere il funzionamento della batteria virtuale è necessario ricorrere al modello equivalente per un diodo Schottky, rappresentato in figura 2.1. Qui  $C_j$  e  $R_s$  rappresentano rispettivamente la capacità di giunzione e la resistenza serie parassite.

$L_p$  e  $C_p$  simulano invece gli effetti parassiti del package, mentre l'elemento più interessante è  $R_j$ , variabile e che rappresenta la resistenza di giunzione del diodo, dove la potenza indotta dalle microonde viene convertita in tensione continua.

Per massimizzare tale tensione è quindi necessario che tutta la tensione derivante dalle onde radio giunga intatta ai capi di  $R_j$ , senza perdite eccessive su  $R_s$ .

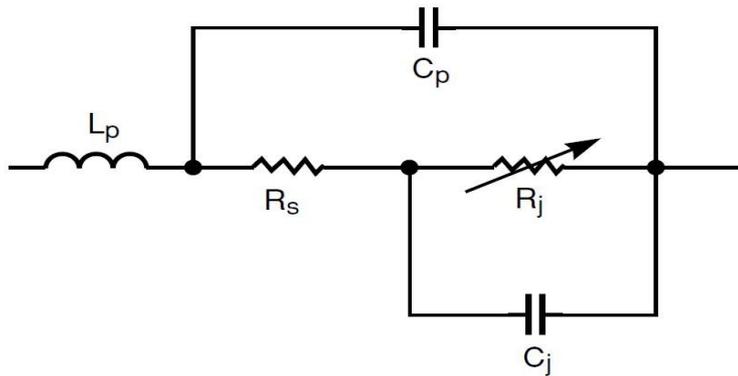


Figura 2.1: Modello equivalente di un diodo Schottky

L'equazione per ricavare numericamente  $R_j$  è la seguente:

$$R_j = 0.026 / I_T$$

con

$$I_T = I_s + I_b + I_0 \text{ misurate in ampere}$$

$I_s$  = corrente di saturazione del diodo

$I_0$  = eventuale corrente di polarizzazione esterna

$I_b$  = corrente generata dal processo di rettificazione

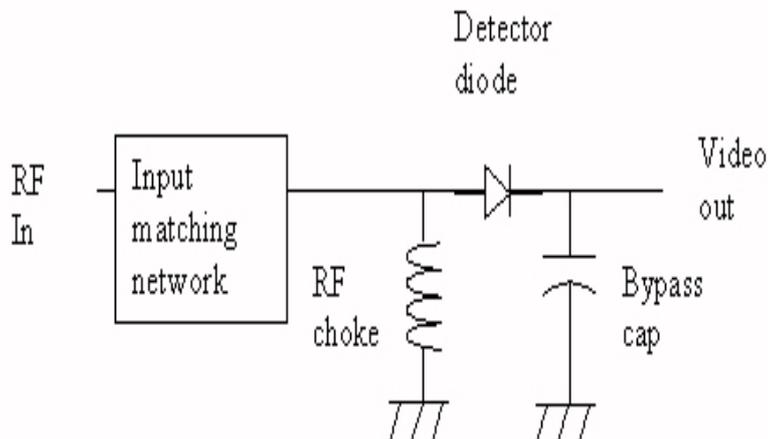


Figura 2.2: Schema base di un detector circuit

Diodi come questo vengono spesso utilizzati all'interno di alcuni particolari circuiti denominati “detector circuits” per convertire la potenza indotta dalle microonde in potenza continua. Lo schema base di un semplice detector circuit è riportato in figura 2.2

### 2.1.1 Funzionamento

In base allora schema in figura 2.2, un detector circuit è in pratica un semplice circuito rivelatore di picco con un “RF choke” posto ad uno dei capi del diodo. Un rivelatore di picco, fornisce in uscita una tensione continua il cui valore dipende da quello del picco del segnale di ingresso. Tale tensione è quella che si misura ai capi del condensatore [14].

Per comprendere il funzionamento è sufficiente capire il ruolo del diodo. Si consideri innanzitutto una tensione d'ingresso sinusoidale e, per semplicità, si consideri che il comportamento del diodo sia ideale, ovvero si comporti come un aperto quando la tensione ai suoi capi è negativa (diodo non in conduzione), e come un cortocircuito quando è positiva (diodo in conduzione). Si trascurano pertanto la tensione di accensione, la resistenza di conduzione (che fa sì che la caratteristica del diodo in conduzione non sia verticale, ma presenta una certa pendenza) e la corrente inversa di saturazione (ovvero la minima corrente erogata dal diodo quando non sta conducendo). Dunque, se il diodo è ideale, quando non conduce non circola corrente nel circuito, e conseguentemente la tensione ai capi del condensatore è nulla (naturalmente si è ipotizzato il condensatore inizialmente scarico). In questo contesto si ha che la tensione ai capi del diodo coincide con quella d'ingresso del circuito. Di conseguenza, il diodo non conduce per il mezzo periodo in cui la tensione sinusoidale d'ingresso è negativa. Al contrario, quando tale tensione diventa positiva, il diodo entra in conduzione e, comportandosi approssimativamente come un cortocircuito, inizia a caricare il condensatore fino ad un livello coincidente con il valore del picco di tensione d'ingresso.

Nel caso della sinusoide quindi, l'andamento della tensione che si ha in uscita per un tratto seguirà quello della tensione d'ingresso. Quando questa giunge al picco positivo e inizia poi a calare, la tensione ai capi del diodo diventa negativa, per cui esso va in

interdizione. Tale condizione risulta poi sempre verificata, per cui il diodo non conduce più ed il condensatore, non potendosi scaricare, rimane carico al valore di picco della sinusoide.

Infine, a seconda della frequenza di lavoro del circuito, può essere opportuno utilizzare un RF choke, il cui compito è quello di bloccare le frequenze più elevate durante il passaggio di segnali a frequenza minore. Alle radio frequenze infatti, esso appare come un aperto e non ha effetto, mentre, al contrario, alle frequenze video (fino a 3 GHz), fornisce un percorso a bassa impedenza verso il ground.

## 2.2 Voltage Doubler

Lo scopo principale di un detector circuit è massimizzare la tensione ad un determinato livello di potenza incidente. Il voltage doubler è un altro circuito che nasce a tale scopo. Come vedremo anche in seguito dai risultati delle simulazioni svolte, questo circuito presenta prestazioni migliori rispetto al tradizionale RF detector circuit. Esso utilizza due diodi posti come in figura 2.3. Alle frequenze delle microonde, le due capacità si comportano come cortocircuiti, pertanto, l'impedenza di ingresso del voltage doubler risulta essere quella di due diodi posti in configurazione antiparallelo [4]. In questo caso quindi, l'impedenza risulta essere metà di quella di un singolo diodo. Al contrario, in continua, i condensatori si comportano come degli aperti, pertanto i due diodi recitano il ruolo di sorgenti collegate in serie tra loro. La tensione in uscita è perciò doppia rispetto a quella che si avrebbe utilizzando un solo diodo e risulta all'incirca doppia rispetto quella di ingresso. In figura 2.3 possiamo vedere lo schema di un voltage doubler, simile a quello che verrà poi studiato ed utilizzato in questa tesi.

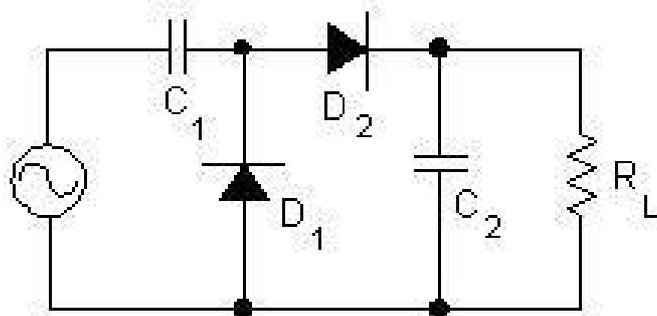


Figura 2.3: Schema base di un voltage doubler

Nello schema riportato in figura bisogna considerare che nella sorgente è inclusa anche la propria impedenza caratteristica. Inoltre, tra sorgente e condensatore C1 va inserita la rete di l'adattamento.

### 2.2.1 Funzionamento

Come si potrebbe intuire, un doubler è un insieme di due circuiti, un clamper ed un detector, rappresentati in fig 2.3 rispettivamente dal complesso C1, D1 e dal complesso D2, C2. Del detector circuit si è già discusso in precedenza quindi vediamo di spendere qualche parola per spiegare il funzionamento del clamper.

Un clamper [6] è un circuito solitamente utilizzato per evitare che un segnale superi determinate soglie prestabilite. Per fare ciò, esso agisce sulla componente continua del segnale shiftandolo in su o in giù rispetto alla posizione iniziale (fig 2.4). E' importante sottolineare quindi che tale circuito non modifica in alcun modo il valore picco-picco del segnale shiftato.

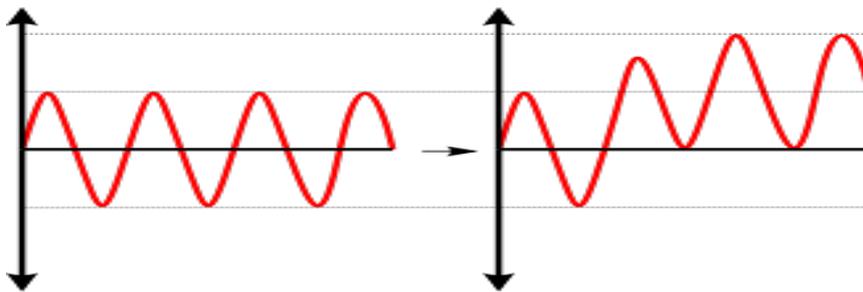


Figura 2.4: Effetto del clamper su un'onda sinusoidale

Dunque, un clamper fissa l'estremo superiore o inferiore di un segnale ad un valore DC prestabilito. Poiché si utilizzano diodi non polarizzati, il circuito fissa il limite inferiore della tensione ad una di riferimento di 0 Volt. Il complesso C1 – D1 di figura 2.3 opera nel seguente modo. Nel ciclo negativo del segnale AC d'ingresso, il diodo risulta polarizzato direttamente e pertanto conduce. In questo frangente, la capacità viene caricata fino al valore massimo corrispondente al picco della tensione d'ingresso. Durante il ciclo positivo invece, il diodo è polarizzato inversamente e quindi non conduce. La tensione d'uscita è perciò pari alla tensione immagazzinata nel condensatore più nuovamente la tensione d'ingresso, dunque  $V_{out} = 2 \cdot V_{in}$ . Tale tensione -ancora sinusoidale- verrà così rettificata dal detector circuit.

Dunque, riassumendo, in un circuito voltage doubler, il segnale sinusoidale di ingresso a media nulla, viene shiftato dal clamper in maniera tale che la tensione minima dell'onda sia di 0 volt. In questo modo, l'ingresso del diodo del detector circuit risulta essere l'onda sinusoidale d'ingresso più una componente DC pari al valore del picco della tensione. La tensione d'uscita del detector pertanto è quella picco-picco dell'onda sinusoidale, (teoricamente) doppia dell'ampiezza picco-picco del segnale d'ingresso. In realtà, la tensione d'uscita risulta sempre inferiore al doppio della tensione d'ingresso a causa delle perdite introdotte, in primo luogo, dagli effetti parassita provocati dai diodi. Rispetto a questo modello base, esistono diverse varianti per tale circuito. Attraverso opportuni accorgimenti, infatti, si è in grado di ottenere in uscita un valore di tensione che sia un qualunque multiplo del valore del picco di quella d'ingresso. Tali circuiti, denominati “voltage multiplier circuits”, sono utili in diversi tipi di applicazioni. Tuttavia, essi possono essere adoperati solo in dispositivi a bassa corrente. Infatti, maggiore è la tensione che si vuole ottenere in uscita, e, a parità di tensione d'ingresso, maggiore è il numero di blocchi diodo - condensatore necessario da utilizzare nel voltage multiplier. Più nello specifico, se si vuole raddoppiare la tensione sono necessari due blocchi diodo - condensatore, tre blocchi per triplicarla e così via. Ciascun condensatore viene caricato esclusivamente dal proprio diodo rettificatore, tuttavia in uscita essi appaiono posti tutti in serie. Pertanto, considerando, ad esempio, il voltage doubler, la corrente disponibile in uscita è solo la metà di quella che si avrebbe utilizzando un circuito con un singolo diodo e quindi con un solo condensatore. Del resto, tale compromesso è comprensibile anche in via intuitiva: non si può avere infatti in uscita più energia di quella che viene inserita nel circuito. Dunque, se si raddoppia la tensione, è necessario dimezzare la corrente. Concludendo, sul piano teorico il voltage doubler sembrerebbe essere più adatto per quelli che sono i fini di questa tesi. Nel prossimo paragrafo, tale superiorità verrà avvallata anche dai risultati sperimentali.

### **2.3 I due circuiti a confronto**

Una volta esaminato il comportamento teorico del circuito, si è voluto verificare in maniera sperimentale quanto affermato nella letteratura. Per fare ciò è stato sfruttato il

software ADS Agilent, prodotto per l'appunto, da Agilent. La decisione di utilizzare tale programma a scapito di altri, deriva principalmente dal fatto che ADS Agilent offre vaste librerie contenenti i modelli circuitali di svariati componenti elettronici nonché molti dei prodotti della stessa casa Agilent.

Tra essi sono presenti anche numerosi modelli di diodi, compresi quelli dei quali si intendeva studiare il comportamento per eventualmente utilizzarli nella progettazione del circuito. Tali diodi verranno presentati nel prossimo capitolo.

Questo primo lavoro svolto con tale software, consisteva dunque nel comporre i due circuiti –il detector circuit e voltage doubler- e verificare sperimentalmente che a parità di parametri (tensione del generatore alla porta di ingresso, resistenza caratteristica del generatore e carico) il voltage doubler presentasse prestazioni più elevate rispetto al suo concorrente. In particolare l'attenzione è stata posta sulla tensione d'uscita, che è il parametro che si vuole massimizzare.

In figura 2.5 e 2.6 vengono riportati gli schemi circuitali utilizzati per queste simulazioni.

Per effettuare tali simulazioni si è scelto di utilizzare i diodi della famiglia HSMS-285x, disponibili nelle librerie del software e tra i più adatti da utilizzare nel circuito finale. Seguendo le specifiche Agilent, tali diodi sono ottimizzati per lavorare a livelli di potenza incidente inferiori ai -20dBm, a frequenza fino ai 1.5 Ghz. Dunque, l'ampiezza delle onde di tensione del generatore sinusoidale è stata impostata in maniera tale per cui la potenza all'ingresso del/dei diodo/i rispettasse le specifiche sopraelencate. Nel caso in esame, l'ampiezza di 100 millivolt del generatore sinusoidale di tensione fa sì che tale potenza risulti approssimativamente di -28dBm.

Il valore di 5000 Ohm del carico non ha un significato particolare, tuttavia tali circuiti rendono meglio in condizioni di alta resistenza di carico.

La capacità C2, presente in entrambi i circuiti, influisce sul tempo necessario affinché in uscita si abbia una tensione rettificata e su quanto questa oscilla. Poiché in questa serie di simulazioni non si avevano specifiche particolare a riguardo, il valore di 200 pF è stato scelto a posteriori in maniera tutto sommato arbitraria. In particolare, è stato scelto un valore che potesse garantire tempi di simulazione ragionevolmente brevi: se il circuito impiega diversi picosecondi per rettificare la tensione, sono necessari infatti tempi di osservazione (e quindi tempi di simulazioni) più lunghi. Con il valore scelto,

come si vedrà nei grafici della tensione, è stato possibile impostare un tempo di simulazioni di 2500  $\mu$ s.

