

14.4 Esempi di progetto di circuiti passivi non lineari

Circuiti passivi non lineari sono quei circuiti che utilizzano le proprietà non lineari dei diodi. Esempi di tali circuiti sono costituiti dai rivelatori quadratici e dai mixer. Nella tecnica delle microonde questi circuiti sono comunemente realizzati utilizzando dei diodi Schottky.

Per lo studio di questi circuiti i CAD a microonde utilizzano tecniche di analisi non lineare tra cui una delle più comuni è l'Harmonic Balance (*).

In Fig. 14.34 è mostrata la caratteristica statica del diodo Schottky confrontata con quella di un diodo a giunzione PN. Questo grafico si ottiene semplicemente collegando il diodo ad un generatore di tensione DC con ampiezza variabile (sorgente DCVSS in MWO) e graficando la corrente che fluisce nel diodo (misura di corrente non lineare, armonica 0, $I_{comp}(0)$ in MWO).

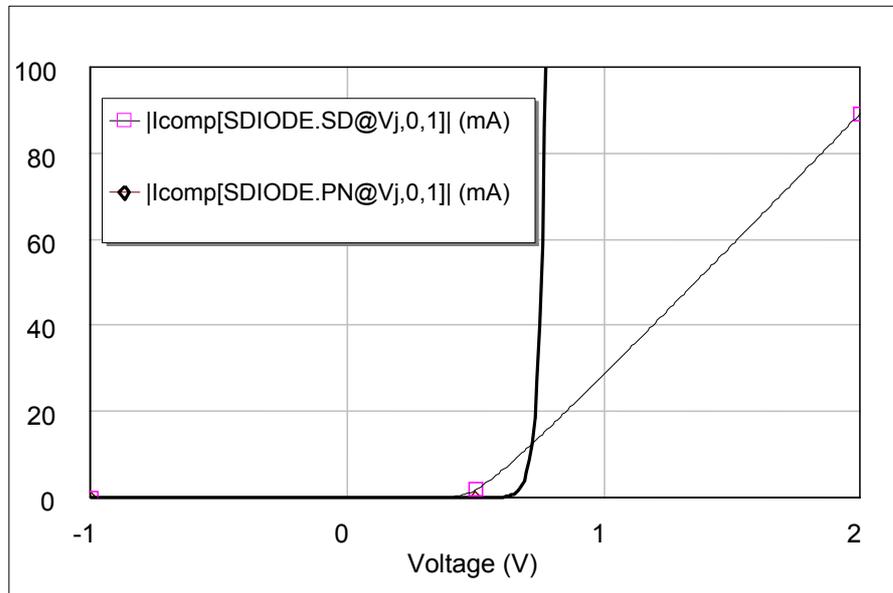


Fig. 14.34

La figura mostra le differenze nella caratteristica statica dei due circuiti dovute alle differenze nelle correnti di saturazione inversa ($I_S = 1e^{-14}$ A e $2.2e^{-11}$ A nel diodo PN e Schottky rispettivamente) e alle differenze nella resistenza in serie alla giunzione ($R_S = 0.004 \Omega$ e 16Ω nel diodo PN e Schottky rispettivamente).

Per evidenziare ulteriormente le differenze tra i due tipi di diodi è anche utile graficarne l'andamento della parte reale dell'impedenza d'ingresso in funzione della frequenza. I risultati ottenuti sono riportati in Fig. 14.35. Dalla figura si evince che in assenza di polarizzazione l'impedenza del diodo Schottky è di circa 16Ω mentre quella del diodo PN è maggiore di $13 M\Omega$.

(*) F. Giannini, G. Leuzzi "Nonlinear Microwave Circuit Design" Wiley, 2004.

