

# PROGETTO DI UN MIXER A DIODO SINGOLO

Stefano Diamante, Gabriele Giannini, Mirco Gonnelli,  
Laurent Ntibarikure, Leonardo Tolomei

Marzo 2009

## Sommario

Si presenta il progetto di un mixer a singolo diodo per la *down-conversion* di un segnale a 2,45 GHz (banda ISM) ad una frequenza intermedia di 250 MHz. Le prestazioni, in termini di perdite di conversione, di compressione a -1 dB e di intermodulazione sono state valutate mediante il software AWR Microwave Office.

## Indice

<b>1</b>	<b>Introduzione</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Circuito del mixer a diodo singolo</b>	<b>2</b>
<b>3</b>	<b>Prestazioni del mixer a diodo singolo</b>	<b>4</b>
3.1	Prodotti di conversione . . . . .	5
3.2	Prodotti di intermodulazione . . . . .	6
3.3	Dinamica d'ingresso e punto di compressione a -1 dB . . . . .	7
<b>4</b>	<b>Conclusione</b>	<b>8</b>

## 1 Introduzione

I mixer sono dispositivi 3-porte passivi o attivi, il cui scopo è di produrre in uscita ad una delle tre porte segnali a frequenze somma e differenza dei segnali in ingresso alle restanti due porte. Questo meccanismo di *frequency conversion* è largamente utilizzato nei *front-end* di sistemi di telecomunicazione e di telerilevamento a microonde, permettendo la traslazione in frequenza di segnali dalle basse frequenze alle radiofrequenze (*up-conversion*) nei trasmettitori, e viceversa nei ricevitori, riportare in banda base segnali in alta frequenza (*down-conversion*).

Un mixer passivo a diodo singolo sfrutta la caratteristica non lineare del diodo per generare prodotti di miselazione tra il segnale da convertire ed il segnale sintetizzato dall'oscillatore locale. I termini di miselazione considerati sono quelli a frequenza somma e differenza tra il segnale sintetizzato e quello da convertire. Saranno presenti ulteriori prodotti di miselazione che rappresentano componenti spurie per il sistema.

Lo schema di conversione del mixer da realizzare è illustrato in figura 1.