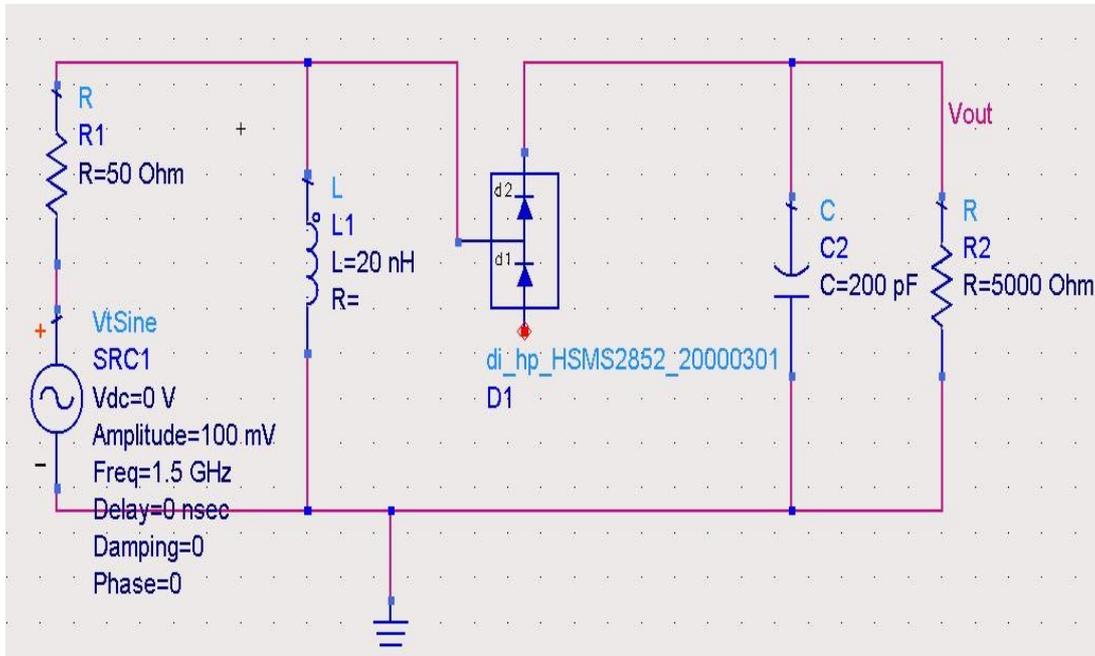


Figura 2.5: Schema circuitale del detector circuit utilizzato in simulazione

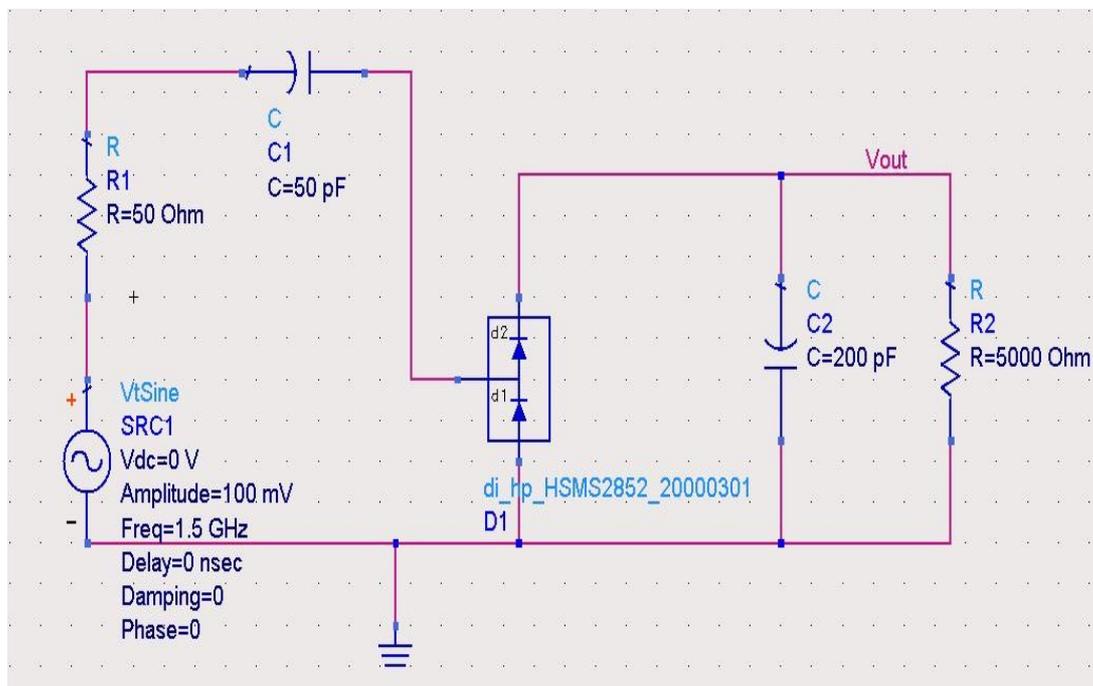


Figura 2.6: Schema circuitale del voltage doubler utilizzato in simulazione

Infine, i valori per l'induttore L1 nel detector circuit e per la capacità C1 nel voltage

doubler sono stati fatti variare nelle simulazioni e successivamente sono stati scelti quelli per i quali le rispettive tensioni d'uscita risultassero massime.

Nelle figure 2.7 e 2.8 vengono riportate le curve della tensione d'uscita ottenute con i due circuiti.

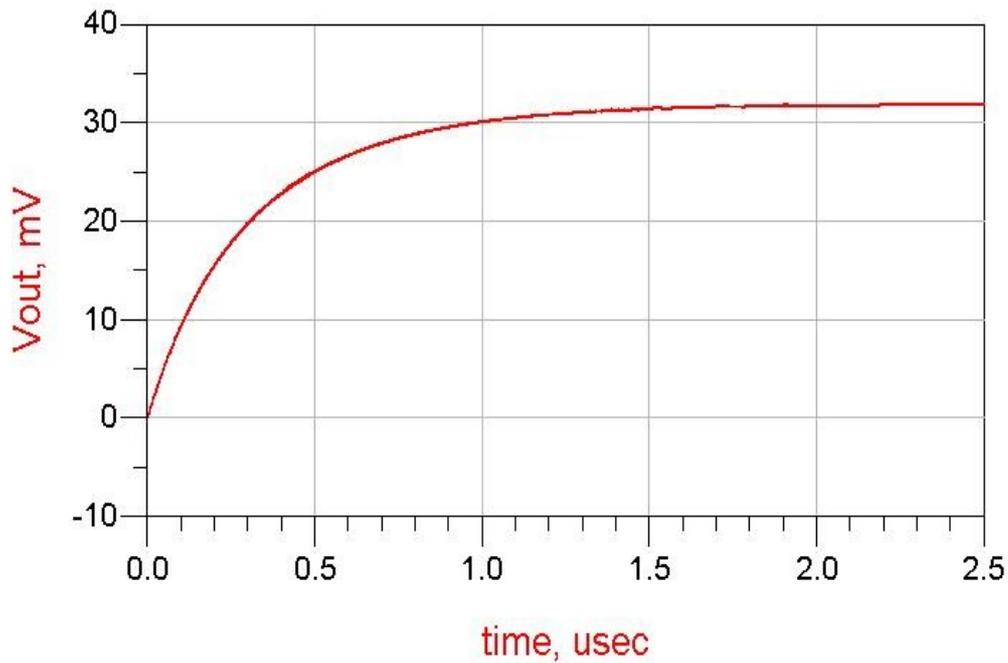


Figura 2.7: Tensione d'uscita del detector circuit

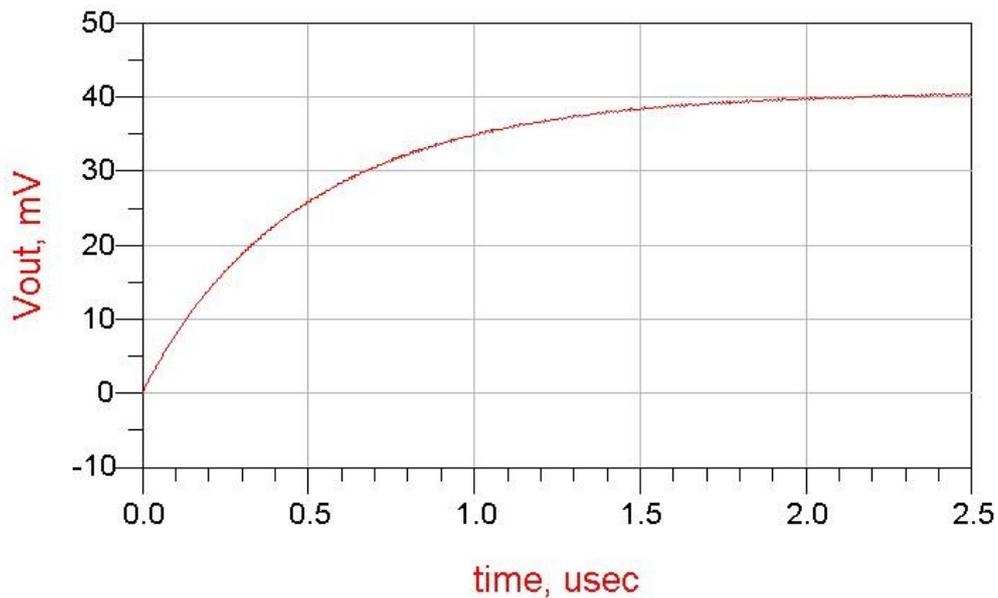


Figura 2.8: Tensione d'uscita del voltage doubler

La superiorità del voltage doubler è molto evidente. La tensione da esso prodotta si attesta intorno ai 40 mV, mentre il detector circuit si ferma a poco più di 30 mV. Un altro aspetto da sottolineare è l'oscillazione della tensione rettificata. Il voltage doubler, anche in questo campo, si comporta meglio, presentando un ripple di 0.25 mV (cui corrisponde una fluttuazione dello 0.6% rispetto al massimo valore di tensione) contro 0.31 mV (pari ad una variazione del 1%).

Inoltre, è giusto sottolineare che, stando a quanto mostrato dai risultati, il voltage doubler non è stato in grado di presentare in uscita una tensione rettificata doppia rispetto quella d'ingresso. Il motivo di tale calo nelle prestazioni, va ricercato, tra l'altro, nella mancanza di un circuito di adattamento per il carico, nell'utilizzo di capacità non ideali e dalle perdite provocate dalle resistenze parassite dei diodi. Bisogna dire, inoltre, che una tensione doppia rispetto quella di ingresso è possibile solo nella teoria, nel caso pratico ciò non avviene in quanto intervengono gli effetti parassiti dei diodi che non sono completamente prevedibili.

Infine, le prestazioni dei due circuiti sono state confrontate anche nel caso in cui la tensione d'ingresso sia molto bassa, dell'ordine di qualche millivolt. Lo scopo di tale simulazione era quello di verificare se il doubler si comportasse meglio del detector circuit anche nel caso in cui la tensione d'ingresso non fosse sufficiente a far entrare pienamente in conduzione i diodi. Lavorando in queste condizioni infatti, utilizzare una coppia di diodi invece di uno solo potrebbe essere più uno svantaggio che non un fattore positivo. Le figure 2.9 e 2.10 riportano gli andamenti della tensione rettificata nei due circuiti. La tensione d'ingresso impostata era di 2 mV. Come si può vedere, le prestazioni dei due circuiti tendono a diventare più simili. Tuttavia il voltage doubler continua a presentare una tensione maggiore, seppur di poco (17.51  $\mu$ V contro i 16.66  $\mu$ V).

Dunque, ricapitolando, due possibili circuiti rettificatori sono stati studiati e confrontati. Attraverso le simulazioni, è stato provato che, a parità di parametri, sia per tensioni relativamente elevate (100 mV) che per tensioni basse (2 mV) il doubler offre una tensione d'uscita maggiore del detector circuit. Si è visto inoltre, che uno degli elementi principali da considerare si progetta un circuito di questo tipo, sia la scelta del modello del diodo. Da tale decisione, come vedremo nel prossimo capitolo, dipendono fortemente comportamento e prestazioni del circuito.

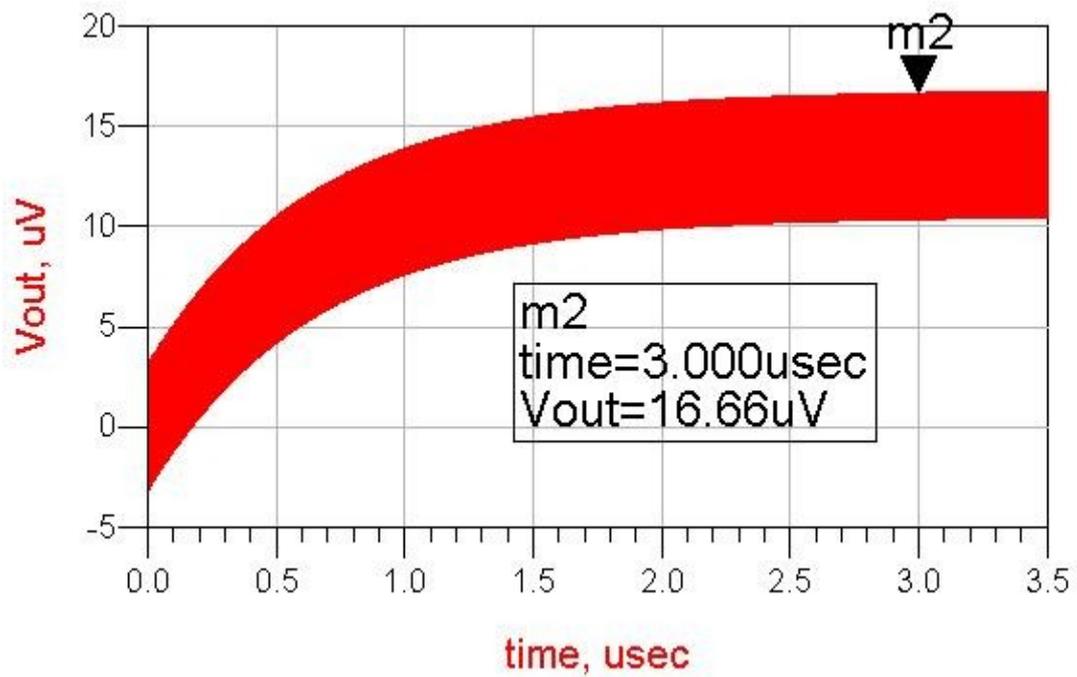


Figura 2.9: Tensione rettificata del detector circuit con 2 mV in ingresso

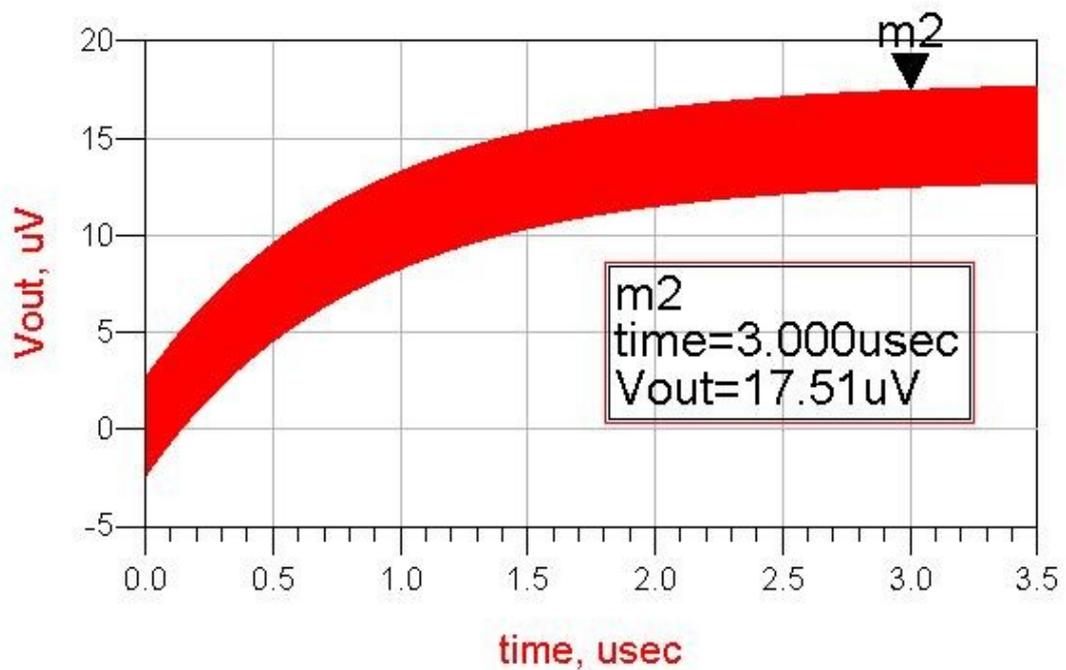


Figura 2.10: Tensione rettificata del voltage doubler con 2 mV in ingresso

## Capitolo 3

### Scelta degli elementi per il circuito rettificatore

Una volta scelto il tipo di circuito rettificatore da progettare, si passa a dover scegliere gli elementi con i quali costruirlo. In particolare, le decisioni da assumere riguardano la tensione della sorgente ed il modello del diodo; in questo capitolo saranno spiegati i motivi per i quali sono state effettuate determinate scelte.