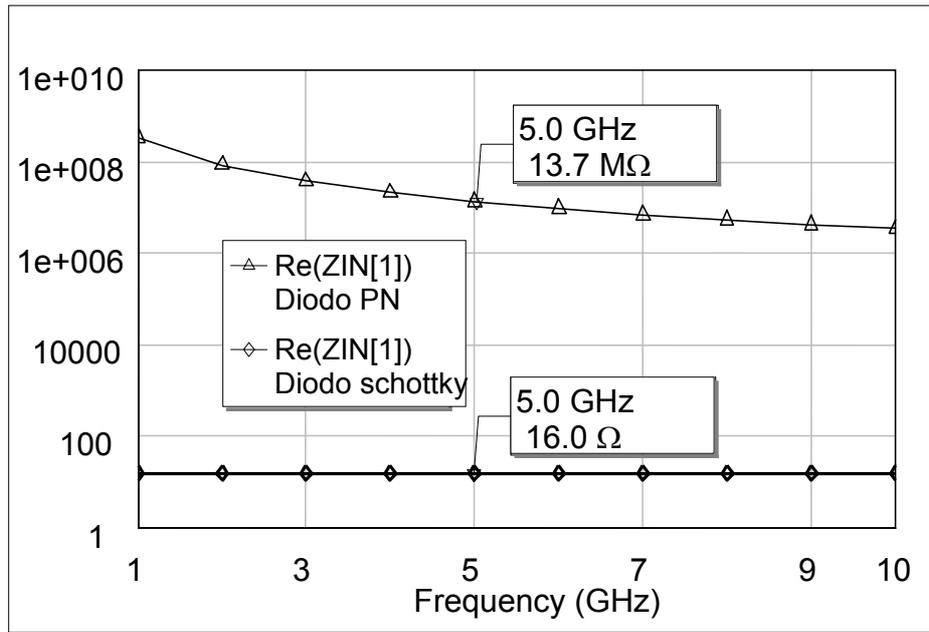


Fig. 14.35

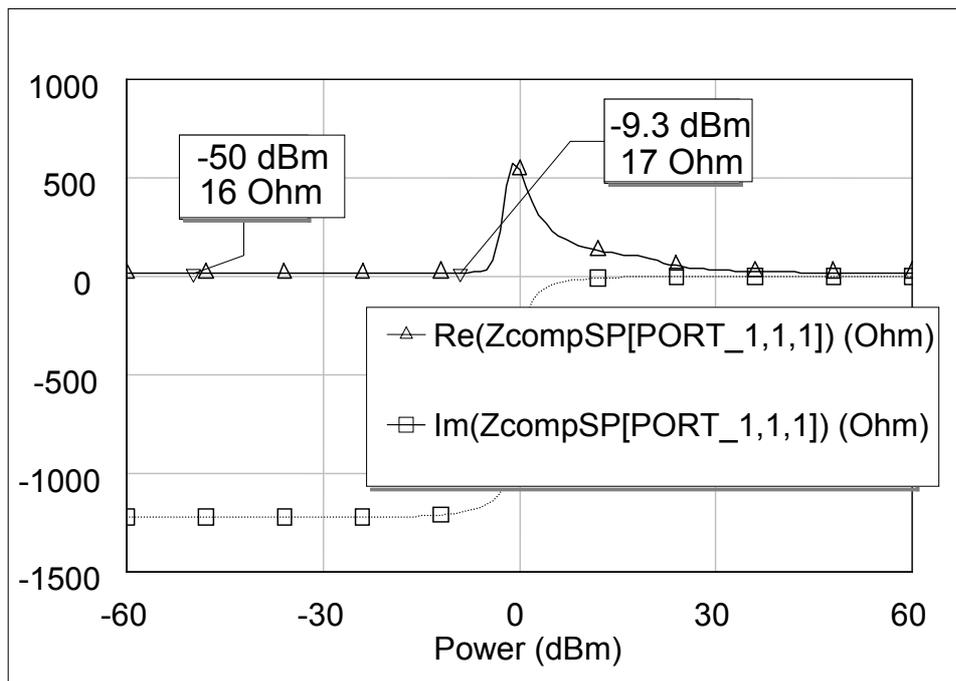


Fig. 14.36

Con riferimento al solo diodo Schottky, in Fig. 14.36 è graficato l'andamento della parte reale ed immaginaria dell'impedenza in funzione della potenza del segnale in ingresso. Per fare questo bisogna eccitare il diodo con una sorgente a potenza variabile (PORT_PS1) ad una frequenza (es 1 GHz) e valutare l'impedenza (ZcompSP).

La figura mostra che per basse potenze l'impedenza si mantiene costante al valore di piccolo segnale (parte reale uguale a 16Ω). Per potenze superiori a -10 dBm l'impedenza subisce invece delle forti variazioni con la potenza di ingresso.

I CAD a microonde consentono anche di graficare l'andamento temporale e gli spettri dei segnali ai capi del diodo e degli altri elementi circuitali. Un semplice circuito con diodi è riportato in Fig. 14.37. In Fig. 14.38 sono riportati gli andamenti temporali delle tensioni del generatore (ACVS), ai capi del diodo (SDIODE) e ai capi della resistenza (V_METER).