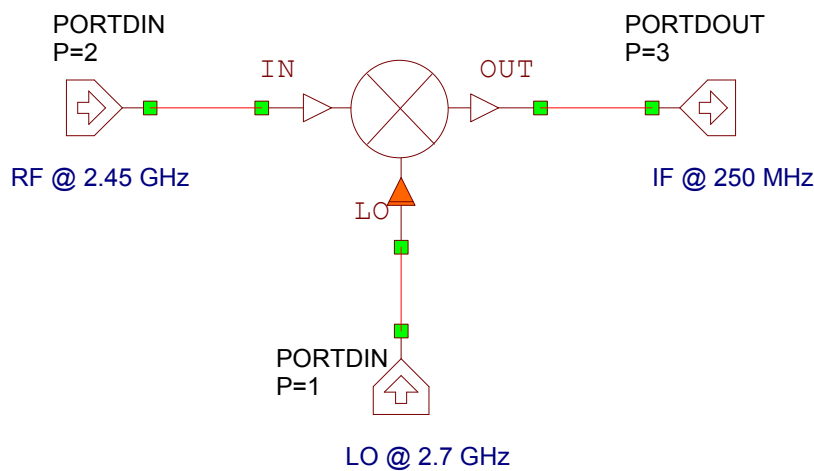
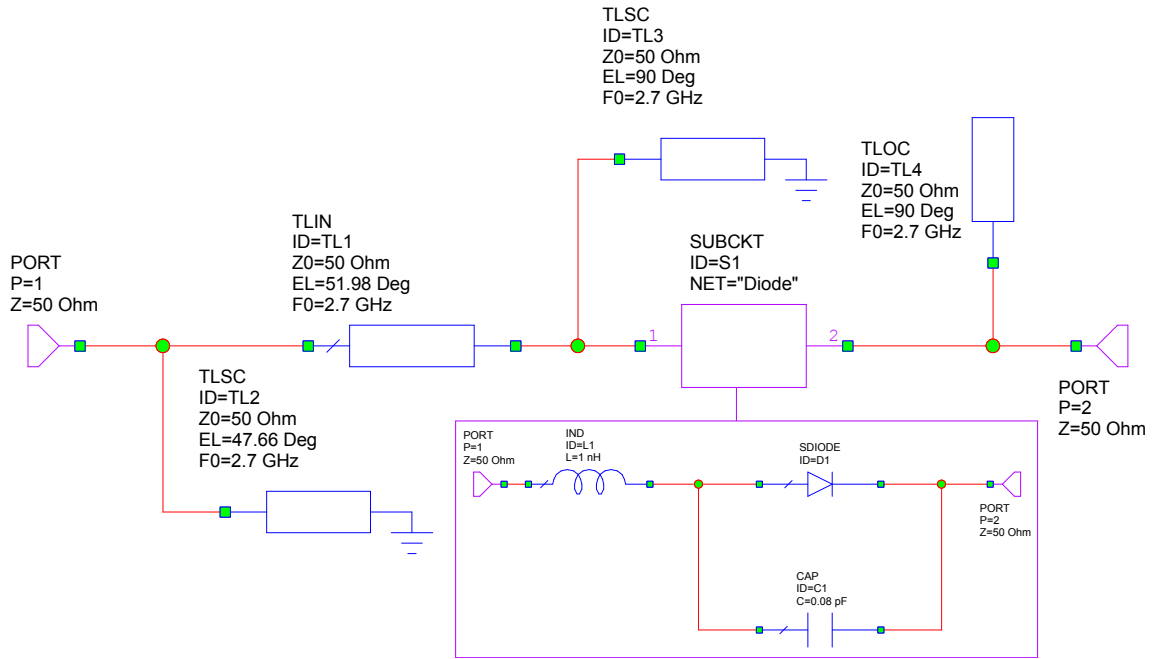


Figura 1: Schema del mixer.

Il segnale a  $f_{RF} = 2,45$  GHz (banda ISM 2.4 GHz) viene iniettato nella porta RF per una sua mescolazione col segnale di battimento generato dall'oscillatore locale a  $f_{LO} = 2,7$  GHz immesso nella porta LO. In uscita alla porta IF si ottengono i prodotti di miselazione, tra i quali quello d'interesse a  $f_{IF} = 250$  MHz ( $f_{IF} = f_{LO} - f_{RF}$ ). Il progetto del mixer si appoggia sul software Microwave Office dell'AWR mediante il quale è possibile valutarne prestazioni sfruttando il simulatore Harmonic Balance.

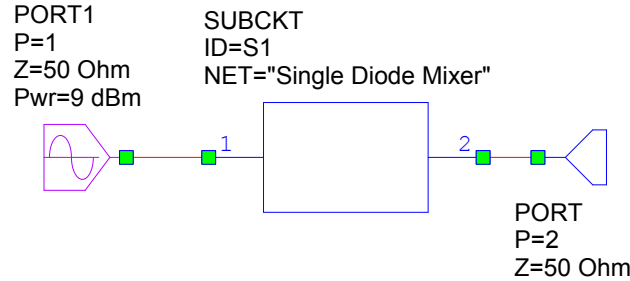
## 2 Circuito del mixer a diodo singolo

In figura 2 viene illustrata l'implementazione circuitale del mixer a diodo singolo. Il diodo, rappresentato dal sotto-circuito "Diode" è composto dal modello non lineare del diodo HSMS2850, i cui parametri sono deducibili dal datasheet fornito dal produttore [1], e dalle induttanza L1 e capacità C1 parassite che rappresentano il comportamento elettrico del package SOT23.