#### 3.1 Calcolo della tensione d'ingresso

Come detto nell'introduzione, il generatore equivalente che alimenta il circuito rappresenta un'antenna con la propria impedenza d'ingresso. Dunque, nello schema circuitale, per simulare l'antenna è stato utilizzato un generatore di tensione sinusoidale posto in serie con un'impedenza puramente resistiva, impostata, almeno inizialmente, a 50 Ohm. L'unico parametro ignoto è l'ampiezza massima dell'onda di tensione che va pertanto stimata. Ciò che va fatto per eseguire tale stima è immaginare una generica antenna e calcolare la tensione a vuoto ai morsetti della stessa.

Per svolgere tale calcolo, si è considerato un access-point dotato di un'antenna a mezz'onda che irradia 100 mW alla frequenza di 2.4 Ghz (che è poi la frequenza di lavoro di interesse per il nostro circuito). In ricezione, si è immaginato di utilizzare un'antenna patch, posta alla distanza di un metro dall'access-point e con un'impedenza d'ingresso di  $R_i = 50$  Ohm, come quella progettata nel primo capitolo.

Alcuni di questi dati sono utili per ricavare, tramite la formula di Friis, la potenza

ricevuta dall'antenna patch:

$$P_r = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1)$$

dove  $P_r$  rappresenta la potenza ricevuta, ed è il termine ricercato,  $G_r$  e  $G_t$  sono rispettivamente il guadagno in ricezione e in trasmissione delle due antenne,  $\lambda$  la lunghezza d'onda, ed infine  $d$  è la distanza tra l'antenna trasmittente e quella ricevente (nel caso in esame 1 metro).  $P_t$  è la potenza irradiata dall'access-point. I guadagni delle due antenne sono stati volutamente trascurati (o meglio, nella formula di Friis, sono stati considerati unitari), in modo da ottenere una stima indipendente dalle caratteristiche delle antenne utilizzate. Inserendo i dati sopra elencati nella formula di Friis, con una frequenza di 2.4 Ghz, si ottiene una potenza ricevuta di 9,895 uW.

E' importante sottolineare che la (1) contempla il perfetto adattamento di impedenza e di polarizzazione tra le antenne in trasmissione e quella in ricezione; pertanto, nel caso pratico, c'è da aspettarsi una riduzione, anche significativa, della potenza ricevuta.

Ora, per calcolare la tensione a vuoto ai morsetti dell'antenna, è necessario rappresentare l'antenna in ricezione in maniera più schematica. Essa può, infatti, essere schematizzata con un semplice circuito elettrico costituito da un generatore di tensione con la propria impedenza caratteristica - rappresentanti l'antenna stessa - ed un carico che si suppone adattato. In questo modello equivalente, la tensione a vuoto è il valore di tensione da impostare sul generatore che permette di avere, ai capi del carico, una potenza pari a quella calcolata con la (1). La potenza calcolata tramite Friis, infatti, rappresenta la potenza che viene dissipata sul carico. Nel problema in questione, poiché per ipotesi l'impedenza caratteristica dell'antenna ricevente,  $R_g$ , è di 50 Ohm, anche il carico,  $R_L$ , sarà di 50 Ohm. Dunque, se il circuito opera in condizioni di adattamento, vale allora il teorema del massimo trasferimento di potenza, per il quale la potenza erogata dal generatore viene dissipata per metà sull'impedenza d'ingresso e per metà sul carico. Per le leggi dell'elettrotecnica, questa potenza è anche esprimibile come:

$$P_r = \frac{V_L^2}{2R_L} \quad (2)$$

dove  $P_r$  è ancora la potenza calcolata tramite la (1), mentre  $V_L$  è la tensione ai capi del carico. Dunque, invertendo la (2), si trova  $V_L$ , grazie al quale è infine possibile calcolare il valore della tensione del generatore,  $V_0$ . Infatti, con il partitore di tensione, ai capi di  $V_L$  la tensione è data da:

$$V_L = V_0 \frac{R_L}{(R_g + R_L)} = \frac{V_0}{2} \quad (3)$$

Ovvero, poiché il circuito è adattato, la tensione, come la potenza, si ripartisce equamente ai capi della resistenza d'ingresso e ai capi del carico. Concludendo, la (3) denota che la tensione a vuoto è perciò il doppio della tensione che si calcola ai capi del carico. La tensione così stimata risulta di 61.6 mV. Simulando in laboratorio questo collegamento è possibile trovare un valore molto diverso da questo trovato. In tal caso, infatti, entrerebbero in gioco anche i guadagni delle antenne e una certa attenuazione provocata dal non lavorare in condizioni ottimali.

Infine, tale calcolo è stato rieseguito ponendosi in condizioni decisamente meno favorevoli: per un possibile fine applicativo può essere interessante studiare il comportamento della rectenna quando essa è posta ad una distanza superiore dall'access point e quando quest'ultimo non irradia al massimo della potenza. Nello specifico si è considerata una distanza di 10 metri, ed una potenza irradiata di 20 mW. In tali condizioni, la tensione a vuoto risultante è di soli 2.7 mV. Ancora una volta i guadagni delle due antenne non sono stati considerati.

Nel capitolo successivo, questi due valori di tensione così stimati verranno impiegati per impostare la tensione di picco del generatore sinusoidale di tensione posto all'ingresso del circuito rettificatore.

### 3.2 Il diodo

Come si è potuto constatare in precedenza, il diodo è un elemento molto importante per il voltage doubler, in quanto risulta determinante per quelle che sono le performance del circuito.

In generale, quando si cerca un diodo per un circuito rettificatore che lavori in ambito delle onde radio è necessario riuscire a trovarne uno con un'alta efficienza di conversione anche per livelli di potenza incidente molto bassi.

Per individuare il diodo ottimale sono stati dapprima esaminati alcuni datasheet Agilent, in maniera da comprendere quali fossero i parametri circuitali che determinano l'efficacia o meno di un diodo in un determinato circuito.

### 3.2.1 Individuare la famiglia di diodi più adeguata

Stando a quanto riportato da Agilent [2], la famiglia dei diodi HSMS-285x è stata progettata ed ottimizzata per applicazioni ai “piccoli segnali” (i.e. potenza incidente inferiore ai -20 dBm) a frequenze inferiori ai 1.5 Ghz. Per potenze maggiori, viene invece consigliato l'utilizzo della famiglia HSMS-282x se la frequenza di lavoro è inferiore ai 4 Ghz, altrimenti la HSMS-286x per frequenze superiori.

Dunque, nota la frequenza di lavoro di 2.4 Ghz, è stato necessario conoscere quanta fosse la potenza incidente sui diodi. Nel fare ciò, si è tenuto conto sia del comportamento del circuito ad una distanza di 1 metro dalla sorgente (e quindi con una tensione di ingresso pari a 60 mV) sia del caso che contempla una distanza di 10 metri (cui corrisponde una tensione d'ingresso di 2.7 mV, quando la tensione irradiata dalla sorgente è di 20mW). Per questa attività, è stato utilizzato il software ADS Agilent, attraverso il quale è stato simulato un primo modello di voltage doubler con in ingresso un generatore di tensione sinusoidale con picco di 2.7 mV prima, e di 60 mV dopo, e una resistenza da 50 Ohm. Il circuito è stato poi chiuso su un carico composto dal parallelo tra una capacità da 500 pF ed una resistenza da 1000 Ohm. Infine, sono stati montati prima i diodi HSMS-282C nella configurazione SOT-323 (riportata in figura 3.1) e poi, allo stesso modo, gli HSMS-2852. La capacità C1 presente nel circuito di figura 2.3 è stata trascurata in quanto poco influente ai fini di questo calcolo.

Attraverso una simulazione circuitale è stata così misurata la potenza all'ingresso dei diodi. Naturalmente tale misura è stata ripetuta due volte per ciascun diodo, una per ogni valore della tensione d'ingresso. Lo scopo di queste misure ovviamente non era quello di conoscere il valore esatto di potenza, bensì solo l'ordine di grandezza, che si attesta su qualche decina di nanowatt con 2.7 mV in ingresso e di qualche centesimo di millivolt quando la tensione è di 60 mV. Tali valori si traducono in scala logaritmica,

rispettivamente, in circa -40 dBm e -15 dBm.

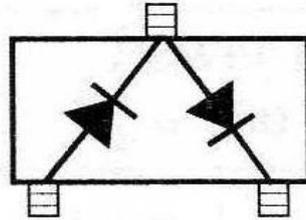


Figura 3.1: Package SOT-323

Dal momento che Agilent non specifica un diodo o una famiglia di diodi particolari per un caso specifico come quello studiato (ovvero frequenza di 2.4 Ghz, con livelli di potenza variabili da -40dBm fino a -15dBm) si è voluto effettuare un confronto tra la famiglia HSMS-282x e quella HSMS-285x: la prima è più idonea per operare a frequenze comprendenti quella di interesse ma valida principalmente dai -20dBm in su; la seconda presenta il vantaggio di essere più adeguata per lavorare con i piccoli segnali, e quindi in grado di ricoprire quasi tutta la scala delle potenze che interessano. Dal momento che lo scopo finale del circuito è quello di massimizzare la tensione in uscita, i due modelli di diodo sono stati confrontati direttamente su questo campo, ovvero riportando sullo stesso grafico la curva rappresentante tale parametro in funzione della potenza all'ingresso del package SOT-323 contenente i diodi.

I diodi in questione sono stati così comparati prima per via teorica e poi empiricamente, simulandone il comportamento all'interno di un circuito.

### 3.2.2 Confronto teorico

Il primo piano di confronto tra le due famiglie di diodi è stato sul piano teorico.

Per questa parte del lavoro, si è fatto riferimento agli articoli [3] e [4], ove è riportata una relazione che ben approssima il comportamento di un generico diodo e che lega la potenza in ingresso con la tensione in uscita. La formula in questione è la seguente:

$$I_0 \left( \frac{\Lambda}{n} * \sqrt{8R_g P_{inc}} \right) = \left( 1 + \frac{i_0}{I_s} + \frac{V_0}{R_l} I_s \right) * \exp \left\{ \left[ 1 + \frac{(R_g + R_s)}{R_l} \right] \frac{\Lambda}{n} V_0 + \left( \frac{\Lambda}{n} \right) R_s i_0 \right\} \quad (8)$$

con:

$I_0$  = funzione di Bessel di prima specie e di ordine zero

$P_{inc}$  = potenza RF incidente

$R_g$  = impedenza del generatore o comunque della sorgente

$n$  = fattore di idealità del diodo

$\Lambda$  = costante data dal rapporto tra la carica elementare ed il prodotto tra temperatura in gradi Kelvin e la costante di Boltzmann

$i_0$  = corrente di polarizzazione

$R_l$  = resistenza di carico

$V_0$  = tensione di uscita

Tale equazione determina una curva di tensione in funzione della potenza incidente, che è una buona approssimazione del comportamento reale (almeno stando a quanto riportato in [4]).

Tuttavia, essa non considera il comportamento parassita del package del diodo (che comunque può essere più o meno compensato dall'eventuale rete di adattamento), la capacità di giunzione e la frequenza di lavoro. Per tutte queste ragioni il grafico derivante da questa relazione non potrà essere preciso al 100%.

Come si può facilmente intuire, la (8) non è esprimibile in forma chiusa, a meno che non si calcoli la funzione inversa di Bessel di ordine zero. Pertanto, per ottenere le due curve di tensione - potenza per i due diodi è stato necessario implementare uno script in MATLAB.

Il procedimento utilizzato nello script consiste nel riportare separatamente gli andamenti del primo e del secondo membro della (8) al variare della potenza e trovare così per via grafica il punto di intersezione delle due curve, corrispondente al valore della tensione.

Parametro / diodo	HSMS-2820	HSMS-2850
Corrente di saturazione	2.2*E-8	2*E-6
Fattore di idealità	1.08	1.17
Resistenza Caratteristica	6 Ohm	25 Ohm

**Tab. 3.1: Parametri dei diodi HSMS-2820 e HSMS-2850**

I grafici ottenuti in questa maniera sono presentati in figura 3.2.

I parametri inseriti nella (8) relativi ai due diodi sono riportati nella tabella 3.1.

I parametri circuitali invece fanno riferimento ad un carico,  $R_L$  di 1000 Ohm ed una resistenza caratteristica per il generatore posto all'ingresso del circuito di 50 Ohm. Tali valori verranno riproposti anche nel prossimo paragrafo, quando il confronto tra i diodi verrà effettuato sul piano pratico.

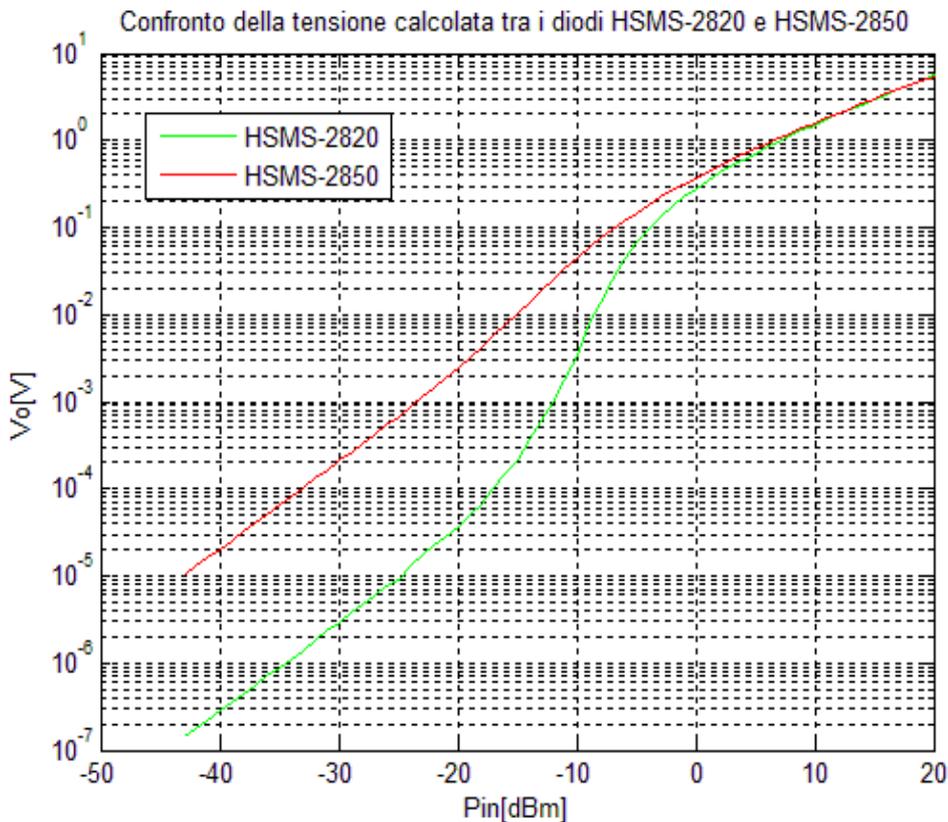


Figura 3.2: Confronto sul piano teorico tra i diodi HSMS-2820 e HSMS-2850

Dal grafico 3.2, appare evidente la superiorità del diodo HSMS-2850 in tutta la regione d'interesse (dai -40 dBm ai -15 dBm). Al crescere della potenza, tale discrepanza tra le prestazioni tende a ridursi fino a quando, intorno agli 0 dBm, le due curve quasi si sovrappongono. Tale comportamento era in parte previsto dal datasheet Agilent, secondo cui la famiglia 282x dovrebbe presentare prestazioni migliori per livelli di potenza superiori ai -20dBm.