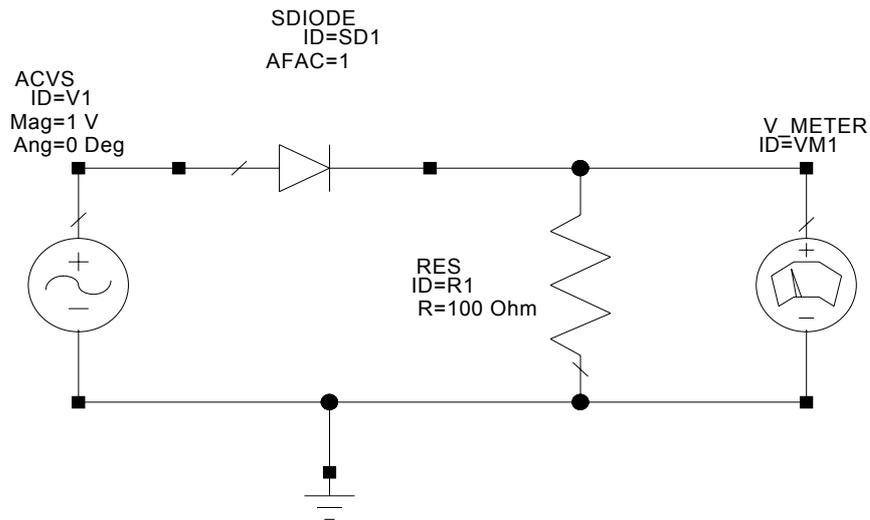


Fig. 14.37

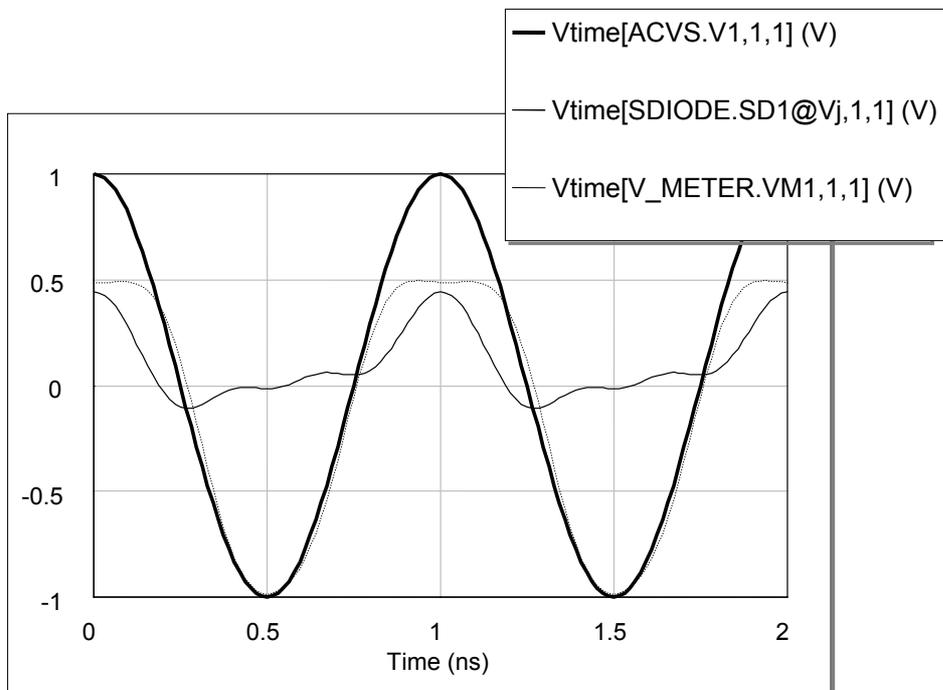


Fig. 14.38

Dopo aver mostrato le potenzialità dei CAD a microonde per lo studio dei circuiti non lineari, si vogliono ora mostrare delle tecniche di progetto relative a due dispositivi: i rivelatori quadratici ed i Mixer.

Il funzionamento dei **rivelatori quadratici** è stato descritto nel par. 8.8. Ipotizzando di lavorare con potenze inferiori a -10 dBm il diodo presenta un'impedenza di ingresso che non varia con la potenza e può essere adattato, nell'intorno di una frequenza con una rete di adattamento reattivo-parallelo. Il circuito si presenta come in Fig. 14.39. La risposta in frequenza, nel caso di adattamento a 6 GHz è riportata in Fig. 14.40.

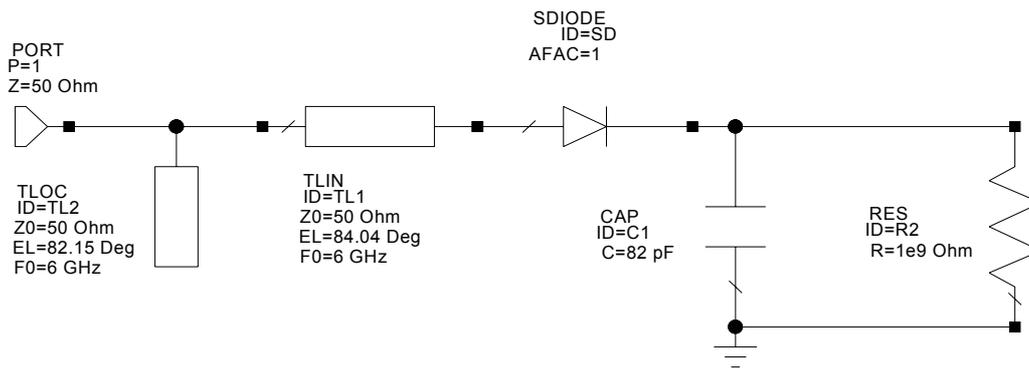


Fig. 14.39

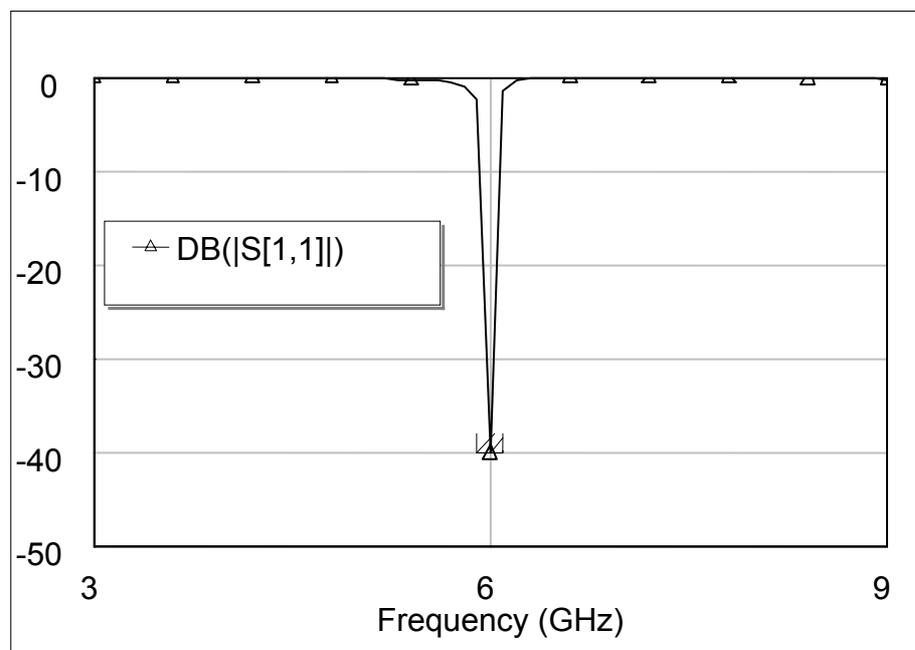


Fig. 14.40

Nei rivelatori quadratici è importante valutare la tensione di uscita in funzione della potenza di ingresso. Questa valutazione può essere condotta eccitando il circuito con una sorgente a potenza variabile (PORT_PS1) come mostrato in Fig. 14.41. I risultati delle simulazioni sono riportati in Fig. 14.42.