**Figura 2:** Schematico del mixer a diodo singolo - “Single Diode Mixer”.

La rete a L di adattamento è costituita dai tratti di linea TL1 e TL2 ideali, e l’adattamento viene eseguito in modo che l’impedenza differenziale del diodo pilotato dall’oscillatore locale a 2,7 GHz sia di 50  $\Omega$ . In figura 3 è illustrato il circuito impiegato per l’adattamento dinamico.



**Figura 3:** Circuito per l’adattamento dinamico a 2,7 GHz.

L’adattamento assicura che la potenza generata dall’oscillatore locale giunga completamente al diodo massimizzando il meccanismo di *switching* che sta alla base del mixer a diodo singolo.

Vi sono due ulteriori tratti di linea TL3 e TL4, rispettivamente all’anodo e al catodo del diodo. Questi stubs lunghi  $\lambda/4$  a 2,7 GHz migliorano le prestazioni del mixer, richiudendo opportunamente la corrente erogata dall’oscillatore locale: il primo stub, in cortocircuito, fa sì che venga visto in ingresso al diodo (anodo) un circuito aperto, mentre in uscita, lo stub in circuito aperto richiude in cortocircuito la corrente a 2,7 GHz fuoriuscente dal catodo, evitando il trasudamento o “*feedthrough*” di tale componente spettrale all’uscita IF.

Prima di procedere con l’adattamento del diodo mediante lo strumento di *tuning* sulle linee TL1 e TL2, è necessario modificare alcuni parametri del simulatore, ottimizzandolo per una simulazione non lineare tale quella richiesta dal progetto di un mixer. In figura 4 viene evidenziato il riquadro da modificare per ottimizzare la simulazione del mixer. Sia per l’oscillatore locale (tono 1) che per il segnale RF (tono 2), il numero di armoniche da considerare viene

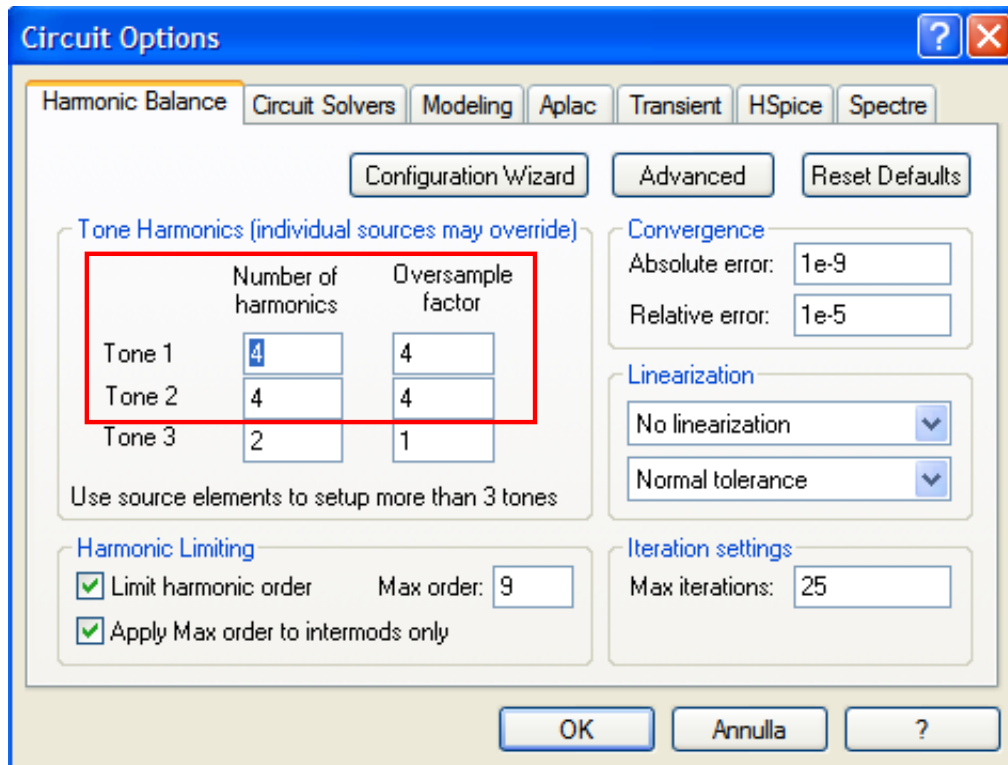


Figura 4: Finestra di impostazione del simulatore Harmonic Balance.