### 3.2.3 Confronto empirico

Per questa operazione è stato ricreato, sempre attraverso ADS Agilent, un semplice circuito apposito, il cui schema è riportato in figura 3.3.

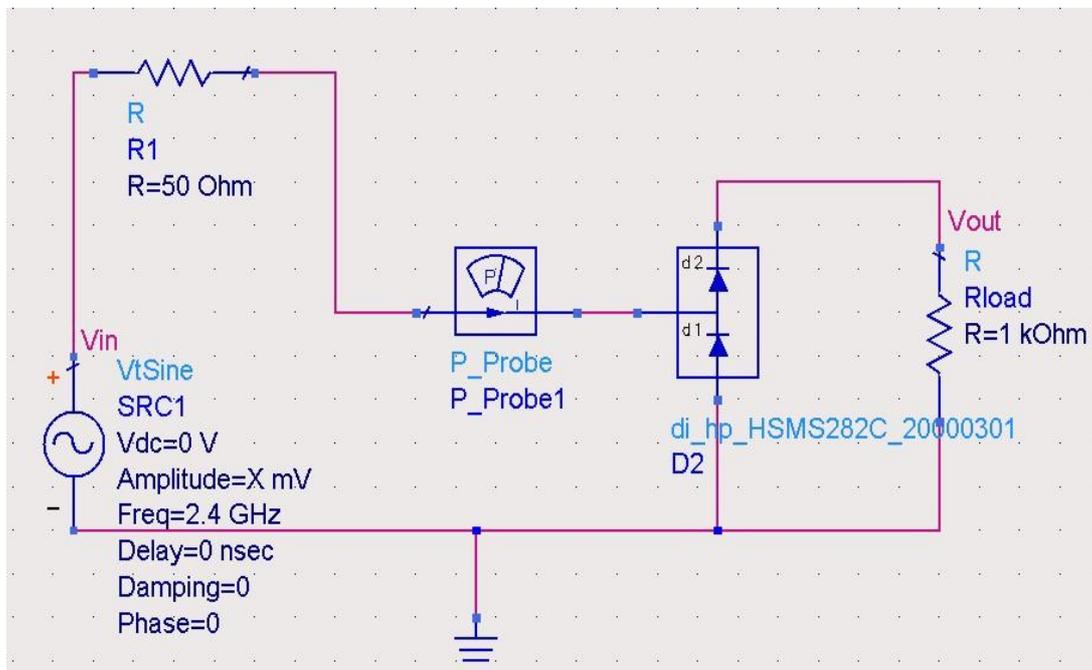


Figura 3.3: Schema del circuito utilizzato per il confronto delle prestazioni dei diodi.

E' opportuno sottolineare che si è preferito effettuare il confronto pratico direttamente sulle coppie di diodi disposte nella configurazione SOT-323, piuttosto che sui singoli diodi. Questo perché tale configurazione è proprio quella che verrà utilizzata nel voltage doubler.

Il P\_Probe dello schema fornisce la lettura, in watt, della potenza d'ingresso dei diodi, mentre il VtSine è un generatore di tensione sinusoidale di ampiezza parametrica (in questo caso il parametro è X ed è regolabile dall'utente). La frequenza di lavoro impostata è di 2.4 Ghz (lo si può vedere tra i parametri del generatore di tensione). Per ottenere il grafico desiderato è stato necessario effettuare un tuning sull'ampiezza massima del generatore di tensione, facendo variare X da 0 a 1000 millivolt con step variabili e sempre maggiori, mano a mano che la potenza aumenta. In questo modo è stato possibile coprire un range soddisfacente di valori per le potenze d'ingresso (circa 60 dBm, con valore iniziale di circa -50 dBm). Per ciascuno step è stata lanciata una simulazione (di tipo "analisi del transitorio") sul circuito e sono stati riportati su foglio elettronico i valori di picco della tensione sul carico ("Vout" di figura 3.3) e della

lettura del wattometro. Ovviamente, questa procedura è stata eseguita una volta per ognuna delle due coppie di diodi in esame.

Conclusa la procedura per l'acquisizione dei dati, si è implementato un altro script in Matlab per disegnare, sullo stesso grafico (figura 3.4), gli andamenti delle due curve.

Come ci si poteva aspettare, in accordo anche con il confronto teorico presentato nel paragrafo precedente, la famiglia HSMS285x risulta nettamente superiore rispetto all'altra. Infatti la frequenza di lavoro del circuito, 2.4 Ghz, non è eccessivamente superiore al giga e mezzo indicato nel datasheet Agilent. Al contrario, la potenza d'ingresso dei diodi è, per gran parte della regione d'interesse, inferiore ai -20 dBm, il che favorisce l'impiego di tale modello di diodo.

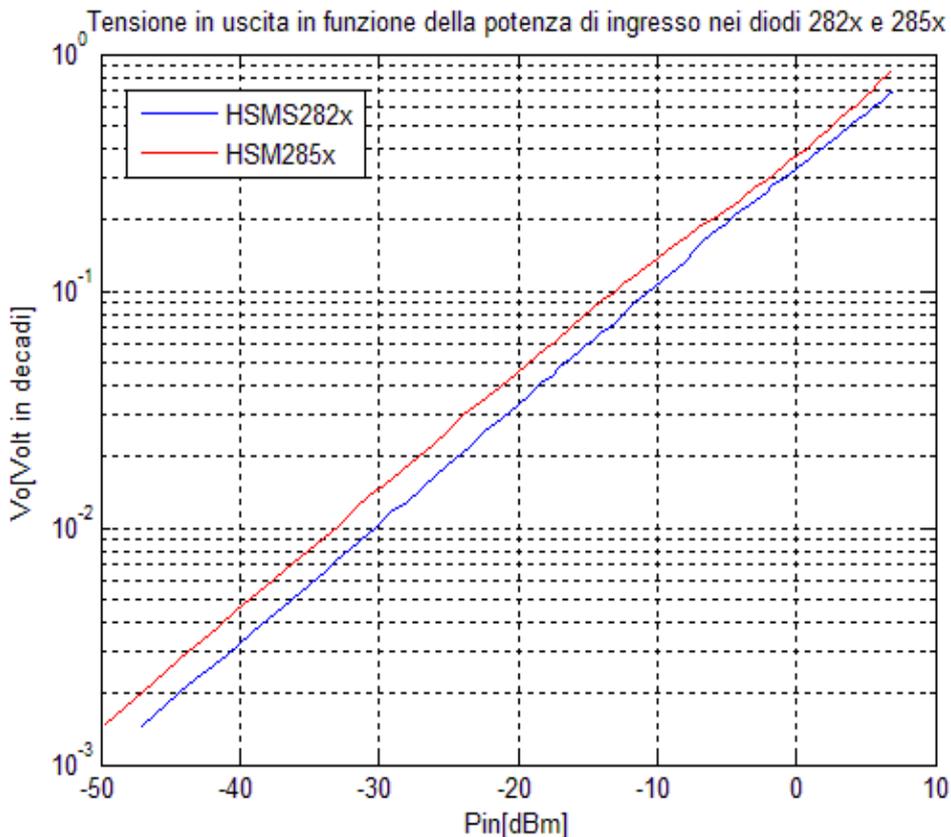


Figura 3.4: Confronto delle prestazioni tra le famiglie di diodi HSM282x e HSM285x

Osservando il grafico, è interessante notare come le prestazioni dei due modelli tendano a diventare sempre più simili mano a mano che la potenza d'ingresso aumenta, il tutto in accordo con i datasheet ed il grafico 3.2. Oltre i -20dBm, la famiglia HSMS282x, infatti, dovrebbe presentare un funzionamento gradualmente migliore,

mentre quello della HSMS285x dovrebbe iniziare a peggiorare. Tuttavia, nelle simulazioni svolte, tale comportamento inizia a manifestarsi “in ritardo” rispetto al previsto, all'incirca verso i -5 dBm.

Confrontando questi risultati con quelli proposti nel grafico 3.2, si possono notare alcune discrepanze tra il caso teorico e quello pratico. Innanzitutto le prestazioni dei due modelli sono meno dissimili nella pratica che non nella teoria. Inoltre, a differenza di prima, le due curve ora non si intersecano mai, a dimostrazione del fatto che in tutta la scala delle potenze esaminata, la serie HSMS-285x in tale contesto risulta sempre più efficace.

L'ultima discrepanza da sottolineare riguarda la scala delle tensioni: appare infatti evidente confrontando i grafici 3.2 e 3.4, come la tensione in uscita risulti nettamente superiore nel momento in cui si utilizzano due diodi invece di uno solo.

Dunque, ricapitolando, per quanto riguarda la tensione che si ottiene ai capi del carico, nella regione compresa tra i -40dBm e i -15 dBm, la famiglia HSMS285x risulta più performante della HSMS282x. A questo punto resta solo da individuare quale modello di tale famiglia si adatti maggiormente al circuito oggetto di studio.

#### **3.2.4 Un diodo della famiglia HSMS-285x**

Una volta stabilito che la famiglia di diodi Agilent HSMS-285x è la più performante per il lavoro prefissato in questa tesi, resta da decidere quale specifico modello sia il più idoneo da inserire nel voltage doubler.

Bisogna premettere che in realtà utilizzare un modello o un altro appartenente alla stessa famiglia, non porta sostanziali cambiamenti alle prestazioni del circuito. Quello che si può effettivamente ottenere è solo qualche piccola miglioria sulla tensione d'uscita. Infatti, i diodi della stessa famiglia si comportano in maniera molto simile, non a caso Agilent presenta per tutta la famiglia HSMS-285x lo stesso circuito equivalente con i medesimi parametri. In particolare, il modello è quello già riportato in figura 2.1. I valori numerici degli elementi componenti il circuito sono di seguito riportati:

$$C_p = 0.08 \text{ pF}$$

$$L_p = 2 \text{ nH}$$

$$C_j = 0.18 \text{ pF}$$

$R_s = 25 \text{ Ohm}$

$R_v = 9 \text{ KOhm}$

Quindi l'unico modo per scegliere il diodo all'interno di questa famiglia è quello di provarli all'interno del circuito e verificare per via empirica i risultati delle simulazioni. Così, riprendendo il circuito di figura 3.2 e ripercorrendo la stessa procedura descritta nel paragrafo precedente sono state messe a confronto le prestazioni dei modelli HSMS-2850 e HSMS-2852. In figura 3.5 è stato riportato il comportamento della tensione d'uscita del circuito utilizzando, uno per volta, entrambi i modelli.

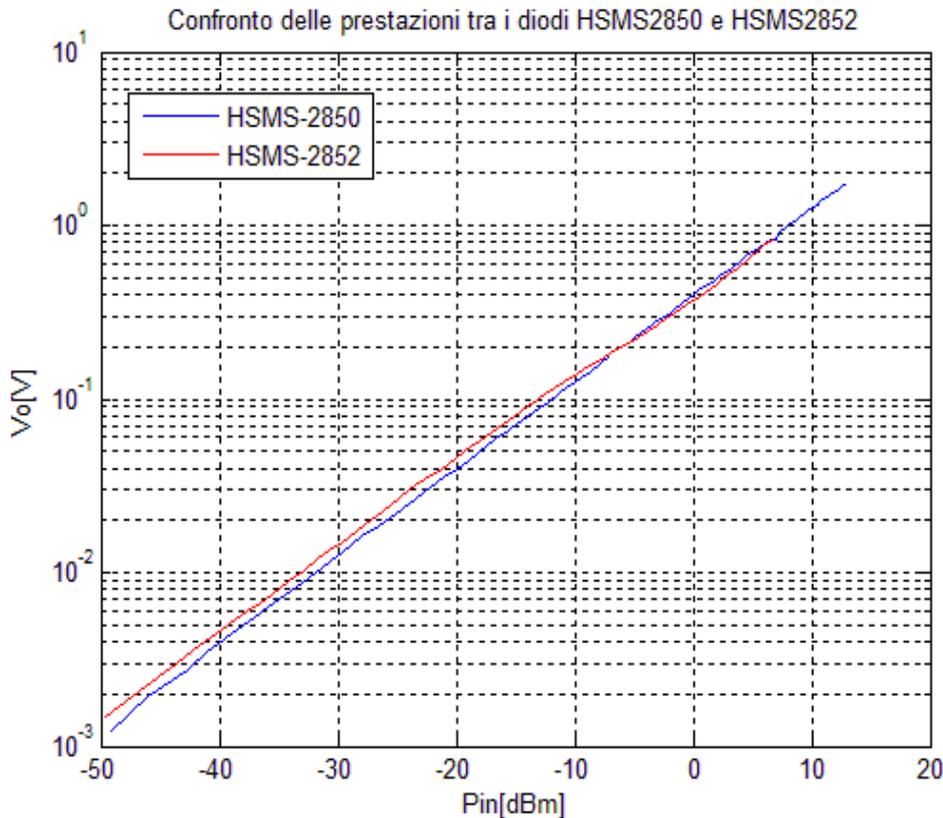


Figura 3.5: Diodi HSMS-2850 e HSMS2852 a confronto

Dal grafico appare evidente che, come preannunciato, le prestazioni dei due diodi non differiscono di molto. Tuttavia il modello HSMS-2852 si presenta come più performante in tutta la regione di interesse e anche oltre. I ruoli si invertono per potenze incidenti superiori ai -10 dBm, dove il modello HSMS-2850 genera una tensione d'uscita leggermente superiore.

Dunque, la visione di tale grafico indica che per il circuito che si vuole realizzare il

diode più indicato risulta essere il modello Agilent HSMS-2852, i cui parametri sono indicati nella tabella 3.2.

Parametro	Simbolo	Valore
Tensione inversa di breakdown	$B_v$	3.8 V
Capacità di giunzione a polarizzazione nulla	$C_{jo}$	0.18 pF
Bandgap	$E_g$	0.69 eV
Corrente al breakdown	$I_v$	$3 \cdot 10^{-4}$ A
Corrente di saturazione	$I_s$	$3 \cdot 10^{-6}$ A
Coefficiente di emissione	N	01.06.00
Resistenza caratteristica	$R_s$	25 Ohm
Potenziale di giunzione	$V_j$	0.35 V
Coefficiente di grading	M	0.5

**Tab. 3.2:** riassunto dei parametri del diode HSMS-2852

## Capitolo 4

### Simulazioni sul circuito

Una volta scelti il diodo e tutti gli altri elementi del circuito, si può procedere allo studio dello stesso mediante le simulazioni. In questo capitolo verranno presentati e in seguito confrontati i risultati ottenuti considerando tre “versioni” del voltage doubler.