La Fig. 14.42 evidenzia una regione a crescita lineare (comportamento quadratico del diodo), una regione parabolica e l'effetto di saturazione alle alte potenze (vedi anche Fig. 8.46).

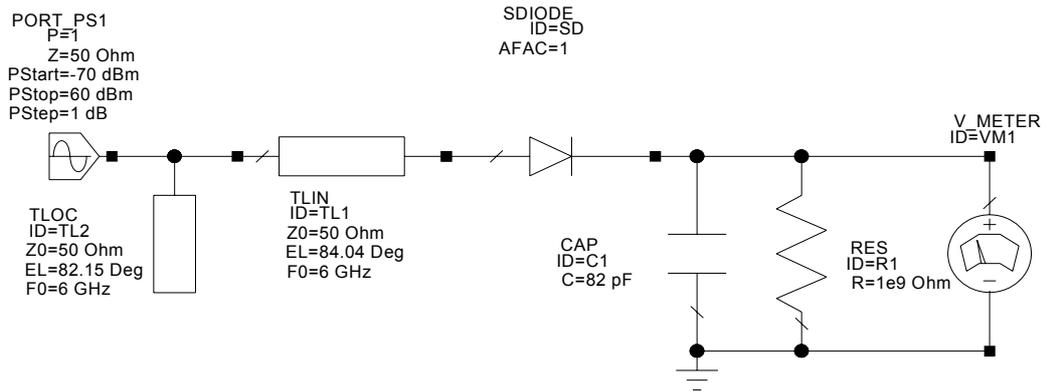


Fig. 14.41

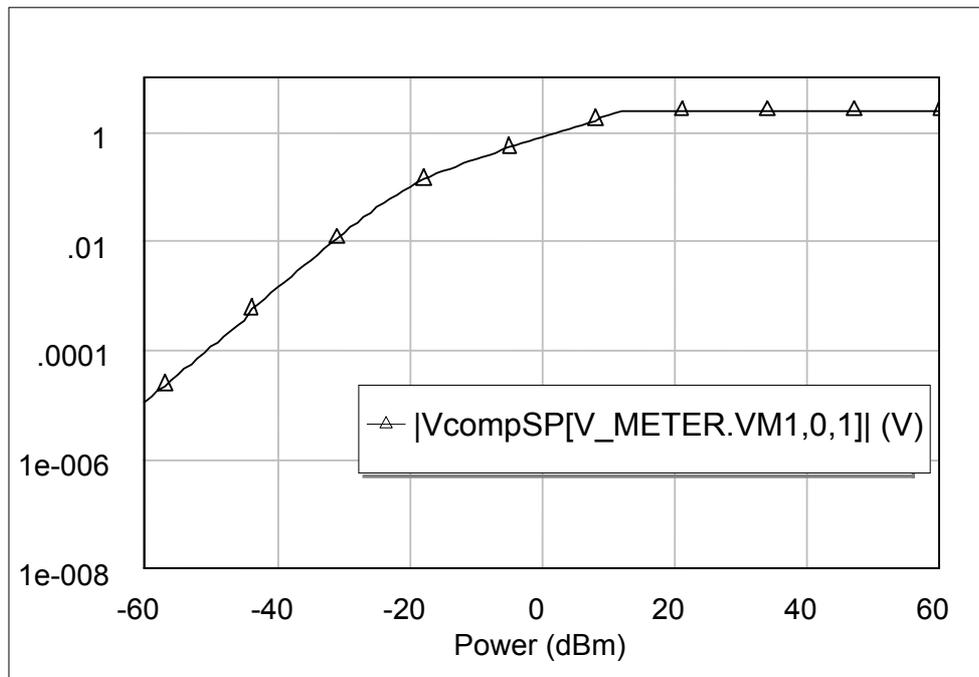


Fig. 14.42

I **mixer** trovano applicazione in molti sistemi a microonde come i traslatori di frequenza i ricevitori i modulatori etc.. Nel seguito verrà mostrato il progetto di un mixer per un radar doppler. Le specifiche richieste sono: frequenza dell'oscillatore locale 9.8875 GHz, potenza 16 dBm, frequenza RF compresa tra 9.7 e 10 GHz, potenza della RF compresa tra -100 e 0 dBm, frequenza IF tra 0 e 200 MHz.

In questo progetto è stato utilizzato un diodo reale. Si tratta del modello HSMS 8202 della ditta Agilent del quale è disponibile il datasheet con i valori dei parassiti del case e con i parametri del modello SPICE del diodo (v. Fig. 14.43). questo diodo è in grado di operare fino a frequenze di 18 GHz.

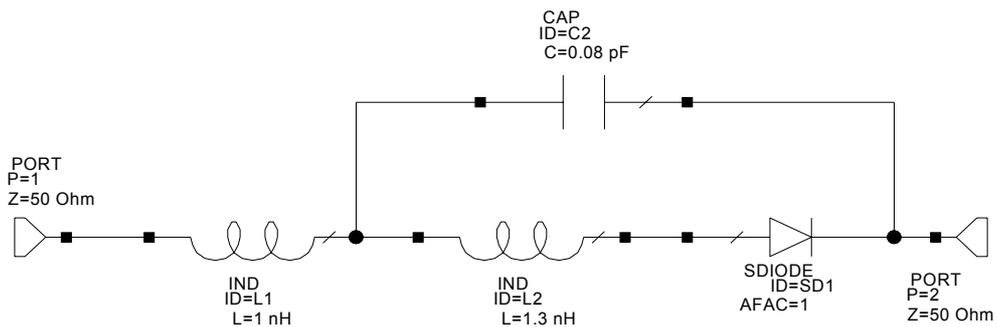


Fig. 14.43

In Fig. 14.44 è riportata la caratteristica corrente tensione del diodo ricavata come quella in Fig. 14.34. In questo caso il modello considera anche la reale tensione di breakdown come visibile dal grafico di figura.