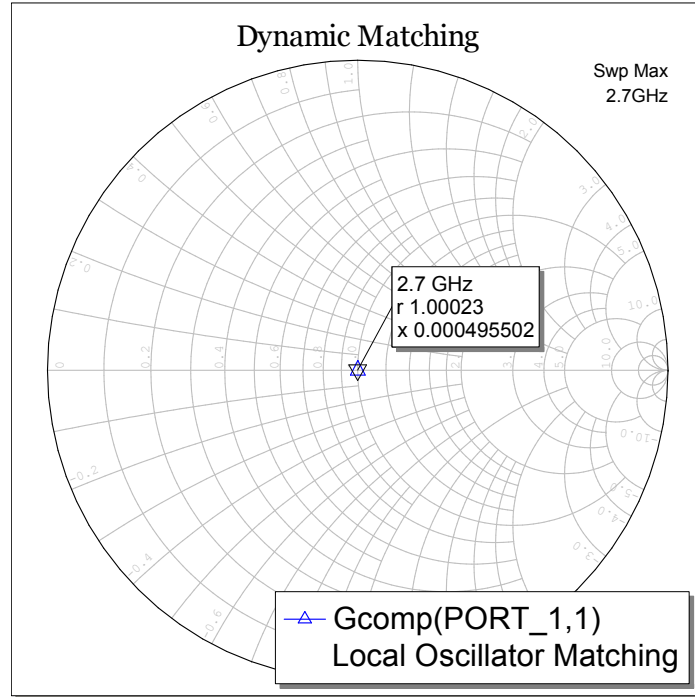
portato a 4, e il fattore di sovracampionamento dei toni viene quadruplicato<sup>1</sup>. La frequenza di analisi viene impostata a 2,7 GHz in *Project Options*.

Procediamo quindi con l'adattamento "dinamico" a 2,7 GHz, ossia individuando l'opportuna rete a L tale da adattare l'impedenza differenziale del diodo ai 50 Ω di impedenza di uscita dell'oscillatore locale. È proprio l'oscillatore locale, portando alternativamente in conduzione e in interdizione il diodo coi suoi 9 dBm, a generare un'impedenza differenziale  $Z_D = \left[ \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right]^{-1}$  di valore medio costante. In figura 5 viene illustrata sulla carta di Smith (normalizzata a 50 Ω) il parametro non lineare Gcomp, coefficiente di riflessione all'interfaccia PORT1 | Single Diode Mixer valutato con l'Harmonic Balance alla frequenza di 2,7 GHz, ad adattamento compiuto. Le lunghezze elettriche ottimali dei tratti TL1 e TL2 sono rispettivamente di 51,98° e 47,66°.

### 3 Prestazioni del mixer a diodo singolo

Valutiamo adesso le prestazioni del mixer progettato. In una prima fase verrà simulato lo spettro in uscita alla porta IF del mixer a fronte di un segnale in ingresso RF a 2,45 GHz di -10 dBm. Viene quindi dedotta la perdita di conversione di tale mixer. In seguito verrà simulato lo spettro alla porta IF quando in ingresso vi siano due toni di -18 dBm, uno a 2,45 GHz, segnale desiderato, e uno a 2,5 GHz che rappresenti un segnale interferente giunto al mixer. Infine verrà valutata la dinamica d'ingresso del mixer in vista di ricavare il punto di compressione a -1 dB. Il segnale d'ingresso a 2,45 GHz verrà variato da una potenza di -23 dBm a 12 dBm.