#### 4.1 Modello a parametri concentrati

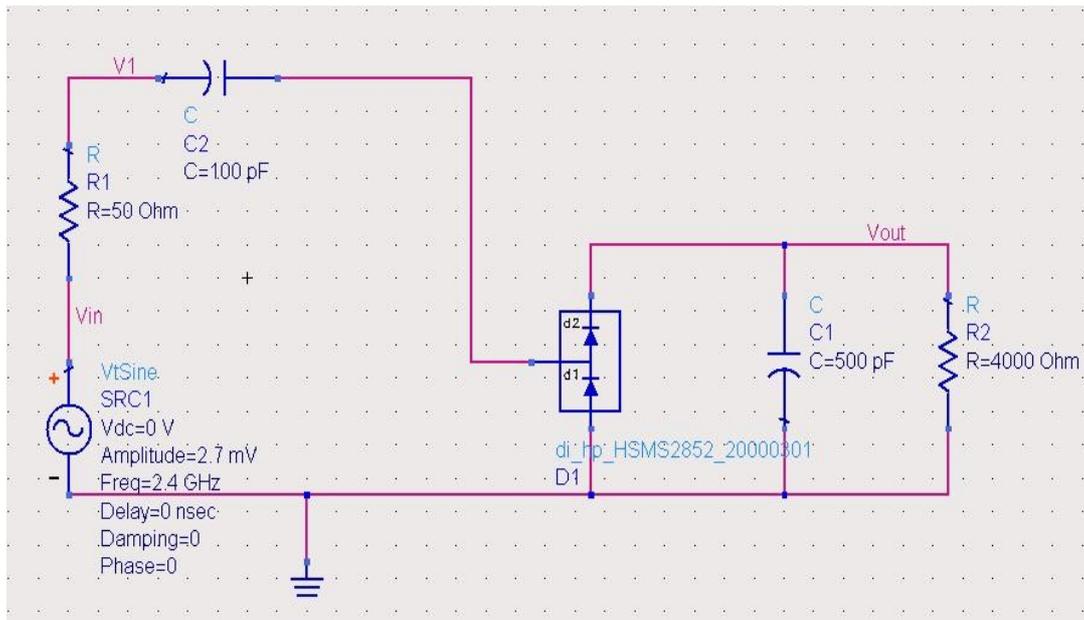
Lo studio dal punto di vista simulativo del circuito, è avvenuto in tre fasi. Durante la prima fase è stato simulato il circuito in senso “stretto”, ovvero senza considerarne il contesto in cui va inserito (e quindi il tipo di substrato sul quale verrà implementato). La seconda prevedeva l'inserimento di un substrato in FR-4, mentre l'ultima contemplava, oltre al substrato, anche l'aggiunta di una rete di adattamento e la verifica dei benefici che questa introduce.

Per quanto riguarda la prima fase, il circuito simulato è quello riportato in figura 4.1.

La sorgente è il consueto generatore di tensione sinusoidale, con valore di picco di 2.7 mV calcolato nella paragrafo 3.1. Il valore dell'impedenza caratteristica del generatore, ancora di 50 Ohm, è stato scelto a priori (anche se in seguito come avremo modo di vedere, verrà modificato).

La differenza principale con l'altro circuito consiste nell'inserimento dei due condensatori c1 e c2 rispettivamente di 500 e 100 pF, necessari per ottenere un voltage doubler vero e proprio. Questi due valori per le capacità sono stati scelti attraverso le

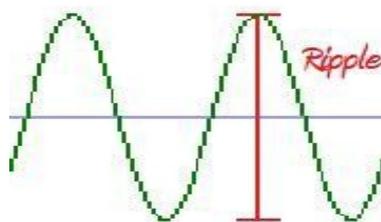
simulazioni, cercando di massimizzare la tensione, garantendo allo stesso tempo un ripple relativamente contenuto (intorno al 10% rispetto al valore massimo della tensione).



**Figura 4.1: Schema del circuito voltage doubler utilizzato nelle simulazioni**

Per quanto riguarda il carico, il valore di 4000 Ohm è stato raggiunto “empiricamente”: partendo da 1000 Ohm, tale valore è stato progressivamente aumentato finchè non si è visto che la tensione di uscita non variava più in maniera significativa.

Come nel caso precedente, il tipo di simulazione svolto sul circuito è stato “analisi del transitorio”. Oltre alla tensione d'uscita, altri 2 parametri sono stati misurati, ovvero il ripple sulla tensione d'uscita ed il valore dell'impedenza d'ingresso vista dal circuito. Parlando di ripple, bisogna specificare che le misure ottenute fanno riferimento al valore calcolato come differenza picco-picco, come riportato in figura 4.2.



**Figura 4.2: Rappresentazione del ripple**

### 4.1.1 Risultati

#### Tensione di uscita

Dei tre parametri d'interesse, la tensione è il più immediato da trovare. Con ADS Agilent se ne può infatti riportare direttamente in grafico l'andamento in funzione del tempo (figura 4.3).

Come si può vedere dal grafico in figura, sono necessari circa 6 microsecondi per avere in uscita una tensione rettificata. In questo breve intervallo, la tensione arriva a circa 25  $\mu\text{V}$ , per poi crescere molto lentamente (0.8  $\mu\text{V}$  nei successivi 6 microsecondi) fino ad assumere un valore pressoché costante (naturalmente all'interno della fascia di valori determinata dal ripple).

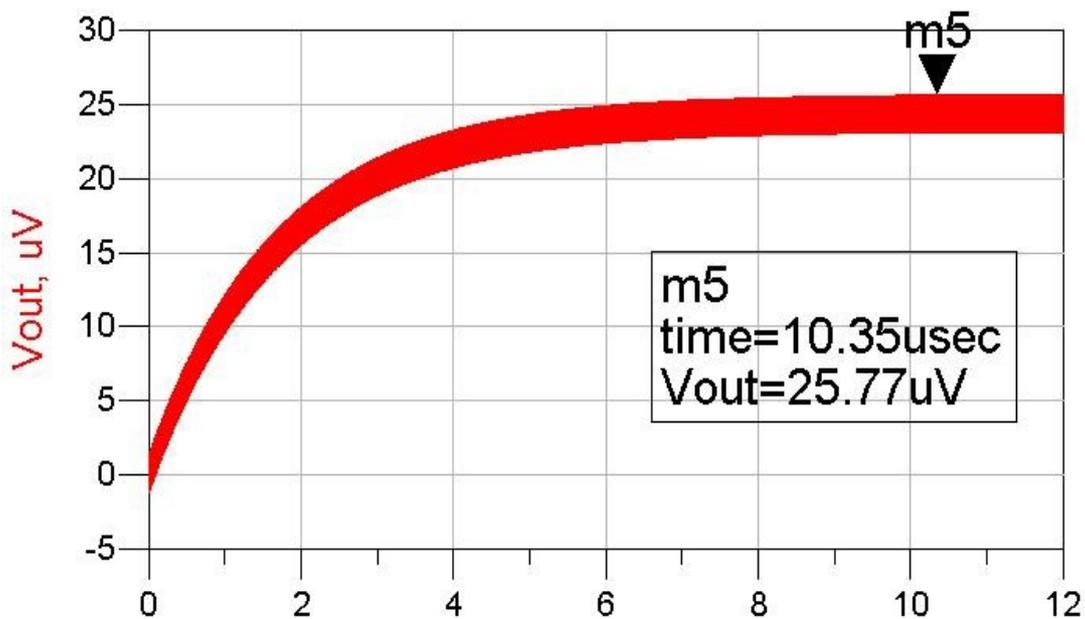


Figura 4.3: Tensione di uscita del modello a parametri concentrati

#### Ripple

Il ripple si determina ingrandendo, in maniera opportuna, una porzione del grafico della tensione d'uscita, quando il circuito è a regime (ad esempio intorno ai  $10 \mu\text{s}$ ). Quanto ingrandire è tutto sommato arbitrario, purché nel grafico così ottenuto si riesca a distinguere l'andamento sinusoidale della tensione (Figura 4.4). Effettuando la differenza tra il picco massimo e quello minimo in questa regione, si ottiene un ripple di 2,78  $\mu\text{V}$ . Quindi a regime in questo caso si ha una un picco di tensione di circa 0.257  $\mu\text{V}$  con una fluttuazione del 10.8% rispetto al suo valore massimo.

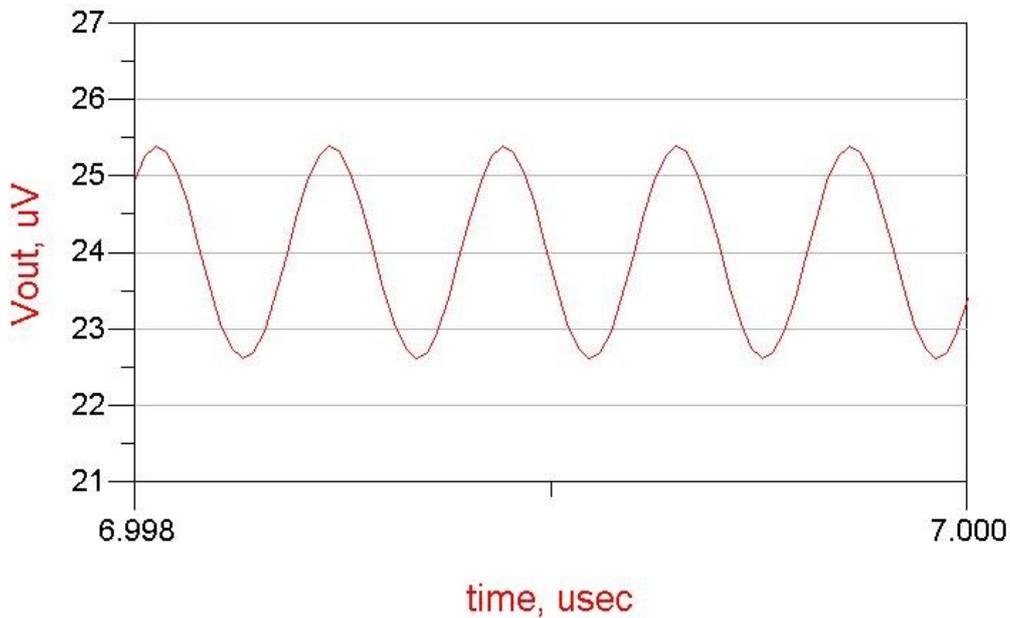


Figura 4.4: Grafico utilizzato per calcolare il ripple nel modello a parametri concentrati

### Impedenza di ingresso

Per calcolare l'impedenza d'ingresso il procedimento invece è un po' più lungo. Poiché essa è esprimibile come il rapporto fasoriale tra la tensione ai capi della porta d'ingresso e la corrente che l'attraversa, per prima cosa è stato necessario andarsi a ricavare questi due parametri.

Pertanto, sono stati riportati in grafico gli andamenti della corrente sul ramo del generatore sinusoidale, e della tensione ai capi della serie generatore-impedenza del generatore (ovvero la tensione denominata  $V_1$  della figura 4.1). E' importante sottolineare che è necessario visualizzare tali andamenti quando il circuito si trova già a regime e soprattutto che bisogna selezionare lo stesso intervallo di tempo di osservazione. In caso contrario non sarebbe possibile ricavare in maniera corretta lo sfasamento tra tensione e corrente. In figura 4.5 sono riportati i grafici così ottenuti.

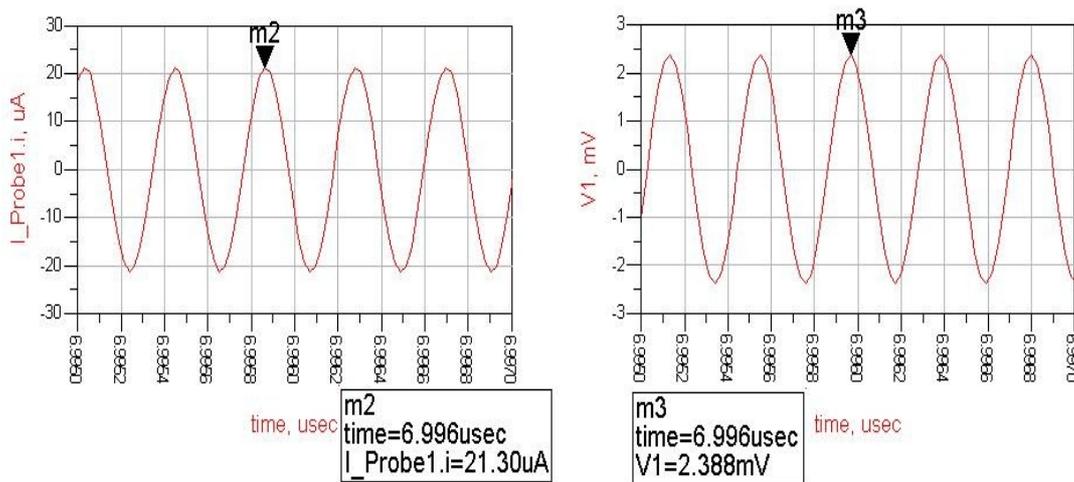
Analiticamente, le due curve sottostanti sono rappresentati rispettivamente dalle funzioni:

$$I(t) = I_m \sin(\omega t + \psi) \quad (1)$$

$$V(t) = V_m \sin(\omega t + \phi) \quad (2)$$

dove  $I_m$  e  $V_m$  sono rispettivamente il massimo del modulo di corrente e di tensione,  $\omega$

è la pulsazione mentre  $\phi$  e  $\psi$  indicano la fase iniziale delle due sinusoidi. Per comodità di calcolo si è posto  $\psi=0$ , ovvero si è considerato di avere l'onda di corrente con fase iniziale nulla. Il grosso vantaggio che si ha adottando questa semplificazione sta nel fatto che ora la fase dell'onda di tensione  $\phi$  coincide con lo sfasamento tra le due curve  $\delta=\phi-\psi=\phi$ .



**Figura 4.5: Andamento di tensione e corrente alla porta di ingresso del circuito a parametri concentrati**

Come noto dalla teoria dei fasori, le relazioni (1) e (2) possono essere riscritte come:

$$\bar{I} = I_m e^{j2\pi} = I_m \quad \text{e} \quad \bar{V} = V_m e^{j\phi} \tag{3), (4)}$$

dove si è tenuto conto del fatto che  $\psi=0$ . In questo modo, l'impedenza d'ingresso di ingresso è data da:

$$Z = \frac{V_m}{I_m} e^{j\phi} \tag{5}$$

Se i moduli massimi di tensione e di corrente si possono leggere direttamente dai grafici, qualche passaggio in più è invece richiesto per trovare lo sfasamento tra le 2 onde.

Infatti, è necessario prendere un punto comune tra le due curve (come ad esempio lo stesso picco alto oppure il medesimo attraversamento dell'asse x) e fissare l'ascissa di tale punto in entrambi i grafici. Fatto questo, bisogna calcolare la differenza tra queste due ascisse ed il risultato che si trova,  $\Delta t$  è lo sfasamento temporale tra le due curve.

Per convertirlo in radianti, tale quantità va moltiplicata per la pulsazione

$$\omega = 2\pi f = 1,508 \cdot 10^{10} \text{ Hz} .$$

Avendo ora tutti i dati a disposizione, l'impedenza di ingresso può essere finalmente calcolata sfruttando la (5), una volta richiamata la relazione di eulero:

$$e^{j\alpha} = \cos(\alpha) + j \sin(\alpha) \quad (6)$$

Dunque, l'impedenza di ingresso vista dal circuito a parametri concentrati risulta essere  $Z_{in} = 10.94 + j111.6 \text{ Ohm}$ , ovvero si è in presenza di un forte disadattamento.