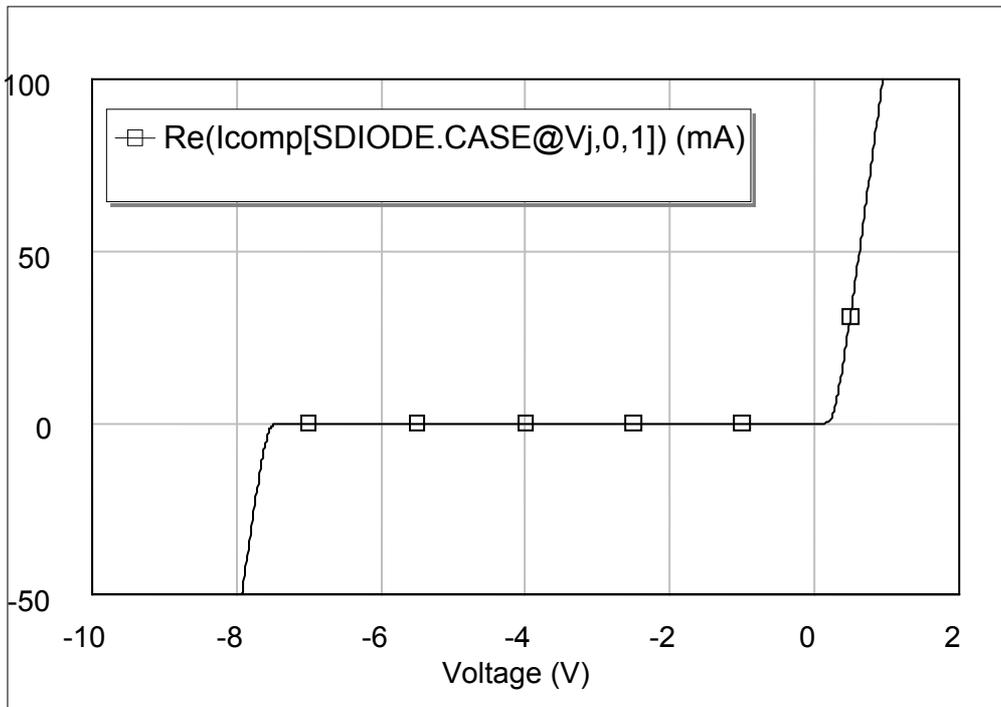


Fig. 14.44

Si noti che le potenze in gioco (fino a 13 dBm) corrispondono a tensioni massime sul diodo di circa 3.0 V e quindi inferiori alla tensione di breakdown del diodo.

Il primo passo del progetto consiste nel valutare il coefficiente di riflessione del diodo con 13 dBm di potenza incidente e progettare la rete di adattamento. Si noti che volendo realizzare un mixer come quello riportato in Fig. 14.49 (vedi Fig. 8.51), in serie al diodo si dovrà considerare anche un condensatore in parallelo all'impedenza a 50 Ω della rete d'uscita come mostrato in Fig. 14.45. In Fig 14.46 è riportato il coefficiente di riflessione al variare della potenza di ingresso. La figura evidenzia un valore di -6dB per 13 dBm di potenza in ingresso alla frequenza di 9.8875 GHz (la potenza sul diodo è ridotta di 3 dB rispetto a quella dell'oscillatore locale per tener conto dell'attenuazione che sarà introdotta dall'AD (vedi Fig. 9.8).