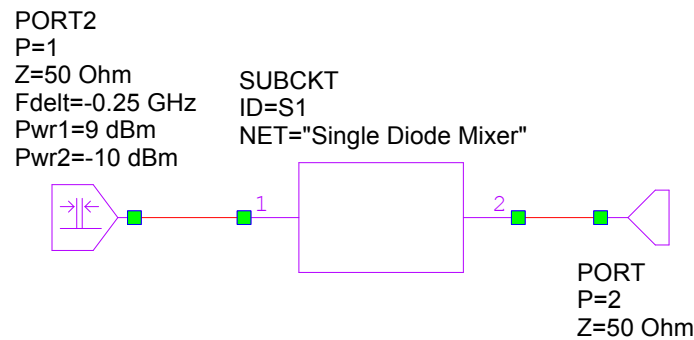
<sup>1</sup>Queste due operazioni si ripercuotono nell'accuratezza dei risultati ottenuti: la prima aumenta le componenti spettrali di influenza da considerare nella valutazione dei prodotti di miselazione fino al 9° ordine (figura 4); la seconda garantisce, portando i dati campionati a 16 volte la frequenza di Nyquist, una maggior accuratezza nel matching dei risultati del simulatore lineare e di quello non lineare che compongono l'Harmonic Balance [2].



**Figura 5:** Adattamento dinamico sulla carta di Smith mediante il parametro Gcomp.

### 3.1 Prodotti di conversione

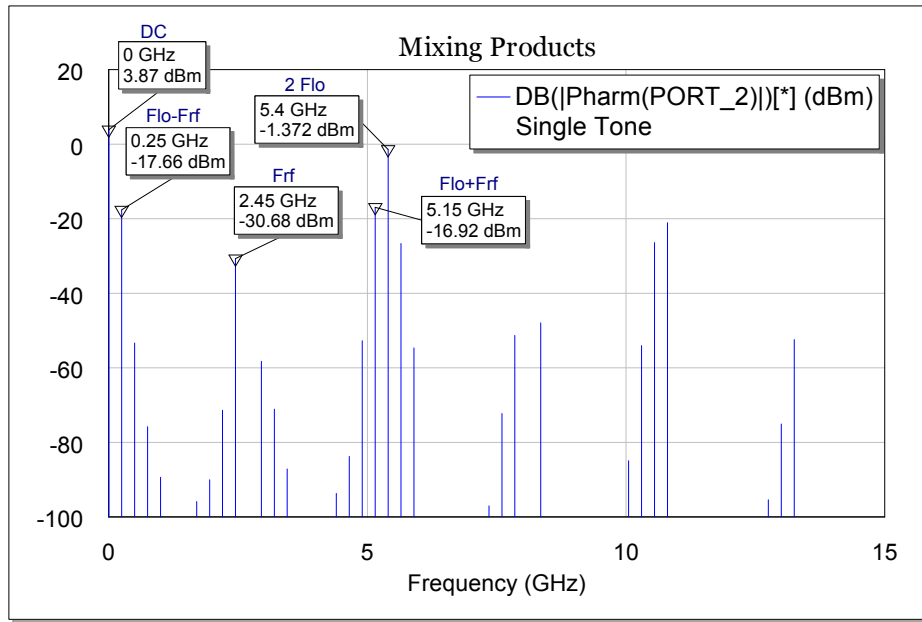
Il circuito per la simulazione dello spettro in uscita dal mixer è quello illustrato in figura 6.



**Figura 6:** Circuito per la valutazione dei prodotti di miscelazione di un segnale RF di -10 dBm.

L'oscillatore locale (tono 1) eroga 9 dBm ed è adattato dinamicamente al diodo. Il segnale in ingresso RF (tono 2) è una riga spettrale di a 2,45 GHz di -10 dBm.