## 4.2 Modello con layout non adattato

Anche per questo modello, il circuito di riferimento è quello di figura 4.1. A differenza di prima però, ora in simulazione si è introdotto un substrato in FR-4 standard (spessore 1.58 mm, costante dielettrica relativa 4.9), sul quale il circuito andrebbe implementato. Tra l'ingresso del package contenente i diodi e la capacità C2 è stata inoltre inserita una microstriscia di impedenza caratteristica pari a 50 Ohm. Tutti gli altri elementi costituenti del circuito sono invece stati mantenuti inalterati.

Tutti i risultati che verranno presentati di seguito sono stati ottenuti con le procedure descritte nel paragrafo precedente.

### 4.2.1 Risultati

#### Tensione

In figura 4.6 viene riportato l'andamento della tensione di uscita in funzione del tempo. Ciò che ci si aspettava da tale simulazione era un andamento identico a quello ottenuto nel caso precedente. Inserendo infatti una microstriscia l'impedenza di ingresso varia in quanto, sulla carta di Smith, viene ruotata di una quantità che dipende dalla lunghezza della microstriscia; tuttavia il coefficiente di riflessione rimane inalterato.

Come si può vedere in figura 4.6, sono necessari sempre 6 microsecondi prima di ottenere una tensione in uscita rettificata, tuttavia il modulo della stessa è risultato lievemente inferiore. Tale piccola variazione potrebbe essere determinata da qualche imprecisione nel simulatore del software.

### Ripple

Come prima, il ripple si determina ingrandendo una porzione del grafico che rispecchia l'andamento della tensione, quando il circuito è già a regime (Figura 4.7). Calcolando così la differenza tra due picchi adiacenti, si trova un ripple di 2.76 microvolt, corrispondente ad una fluttuazione del 10.9% rispetto al valore massimo misurato a quel tempo di riferimento. Naturalmente, anche il ripple sarebbe dovuto risultare identico al precedente.

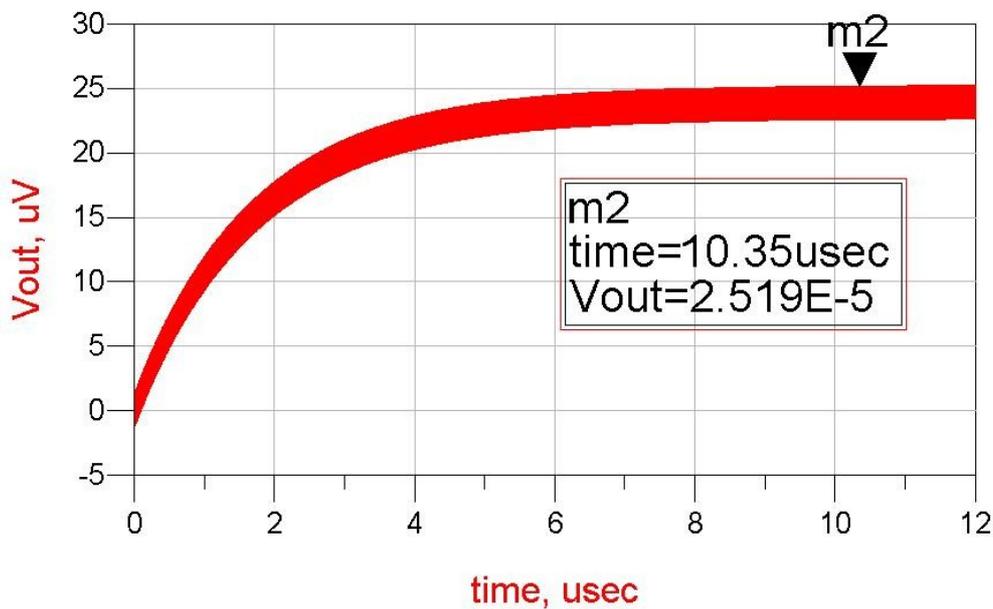


Figura 4.6: Tensione d'uscita del modello con layout non adattato

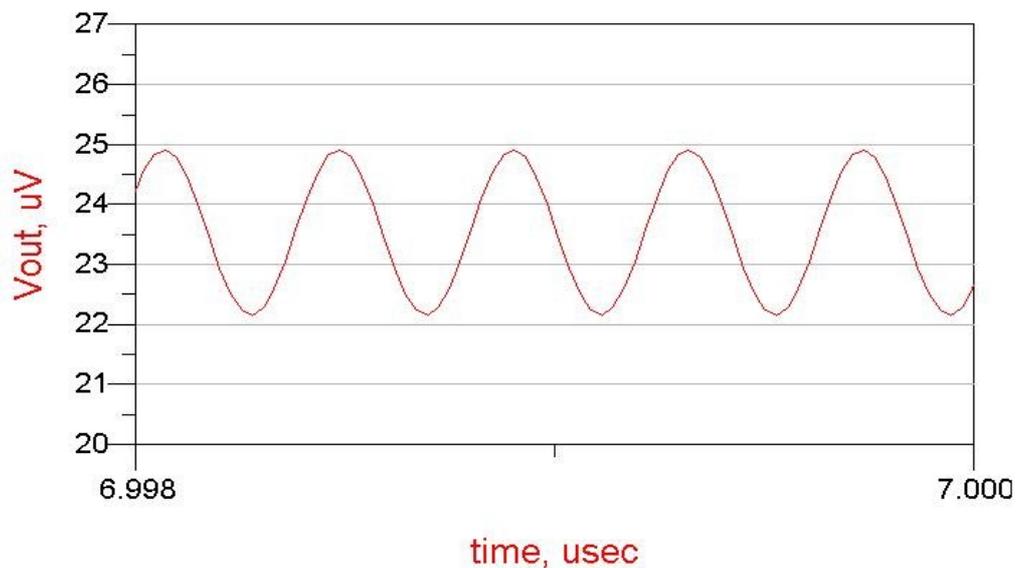
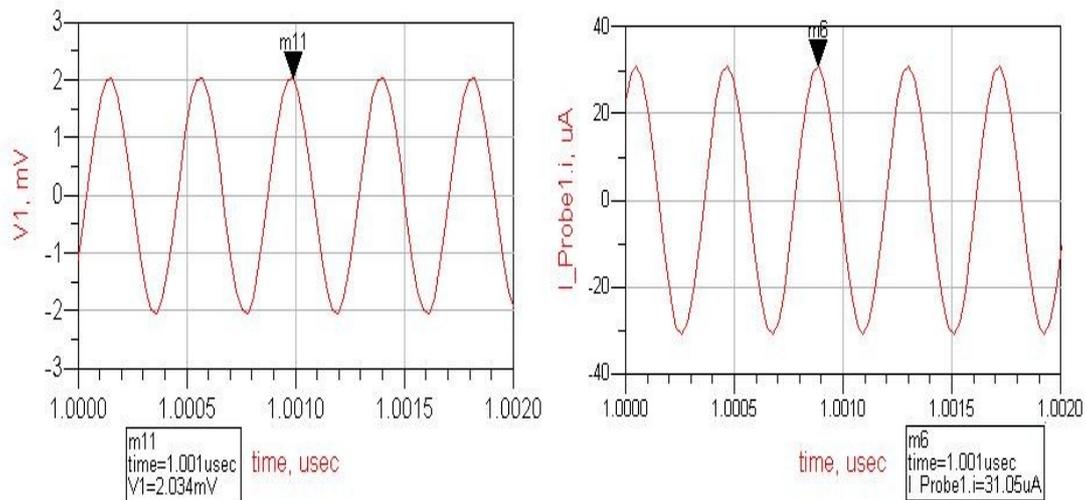


Figura 4.7: Grafico utilizzato per calcolare il ripple nel modello con layout non adattato

### Impedenza di ingresso

Come si è visto, il calcolo dell'impedenza d'ingresso vista dal circuito necessita la conoscenza degli andamenti di corrente e tensione alla porta d'ingresso, riportati in figura 4.8. Seguendo la procedura descritta in precedenza, l'impedenza che si trova è di  $6.4 + j65.2$  Ohm. Dunque, come preannunciato, l'impedenza cambia. Inserendo infatti un tratto di linea nel circuito (nel caso specifico, una microstriscia da 50 Ohm di impedenza, le cui dimensioni sono 2.9 mm di larghezza, e 2.5 mm di lunghezza), l'impedenza d'ingresso subisce una rotazione sulla carta di Smith che dipende sia dalla lunghezza della linea, sia dalla lunghezza d'onda di lavoro.



**Figura 4.8:** Andamento di tensione e corrente alla porta di ingresso del modello con layout non adattato

### 4.3 Modello con layout adattato

Gli ultimi cambiamenti che sono stati introdotti sul circuito, consistono nell'inserimento di una rete di adattamento per l'impedenza d'ingresso. Quando un circuito è adattato infatti, per il teorema del massimo trasferimento di potenza<sup>1</sup>, la tensione in uscita sarà decisamente superiore. Quindi il problema da affrontare e risolvere in questo caso, consisteva nel fare in modo che il valore dell'impedenza del

<sup>1</sup> Teorema del massimo trasferimento di potenza: La potenza trasferita al carico è massima quando la resistenza di carico è uguale alla resistenza interna del generatore equivalente.

circuito vista alla porta d'ingresso, fosse il più vicino possibile ai 50 Ohm dell'impedenza caratteristica del generatore ( $R_g$  di figura 4.9). Il punto di partenza è stato il modello del circuito a parametri concentrati, al quale sono stati aggiunti mano a mano ulteriori elementi per riuscire ad ottenere l'adattamento. Il circuito risultante viene presentato in figura 4.9.

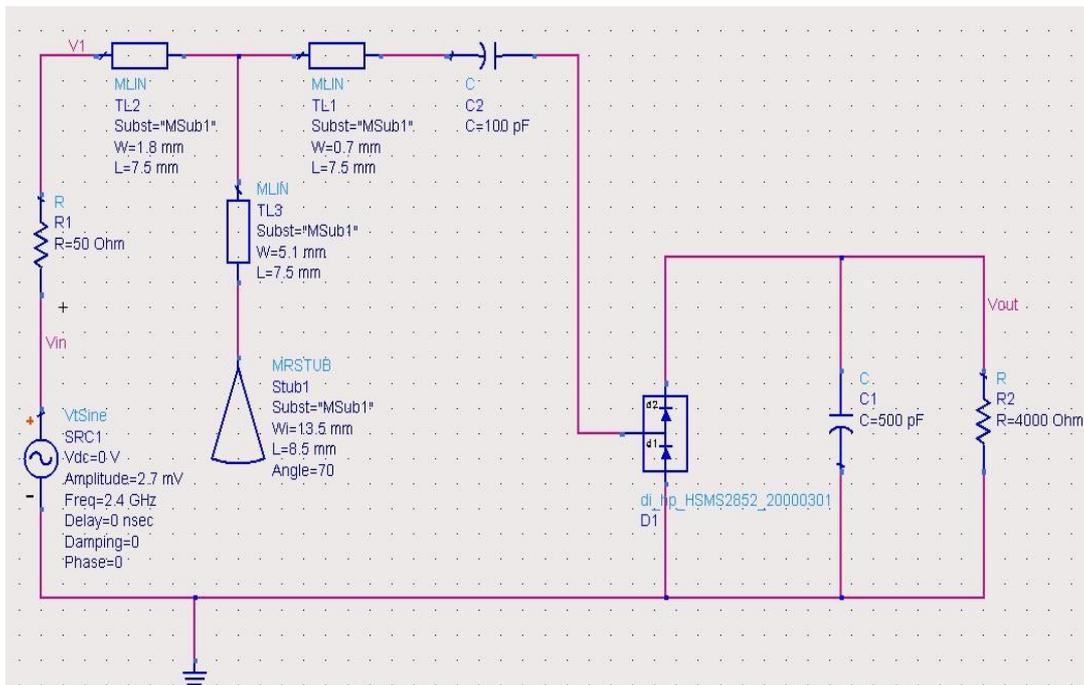


Figura 4.9: Schema del circuito voltage doubler adattato

### 4.3.1 La rete di adattamento

Dalla figura 4.9 si vede che rete di adattamento è costituita da 4 elementi, ovvero tre microstriscie ed uno stub.

I parametri caratterizzanti di questi nuovi elementi e che possono essere variati in ADS Agilent sono rappresentati dalle dimensioni fisiche dei corpi: larghezza e lunghezza per le microstriscie, mentre per lo stub bisogna considerare anche l'angolo da esso sotteso.

Le dimensioni stimate dei quattro elementi sono state riportate in tabella 4.1.

Grazie a tale rete, come vedremo nei prossimi paragrafi, la tensione di uscita migliora notevolmente, fino a diventare sei volte maggiore di quella trovata nei primi due modelli.

Elemento/parametro	Lunghezza (mm)	Larghezza (mm)	Angolo
TL1	7,58	0,63	/
TL2	7,57	1,75	/
TL3	7,39	5,13	/
Stub1	8,5	13,5	70°

Tab. 4.1: Dimensione degli elementi della rete di adattamento

### 4.3.2 Risultati

#### Tensione

L'andamento della tensione in funzione del tempo è illustrato in figura 4.10. Come già preannunciato, grazie all'adattamento d'impedenza, la tensione di uscita aumenta considerevolmente, fino a quasi raggiungere i 170  $\mu\text{V}$ .

Come nei casi precedenti, sono necessari sempre 6 microsecondi prima di poter visualizzare in uscita una tensione più o meno stabile. Bisogna anche sottolineare il fatto, che, con una tensione d'ingresso così bassa, il voltage doubler, anche se adattato, non svolge in pieno il lavoro che ci si aspettava. Tale circuito infatti è utilizzato per raddoppiare la tensione d'ingresso.

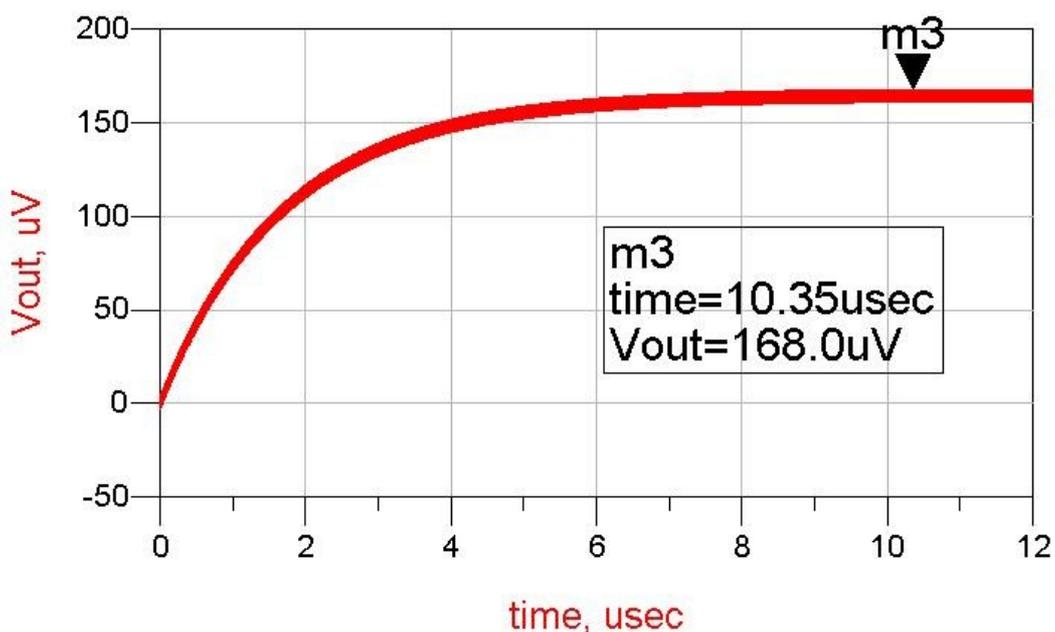


Figura 4.10: Tensione d'uscita del modello con layout adattato.