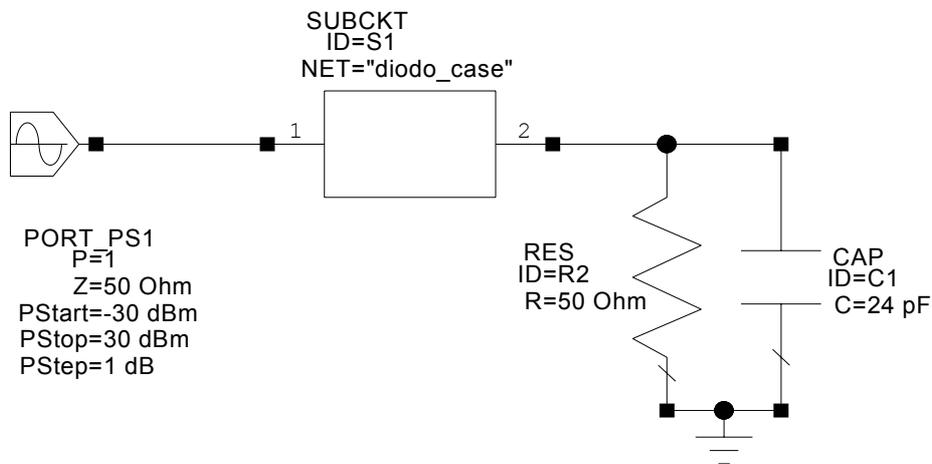


Fig. 14.45

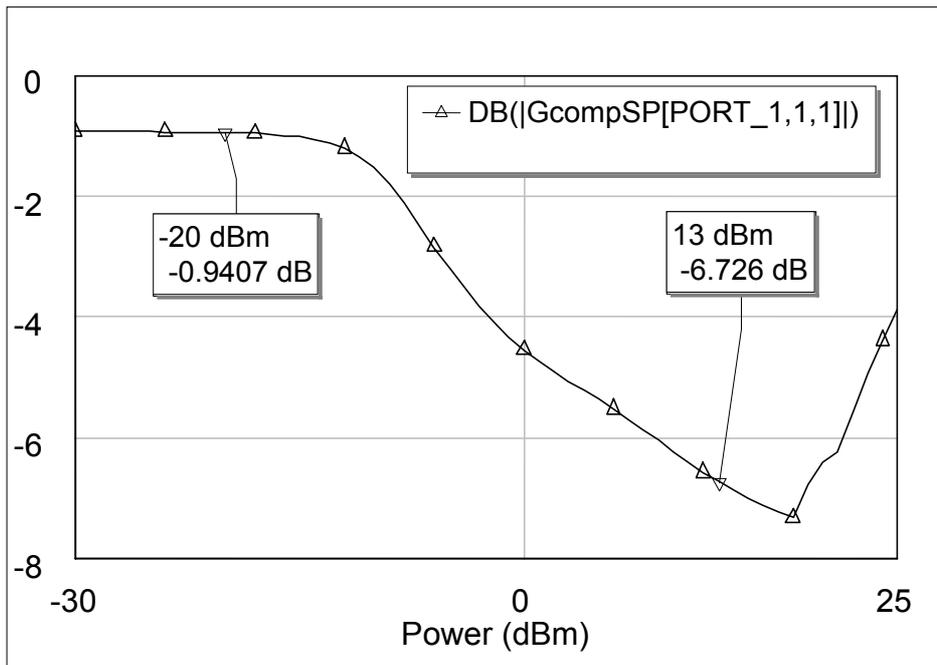


Fig. 14.46

E' stata quindi progettata la rete di adattamento come mostrato in Fig. 14.47. I risultati della simulazione sono riportati in Fig. 14.48. La figura evidenzia il buon adattamento raggiunto a 9.8875 GHz e a 10 GHz per potenze incidenti intorno a 13 dBm.

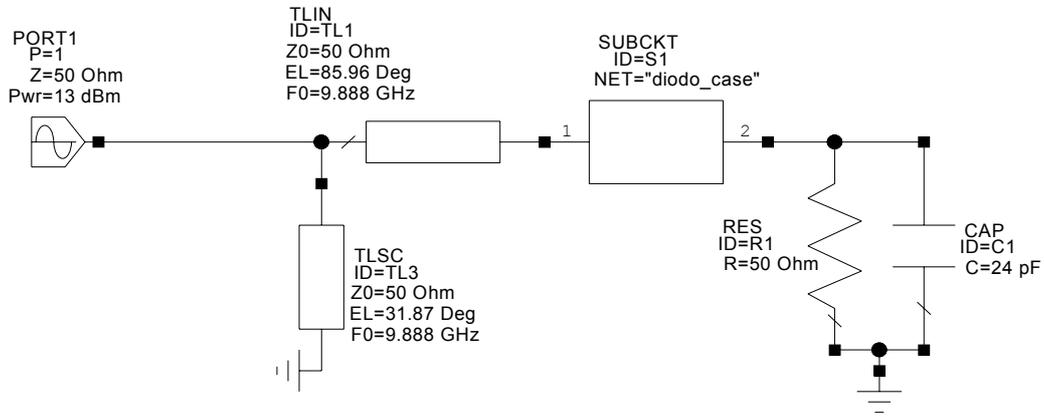


Fig. 14.47

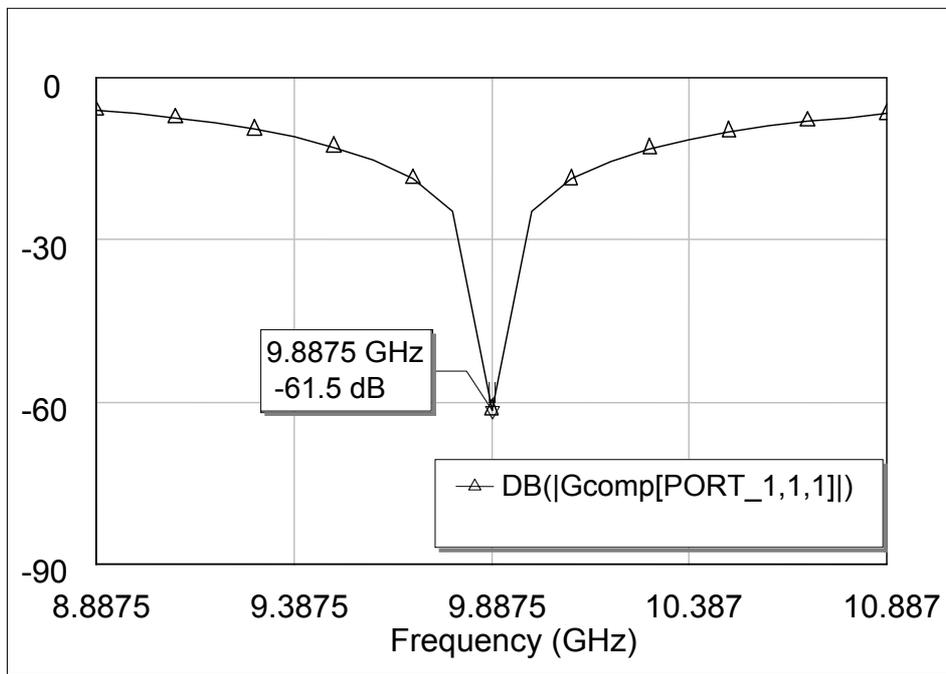


Fig. 14.48

Lo schema completo di un mixer a singolo diodo è riportato in Fig. 14.49 (vedi Fig. 8.51). In questo schema è stato utilizzato un AD a 180° ideale ed un filtro ideale a 3 elementi con frequenza di taglio di 1 GHz.