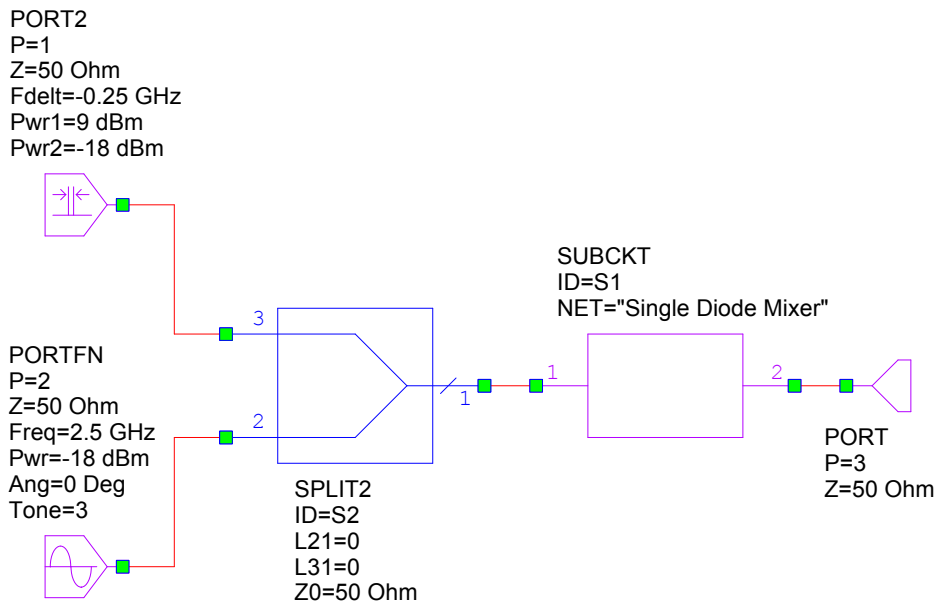
Lo spettro di miscelazione ottenuto alla porta IF è illustrato nella seguente figura 7. La componente spettrale a 250 MHz, prodotto di miscelazione del primo ordine ( $f_{IF} = f_{LO} - f_{RF}$ ) presenta un livello di potenza di -17,66 dBm. Deduciamo quindi che la perdita di conversione del mixer a diodo singolo progettato è di 7,66 dB. Questo è un risultato tipico per i mixer passivi [4]. È presente una forte componente DC (3,87 dBm) legata alla struttura non bilanciata del mixer. Si notano inoltre il feedthrough della componente a  $f_{RF}$  e l'assenza di feedthrough per quelle a  $f_{LO}$  e armoniche dispari, lo stub circuito aperto costituito dal tratto TL4 costringendo la porta IF a presentare un'impedenza molto bassa a tali frequenze. Come ce lo potevamo aspettare, la componente a frequenza somma  $f_{LO} + f_{RF}$  è ampia circa quanto quella a  $f_{IF}$  (-16,92 dBm).



**Figura 7:** Spettro IF a fronte di un ingresso RF a 2,45 GHz di -10 dBm.

### 3.2 Prodotti di intermodulazione

Vediamo adesso il comportamento del mixer in presenza di un interferente in banda alla frequenza  $f_{RF_{interf}} = 2,5$  GHz, della medesima potenza del segnale a  $f_{RF} = 2,45$  GHz : -18 dBm. Questa è la tipica situazione che si ha quando avvengono contemporaneamente due conversazioni in un sistema di telecomunicazione FDM<sup>2</sup>: si ha *crossstalk* dal canale adiacente se i sistemi ricetrasmittenti non sono sufficientemente selettivi in frequenza. In figura 8 è illustrato il circuito implementato per tale simulazione. È stato utilizzato, per sommare i 3 toni a