Tuttavia, in questo caso la tensione in uscita è addirittura inferiore a quella d'ingresso. I motivi che inducono tale risultato sono molteplici. Innanzitutto bisogna considerare la tensione sinusoidale d'ingresso troppo bassa: i 2.7 mV del picco infatti, non permettono ai due diodi di entrare pienamente in conduzione. A ciò bisogna aggiungere l'utilizzo di capacità non ideali e le perdite introdotte dagli effetti parassiti dei diodi. Pertanto, tutti questi motivi causano una funzionalità limitata del voltage doubler.

### Ripple

In figura 4.11 viene riportato un ingrandimento del grafico 4.10, utilizzato per calcolare il ripple.

Dalla differenza tra due picchi adiacenti, esso risulta in questo caso di 6,957 microvolt, corrispondente ad una fluttuazione del 4.3% rispetto al massimo che si ha a regime.

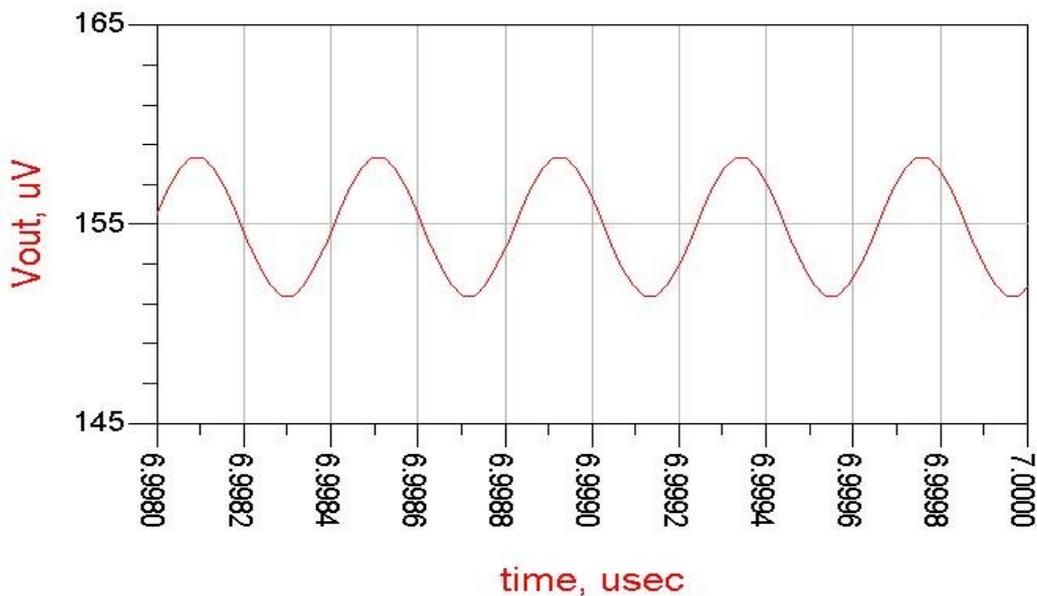


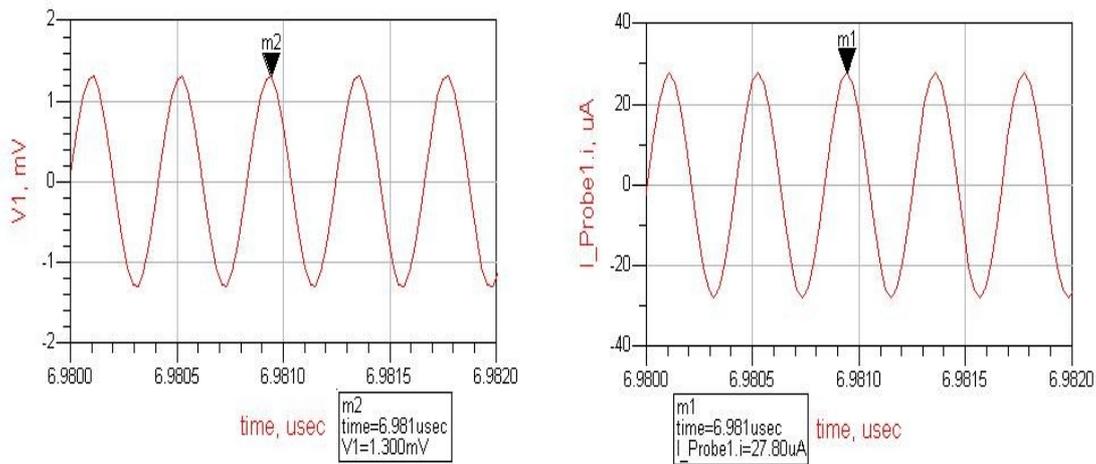
Figura 4.11: Grafico utilizzato per calcolare il ripple nel modello con layout adattato.

### Impedenza d'ingresso

Per quanto riguarda l'impedenza d'ingresso, si è riusciti ad ottenere un valore molto prossimo ai 50 Ohm.

Gli andamenti della tensione e della corrente alla porta di ingresso e riportati nel grafico di figura 4.12, presentano picchi rispettivamente di 1.3 Volt e 27.8  $\mu$ A, mentre lo sfasamento tra le due sinusoidi è di -6.2 ps. Guardando il grafico, si può notare come in questo caso lo sfasamento si sia notevolmente ridotto: osservando infatti le

figure 4.5 e 4.8 lo sfasamento tra le due curve si nota immediatamente, al contrario di quanto avviene nel grafico di figura 4.12, dove tensione e corrente sembrerebbero (quasi) in fase tra loro. In realtà, i due andamenti si troverebbe esattamente in fase se si fosse riusciti ad ottenere un'impedenza d'ingresso puramente resistiva. Tuttavia, l'impedenza risultante è di circa  $46.6 - j4.4$  Ohm, che presenta dunque ancora una piccola componente immaginaria, causata proprio da tale sfasamento.



**Figura 4.12:** Andamento di tensione e corrente alla porta di ingresso del modello con layout adattato

#### 4.4 Risultati a confronto

Finora è stato presentato lo studio dello stesso circuito in tre diverse circostanze.

Vediamo ora di cogliere le differenze che sono emerse durante le simulazioni svolte.

##### Tensione

Abbiamo visto l'andamento della tensione nei tre casi studiati. Per avere un confronto “immediato” il marker nei tre grafici è stato sistemato sempre nello stesso punto di riferimento, ovvero nel primo punto di massimo dopo il tempo di  $10.35 \mu\text{s}$ .

Andando a rivedere le tre curve di tensione ottenute si nota subito che nei modelli del circuito a parametri concentrati e in quello con layout non adattato le tensioni d'uscita sono molto simili: si passa infatti dai  $25.770 \mu\text{V}$  nel primo caso, ai  $25.519$  del secondo. La differenza tra questi due valori dovrebbe essere provocata da qualche errore di simulazione in quanto dovrebbero risultare identici (si è utilizzato infatti un substrato

in FR-4 privo di perdite). Al contrario, com'era ragionevole pensare, le prestazioni del circuito variano enormemente una volta introdotta la rete di adattamento. In questo caso infatti si è visto come la tensione diventi sei volte superiore rispetto prima, arrivando fino a 168  $\mu\text{V}$ . Infine, è giusto evidenziare il fatto che in tutte e tre le versioni del circuito, sono necessaria all'incirca 6 microsecondi prima di avere un uscita una tensione rettificata. Questo perché, essendo le dimensioni della rete di adattamento relativamente ridotte, la velocità del circuito non è influenzata dalla rete di adattamento d'impedenza e né varia se il circuito è adattato o meno.

### **Ripple**

Come per la tensione, anche per il ripple i modelli a parametri concentrati e con layout non adattato presentati risultano simili. Esso risulta infatti rispettivamente di 2.78  $\mu\text{V}$  e 2.76  $\mu\text{V}$ , corrispondenti ad una variazione del 10.9% e del 10.8% rispetto ai valori di tensione massimi. Per quanto riguarda il modello adattato invece, il ripple risulta di 6.957  $\mu\text{V}$ , corrispondente ad una fluttuazione del 4.3% rispetto al massimo che si ha a regime.

Dunque, il modello adattato presenta, in termini percentuali, un ripple minore, il che implica che la traccia di tensione risulta più stabile in questo caso che non nei precedenti.

### **Impedenza d'ingresso**

Per quanto riguarda infine l'impedenza d'ingresso non ci sono state sorprese. I primi due modelli, com'è naturale che sia dal momento in cui non vi è stato svolto nessun lavoro di adattamento, presentano valori ben distanti dai 50 Ohm voluti ( $10.94 + j111.6$  Ohm il modello a parametri concentrati, e  $6.4 + j 65.2$  Ohm per quello con layout non adattato), mentre per quanto riguarda il terzo l'impedenza risultata è stata di  $46.6 - j5.4$  Ohm (circa 47 Ohm in modulo). Come già detto in precedenza, l'impedenza è stata calcolata come :

$$Z = \frac{V}{I} * (\cos \alpha + j \sin \alpha) \quad (7)$$

con  $V$  ed  $I$  rispettivamente tensione e corrente alla porta di ingresso ed  $\alpha$  lo sfasamento tra le due curve. Dalla (7) si evince chiaramente come il rapporto tensione-corrente influisca direttamente sull'impedenza. A tal proposito è da sottolineare come tale quantità diminuisca progressivamente nei tre modelli, passando dai circa 112 Volt/Ampere ai 66 per poi arrivare ai 47 del modello adattato.

Dunque per riuscire ad ottenere un'impedenza di ingresso di 50 Ohm, è necessario che il rapporto  $V/I$  sia prossimo ai 50 Volt/Ampere e che lo sfasamento  $\alpha$  tra le due curve sia molto piccolo, di modo che:

$$\cos \alpha \simeq 1$$

$$\sin \alpha \simeq 0$$

Così facendo, la parte reale rimane ad un valore prossimo a quello derivante dal rapporto  $V/I$ , mentre la parte immaginaria tende a zero.

## 4.5 Aumento della tensione d'ingresso

Nel paragrafo 4.3.2 si è detto che il voltage doubler non è in grado di raddoppiare la tensione d'uscita in quanto quella d'ingresso risulta troppo bassa per riuscire portare in conduzione i diodi e a compensare gli effetti parassiti dei diodi stessi. Pertanto, è stata aumentata la tensione d'ingresso, così da poter verificare le differenze di comportamento del circuito. Seguendo i calcoli effettuati nel paragrafo 3.1, la tensione di picco del generatore è stata portata a 60 mV (cui, va ricordato, corrisponde una distanza di 1 metro tra sorgente e ricevitore, quando l'AP irradia 100 mW).

### 4.5.1 Risultati

#### Tensione

Il grafico della tensione rettificata è quello in figura 4.13. Come ci si aspettava, la tensione d'uscita è molto maggiore rispetto ai casi precedenti. Tuttavia essa ancora una volta non raddoppia rispetto a quella d'ingresso. Al contrario, tale tensione risulta quasi di pari valore rispetto quella rettificata. Questo sta a significare che i 60 mV ora impostati sul generatore sinusoidale di tensione all'ingresso del circuito rappresentano la tensione d'ingresso minima necessaria affinché i diodi entrino in conduzione ed il

circuito riesca a compensare le perdite provocate dagli effetti parassiti e dall'impiego di capacità non ideali. Inoltre, variando la tensione d'ingresso, il circuito non lavora più in condizione di adattamento. Tale fenomeno è in gran parte causato dalla coppia di diodi, le cui impedenze caratteristiche variano a seconda del livello di potenza incidente.

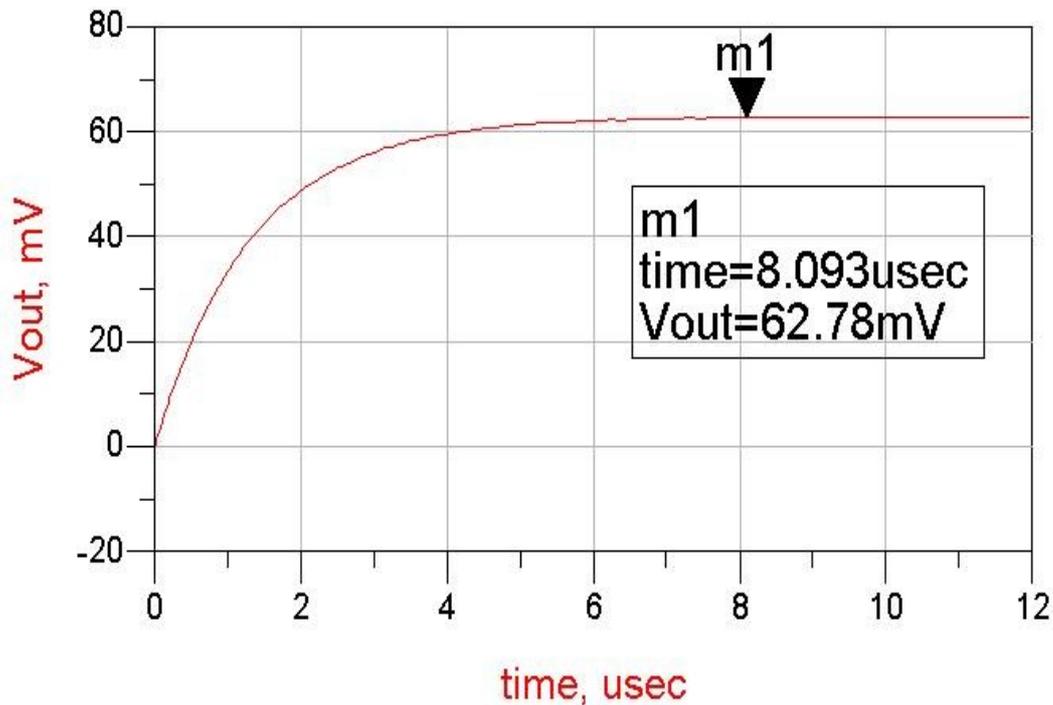


Figura 4.13: Andamento della tensione d'uscita quando si hanno 60 mv all'ingresso

Per ottenere in uscita una tensione considerevolmente maggiore rispetto quella d'ingresso, è necessario alimentare il circuito con almeno 200 mV. In questo caso in uscita si hanno circa 340 mV.

Infine, bisogna osservare che è aumentata anche la velocità con la quale il circuito riesce a rettificare la tensione, passando da 6  $\mu$ s a 4  $\mu$ s.

### Ripple

Il ripple è stato calcolato questa volta intorno agli 8.5  $\mu$ s. L'altezza picco-picco dell'onda è risultata di 0.12 mV, corrispondenti ad una variazione dello 0.2 % rispetto al valore massimo di tensione. In punti percentuali, il ripple trovato in questo caso è il minore di tutti.

### Impedenza d'ingresso

Come preannunciato, il circuito non opera più in condizione di adattamento. La nuova impedenza d'ingresso vista dal circuito in questo contesto risulta pari a  $78.6 -j7.8$  Ohm.

### 4.5.2 Risultati dopo alcune variazioni sul circuito

Dopo aver visto i risultati di queste ultime simulazioni, sono stati modificati i valori delle due capacità C1 e C2, che sono state rispettivamente ridotte a 100 pf e 50 pf. Infatti, avendo un ripple così contenuto, si è voluto verificare se fosse stato possibile aumentare ulteriormente la velocità di risposta del circuito, aumentando sensibilmente l'oscillazione della tensione d'uscita.