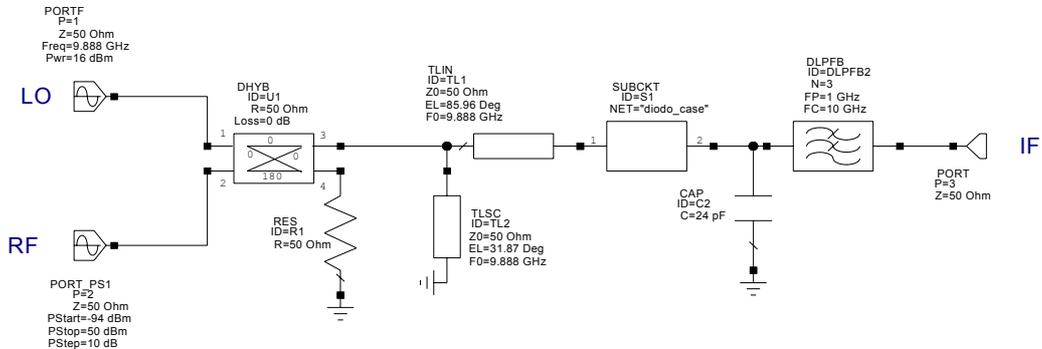


Fig. 14.49

Con questo circuito l'adattamento alla porta 1 (LO) alla frequenza di 9.8875 GHz rimane migliore di -50 dB. La Fig 14.50 mostra che l'adattamento alla porta 2 è circa -27 dB a 10 GHz, l'isolamento tra le porte 1 e 2 è di circa -27 dB fino a 0 dBm di potenza RF (per questa configurazione di mixer l'adattamento risulta uguale all'isolamento), infine la perdita di conversione è di circa -7 dB.

Per migliorare la perdita di conversione del mixer si può usare una configurazione bilanciata come quella riportata in Fig. 14.51.

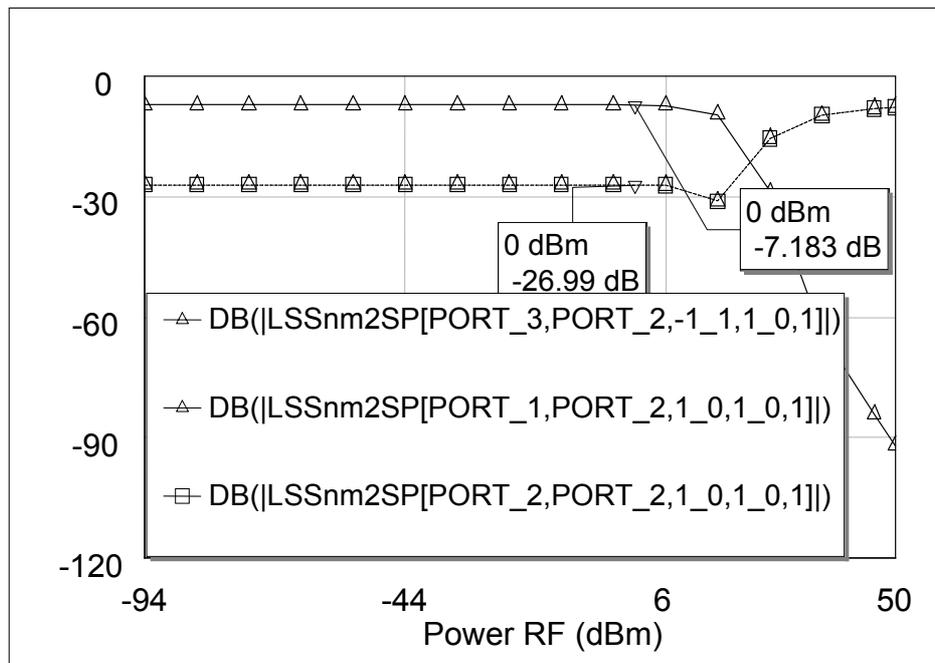


Fig. 14.50

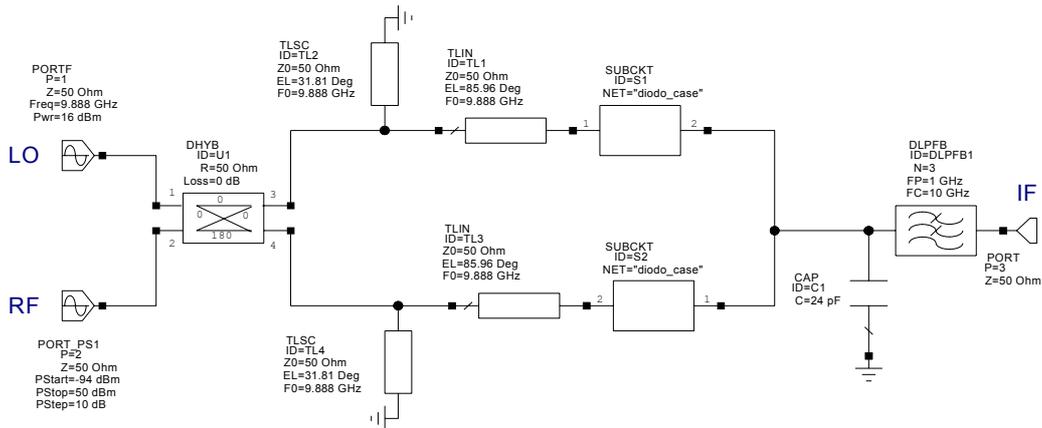


Fig. 14.51

La Fig. 14.52 mostra che in questo caso si ha (come atteso) un miglioramento della perdita di conversione di circa 3 dB. E' anche interessante osservare che con questa configurazione, se si riesce a realizzare un circuito perfettamente simmetrico, l'isolamento tra le due porte di ingresso diventa estremamente elevato (circa -100 dB in figura).