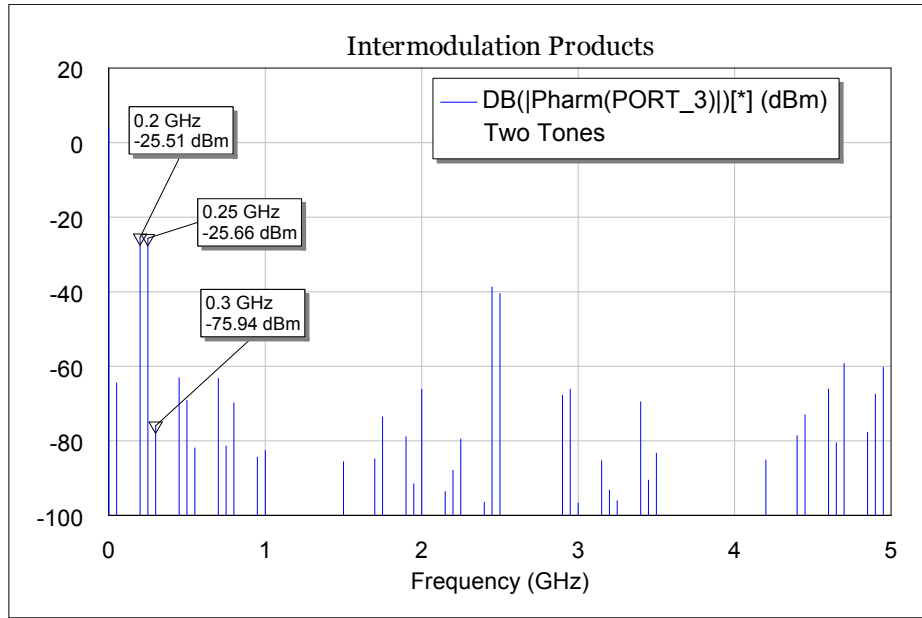
**Figura 8:** Circuito di valutazione delle componenti di intermodulazione a IF tra segnali di -18 dBm a  $f_{RF}$  e  $f_{RF_{interf}}$ .

<sup>2</sup>Frequency Division Multiplexing.

$f_{LO}$ ,  $f_{RF}$  e  $f_{RF_{interf}}$  GHz, uno *splitter* a 2 porte di uscita (dispositivo reciproco utilizzabile come sommatore) idealmente privo di perdite di inserzione tra la porta d'ingresso e quelle di uscita.

Per eseguire correttamente la simulazione, sono stati modificati i parametri relativi al tono 3 nelle opzioni dell'Harmonic Balance, portando a 4 sia il numero di armoniche da considerare che l'ordine di sovracampionamento (figura 4).

In figura 9 viene illustrato lo spettro risultante alla porta IF. Sono evidenziate le componenti

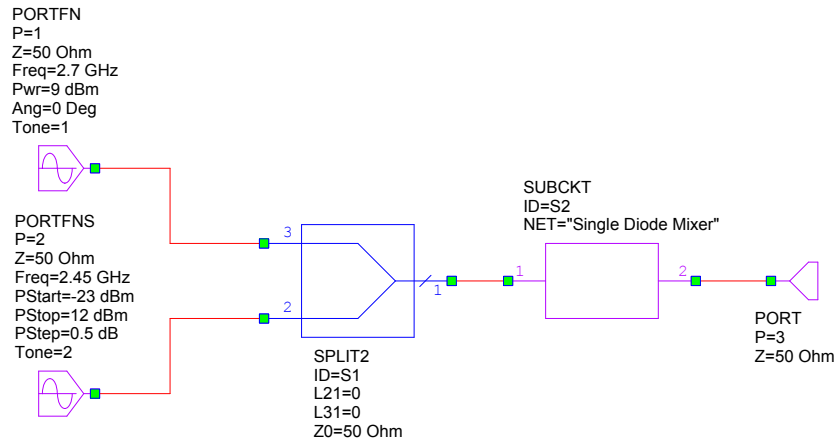


**Figura 9:** Spettro IF a fronte di un ingresso RF a 2,45 GHz di -18 dBm e di un disturbo a  $f_{RF_{interf}} = 2,5$  GHz dello stesso livello.

a 250 MHz, segnale d'interesse a frequenza intermedia, e quella a 200 MHz del disturbo *down-converted* ( $f_{LO} - f_{RF_{interf}}$ ). Quest'ultimo sovrasta di frazioni di dB il segnale utile e i soli 50 MHz che li separano ne rendono critico l'isolamento del segnale desiderato. In effetti per attenuare il disturbo di soli 10 dB l'ampiezza del segnale interferente *down-converted* si dovrebbe ricorrere ad un filtro analogico del 5° ordine. Un prodotto di intermodulazione del terzo ordine presente a IF,  $f_{LO} + f_{RF_{interf}} - 2f_{RF} = 300$  MHz, risulta essere circa 50 dB al disotto del segnale utile, rappresentando un disturbo trascurabile rispetto alla componente dell'interferente direttamente convertita.