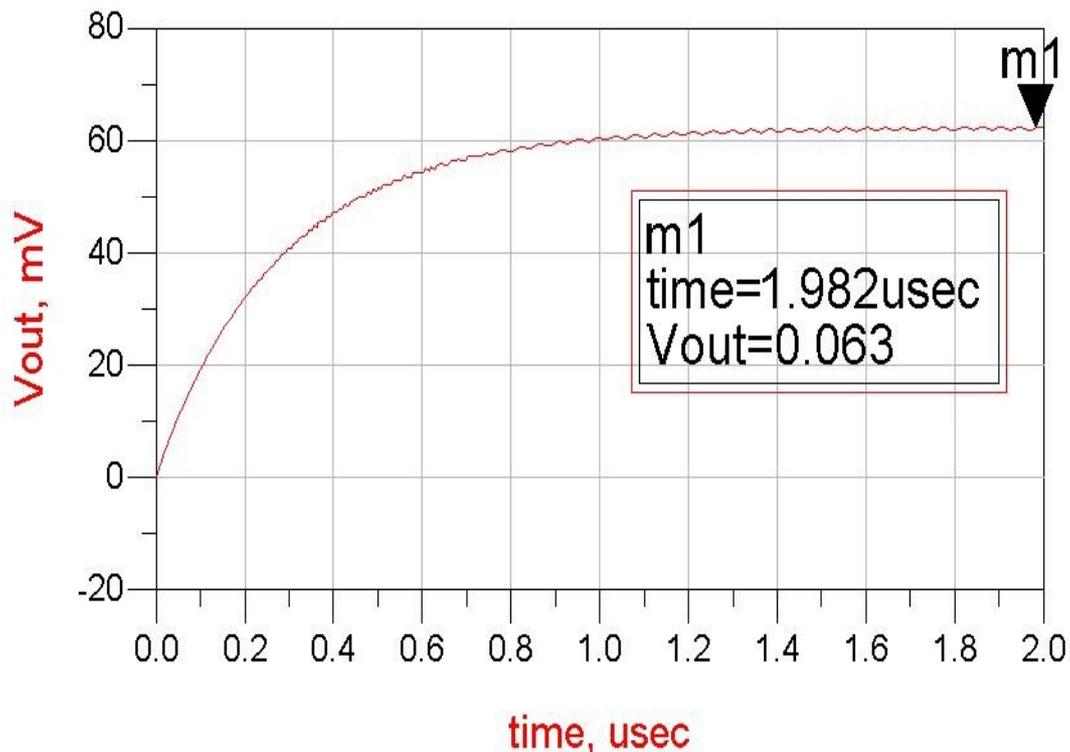


Figura 4.14: andamento della tensione d'uscita quando si hanno 60 mv all'ingresso e con le capacità ridotte

### Tensione

La figura 4.14 riporta l'andamento della tensione ottenuto. Come si può notare, la tensione rettificata non varia, in modulo, rispetto al caso precedente.

Tuttavia, avendo notevolmente ridotto i valori di C1 e C2, si può verificare quanto la

velocità di rettificazione del circuito sia aumenta: utilizzando capacità minori, infatti, i condensatori vengono caricati in un tempo inferiore, pertanto in uscita la tensione risulta rettificata e a regime già dopo 1 solo nanosecondo.

### **Ripple**

Come sempre, il ripple è stato calcolato quando il circuito era già a regime, circa a 1.65  $\mu$ s. Il valore trovato è di 0.62 mV, corrispondente ad una fluttuazione dell'1% rispetto al valore massimo di 63 mV. Dunque, come previsto, il ripple aumenta sensibilmente, ma la tensione risulta rettificata quattro volte più rapidamente rispetto al caso precedente.

## **4.6 Variazione dell'impedenza d'ingresso**

Finora il voltage doubler è stato simulato considerando sempre un'impedenza alla porta di ingresso di 50 Ohm. A tale valore potrebbe corrispondere, ad esempio, l'impedenza d'ingresso dell'antenna patch progettata nel primo capitolo.

Tuttavia, l'impedenza d'ingresso del circuito potrebbe non essere necessariamente di 50 Ohm. Ad esempio, con tale circuito si potrebbe voler realizzare una rectenna che non sfrutti un'antenna patch (o comunque che non si colleghi a un'antenna di impedenza d'ingresso da 50 Ohm), bensì qualche altra tipologia con diversa impedenza. A tal fine, una nuova serie di simulazioni è stata lanciata sul voltage doubler, dopo aver modificato il valore dell'impedenza di ingresso. Nello specifico, si è utilizzata una resistenza da 300 Ohm e sono così state valutate le prestazioni ed il comportamento del circuito in questo nuovo contesto.

Per queste simulazioni il circuito al quale si fa riferimento è quello descritto nel paragrafo 4.5.2 e riportato in figura 4.15. Ovviamente, avendo variato l'impedenza d'ingresso, è stato necessario modificare la rete di adattamento. Lo schema della rete è lo stesso descritto nel paragrafo 4.3.1, tuttavia le dimensioni dei singoli elementi sono state, naturalmente, modificate e riportate in tabella 4.2.

Il motivo per cui si è preferito effettuare queste nuove simulazioni su questo modello e non un altro, sta nel fatto che quello del paragrafo 4.5.2 è quello che si comporta in maniera più performante (sia per quanto riguarda la velocità con la quale il circuito rettifica la tensione, sia per l'efficienza di conversione).

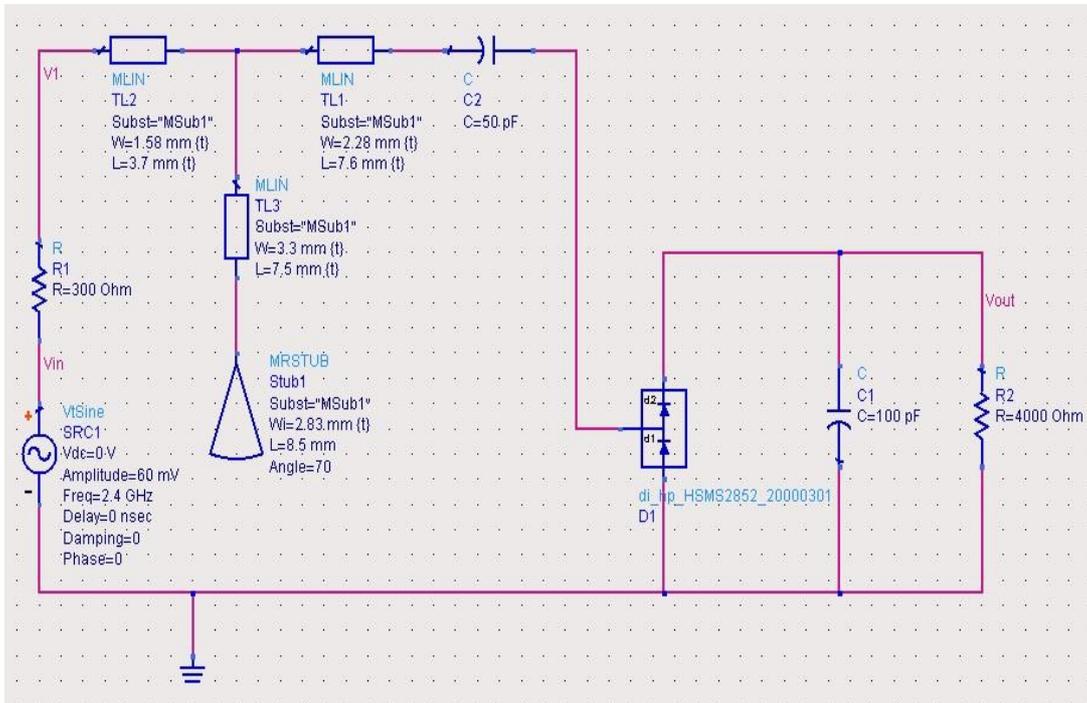


Figura 4.15: Voltage doubler adattato con impedenza d'ingresso di 300 Ohm

Elemento/parametro	Lunghezza (mm)	Larghezza (mm)	Angolo
TL1	7,58	0,63	/
TL2	7,57	1,75	/
TL3	7,39	5,13	/
Stub1	8,5	13,5	70°

Tab. 4.2: Dimensione degli elementi della nuova rete di adattamento

### 4.6.1 Risultati

#### Tensione

Come si può vedere in figura 4.16, dopo aver aumentato la resistenza d'ingresso del circuito, la tensione d'uscita del circuito adattato è decisamente inferiore rispetto quella del modello a 50 Ohm. Nello specifico, si è passati dai 63 mV del caso precedente ai quasi 20 di adesso, ovvero una riduzione di un terzo.

Inoltre, il circuito risulta anche leggermente più lento a rettificare la tensione, impiegando circa 1.5  $\mu$ s per arrivare a regime, ovvero mezzo microsecondo in più

rispetto a prima.

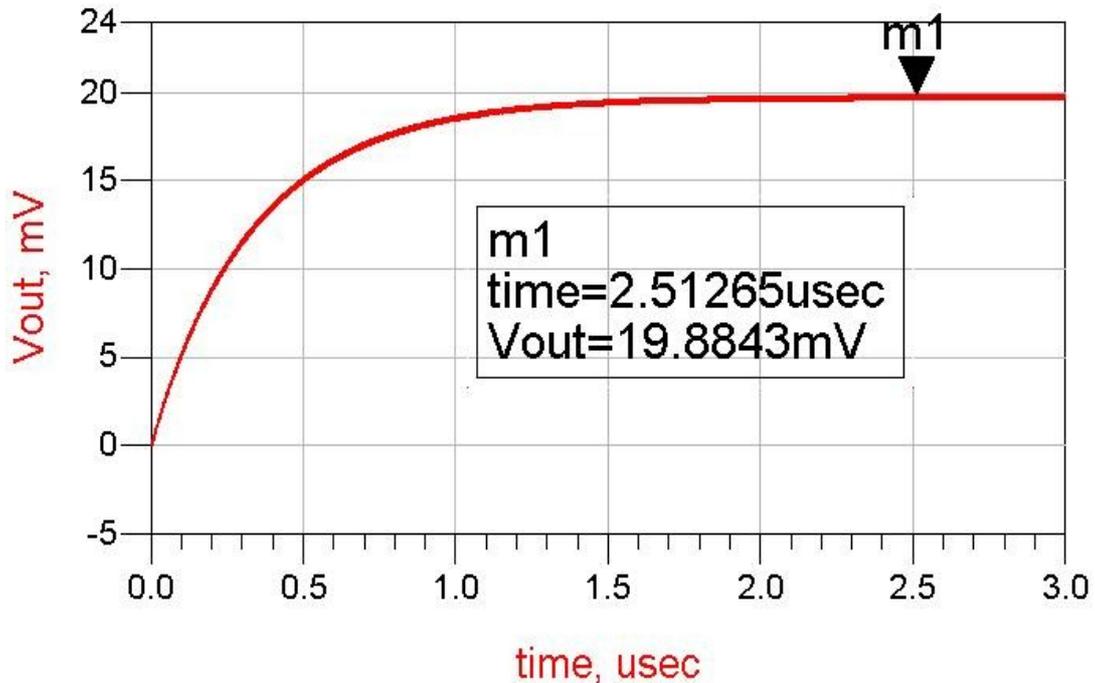


Figura 4.16: Tensione d'uscita del voltage doubler con impedenza d'ingresso da 300 Ohm

### Ripple

Il ripple che si misura ingrandendo una porzione del grafico 4.16 intorno a  $2.5 \mu\text{s}$  risulta di  $0.37 \text{ mV}$ , cui corrisponde una fluttuazione del  $1.85\%$  rispetto al valore massimo della tensione che si misura a quel tempo. Dunque, anche il ripple peggiora rispetto a prima.

### Impedenza d'ingresso

Con la rete di adattamento utilizzata, l'impedenza risultante è di  $302 + j5.9 \text{ Ohm}$ .

Dunque da quanto è emerso in quest'ultimo ciclo di simulazioni, si può affermare che il voltage doubler offre prestazioni maggiori quando l'impedenza d'ingresso è bassa. Misurando la potenza incidente sui diodi diventa possibile spiegare tale calo: con un impedenza d'ingresso maggiore infatti, la potenza dissipata sulla resistenza è superiore. La relazione infatti che lega la resistenza con la potenza dissipata è:

$$P = I^2 R \quad (8)$$

Dunque, aumentando il valore della resistenza, a parità di tensione d'ingresso, la potenza incidente sui diodi risulta minore, conseguentemente risulta inferiore anche la tensione rettificata. Nello specifico, la potenza incidente passa dagli  $8.3 \mu\text{W}$  quando l'impedenza d'ingresso è di  $50 \text{ Ohm}$ , a  $2.35 \mu\text{W}$  quando l'impedenza è di  $300 \text{ Ohm}$ .

## Capitolo 5

### Conclusioni

Concludendo, due possibili circuiti rettificatori per una rectenna sono stati analizzati e simulati, il detector circuit ed il voltage doubler. I risultati ottenuti nelle simulazioni indicano che, a parità di tensione ed impedenza d'ingresso, e di carico, il voltage doubler fornisce una tensione d'uscita rettificata maggiore.

Dopo aver scelto gli elementi ottimali per il circuito, il comportamento del doubler è stato analizzato in due situazioni diverse, una favorevole, nella quale si è supposto una distanza di un metro tra l'access point e la rectenna, ed una, decisamente meno favorevole, in cui la distanza tra trasmettitore e ricevitore è stata aumentata a 10 m, riducendo contemporaneamente la potenza irradiata dall'access point.

Si è visto poi, che, a seconda delle condizioni in cui la rectenna debba operare, il doubler può assumere configurazioni leggermente differenti: è stato mostrato che i valori delle capacità possono essere modificate in base alla tensione d'ingresso del circuito. Con tensioni relativamente elevate, infatti, è possibile utilizzare capacità minori, aumentando, così, la velocità con la quale il circuito rettifica la tensione. Riducendo la tensione d'ingresso invece, è necessario aumentare le capacità. Se così non fosse, si otterrebbe un ripple sulla tensione d'uscita eccessivamente elevato.

Infine, è stato pure dimostrato che il voltage doubler lavora in maniera ottimale quando l'impedenza d'ingresso è bassa. Aumentando infatti tale parametro è stato verificato che la potenza e la tensione incidente sui diodi risulta inferiore, conseguentemente il livello di tensione rettificata d'uscita a sua volta risulta ridotto.

## Bibliografia

1. J. Heikkinen, M. Kivikoski, "Performance and efficiency of planar rectennas for short-range wireless power transfer at 2.45 Ghz"; Microwave and optical technology letters / vol 31, No. 2, 20 Ottobre 2001
2. Agilent HSMS-285x Series surface mount zero bias schottky detector diodes. Datasheet
3. Robert G. Harrison, Xavier Le Polozec, "Nonsquare behavior of Diode Detectors analyzed by the Ritz – Galerkin method", IEEE transaction on microwave theory and techniques, vol 42, No. 5, Maggio 1994
4. Agilent Technologies, "Designing the virtual Battery", Application Note 1088
5. Agilent Technologies, "Schottky Diode Voltage Doubler", Application Note 956-4
6. Hewlett Packard components, "Schottky diodes for high volume, low cost applications", Application note 942
8. [Http://www.radio-electronics.com](http://www.radio-electronics.com)
9. Wikipedia
10. Hubregt J. Visser, "Approximate antenna analysis for CAD". Wiley, 2009.
11. J.O. McSpadden, T. Yoo e K. Chang, "Theoretical and experimental investigation of a rectenna element for microwave power transmission", IEEE Trans Microwave Theory Tech 40 (1992).
12. Kyōhei Fujimoto, "Mobile antenna systems handbook"
13. <http://www.nauticoartiglio.lu.it>
14. [Http://users.libero.it](http://users.libero.it), Appunti di compatibilità Elettromagnetica
15. T. W. Yoo, K. Chang, "Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz Rectennas", IEEE transaction on microwave theory and techniques, vol 40, No 6. 1992.