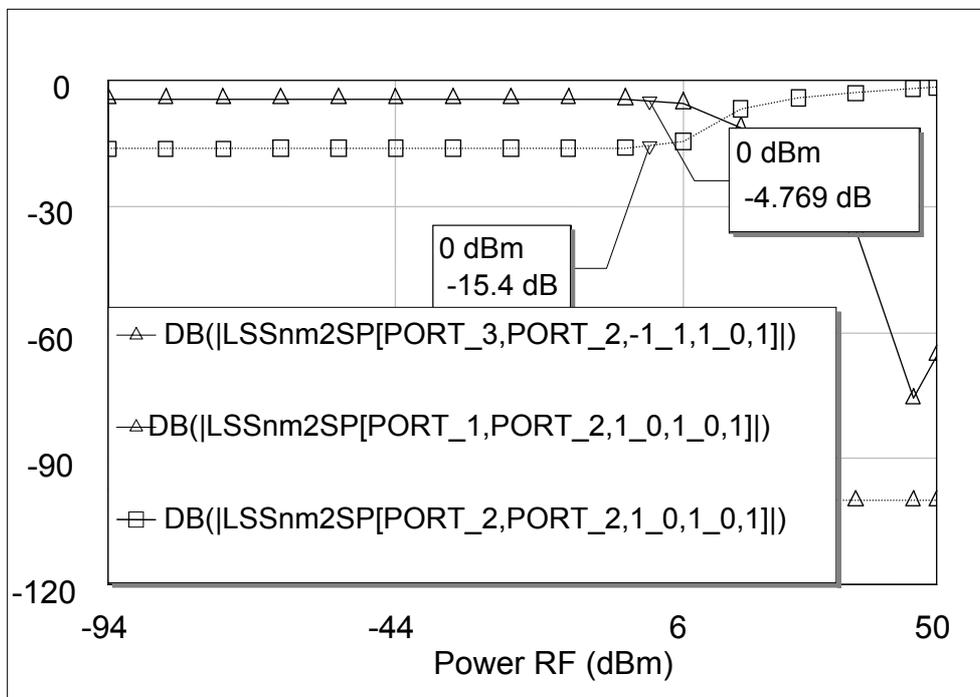


Fig. 14.52

La Fig. 14.53 mostra lo spettro del segnale di uscita in presenza di una RF alla frequenza di 9.8 GHz. Come mostrato in figura si ha una forte componente alla frequenza IF di 2.5 MHz.

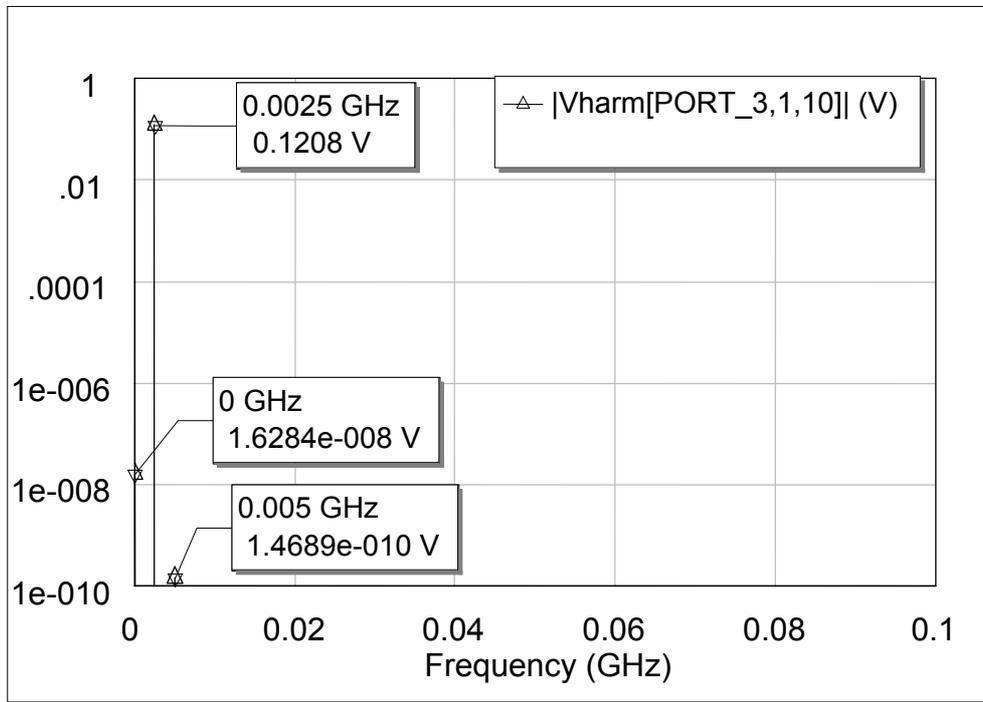


Fig. 14.53