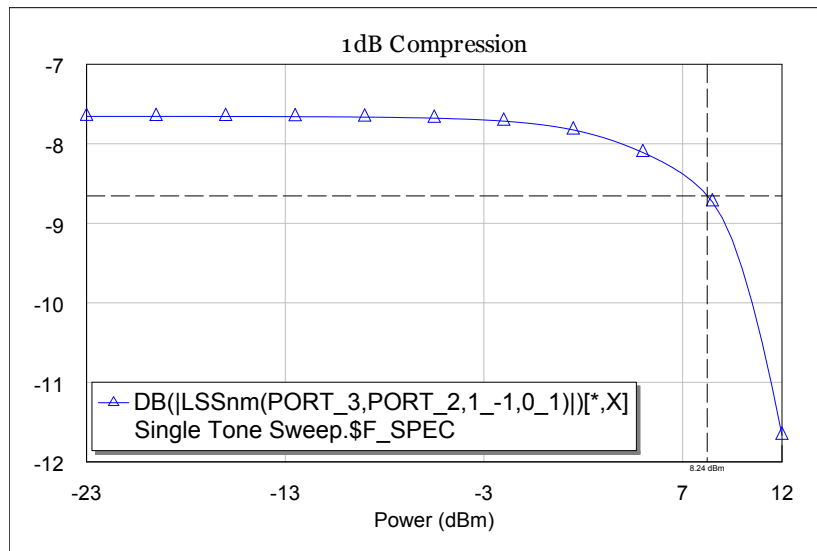
### 3.3 Dinamica d'ingresso e punto di compressione a -1 dB

Valutiamo infine la dinamica del mixer progettato, ricavando il *range* di potenze entro il quale le perdite di conversione del segnale RF rimangono 1 dB entro il valore nominale di 7,66 dB. In figura 10 è illustrato il circuito impiegato per la valutazione guadagno di conversione al variare della potenza in ingresso tra -23 e 12 dBm (*sweep* della potenza del tono 2 con passi di 0,5 dB).



**Figura 10:** Circuito di simulazione della dinamica in ingresso e punto di compressione a -1 dB.

In figura 11 si vede l'andamento del guadagno di conversione, con la sua compressione a -1 dB ad una potenza in ingresso di 8,24 dBm.



**Figura 11:** Guadagno di conversione al variare della potenza RF in ingresso.

## 4 Conclusione

È stato progettato un mixer passivo a singolo diodo con un diodo Schottky *zero-bias* HSMS2850. Il progetto e l'analisi delle prestazioni del mixer sono stati condotti nell'ambiente AWR, ricavando i parametri fondamentali di caratterizzazione del mixer : la perdita di conversione è risultata essere di 7,66 dB e il punto di compressione a -1 dB giunge a 8,24 dBm di potenza in ingresso. Sono stati inoltre valutati i prodotti spuri associati ad un segnale interferente a 2,5 GHz di potenza identica a quella del segnale utile. La componente *down-converted* dell'interferente è risultata di pari livello a quella del segnale utile, rendendo critico il filtraggio a frequenza intermedia.



## **Riferimenti bibliografici**

- [1] Agilent Technologies, Technical Data, *HSMS-2850 Series*.
- [2] Agilent Technologies, *Guide to Harmonic Balance Simulation in ADS*, September 2004.
- [3] Applied Wave Research, Inc., *Microwave Office/Analog Office User Guide*, Version 6.51, January 2005.
- [4] C. W. Sayre, *Complete Wireless Design*, MacGraw-Hill Telecom 2004.