

Capitolo 8

Mixer con diodi Schottky

8.1 Introduzione

8.2 Polarizzazione dei diodi

I diodi in commercio sono disponibili in diversi alloggiamenti ('packages'). Un tipico package per montaggi su microstriscia è il cosiddetto "beam lead" che è mostrato in Fig. 8.1.a. Questo package si presta ad essere inserito orizzontalmente in un taglio operato sulla striscia metallica superiore della microstriscia.

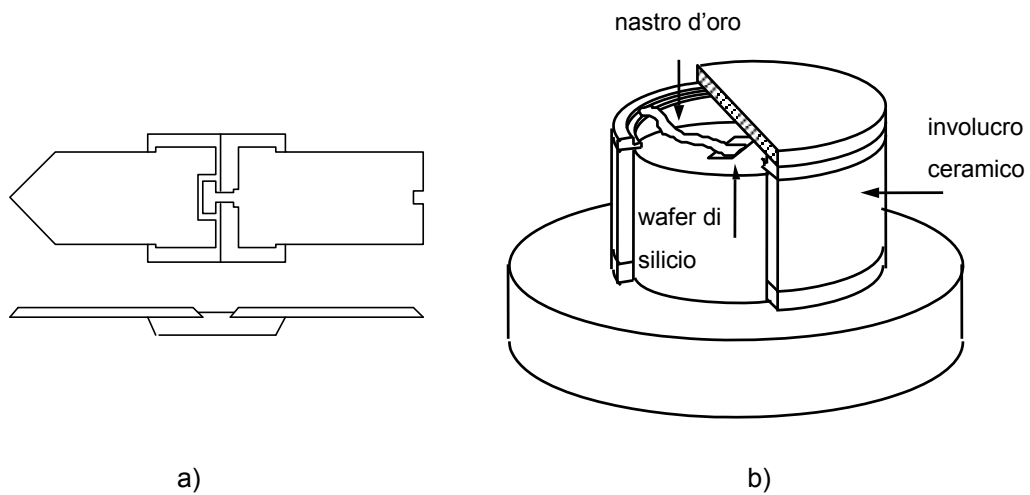


Fig. 8.1

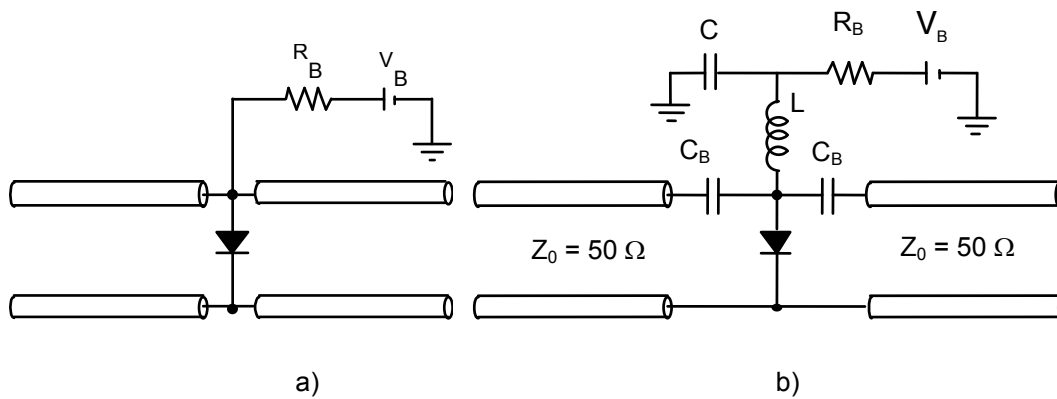


Fig. 8.2

Un altro tipico package è il cosiddetto "pill" (Fig. 8.1.b) che invece viene comunemente inserito in parallelo alla linea operando un foro nel dielettrico.

In tutti i circuiti che verranno descritti nei successivi paragrafi si presenta il problema della polarizzazione del diodo. Una delle situazioni in cui ci si può trovare è quella riportata in Fig. 8.2.a in cui il diodo è posto in parallelo alla linea di trasmissione. Si potrebbe pensare allora di connettere un generatore al diodo come mostrato in Fig. 8.2a. Così facendo, però, si va incontro a due tipi di problemi. In primo luogo se si polarizza un diodo, per la continuità elettrica del circuito, si vengono automaticamente a polarizzare tutti gli altri dispositivi presenti sulla linea. In secondo luogo la radio-frequenza, procedendo verso il diodo, vede una possibile via di fuga rappresentata dal ramo che conduce al generatore. Si dovrà quindi cercare di disaccoppiare il funzionamento in continua del circuito da quello in alta frequenza. Il disaccoppiamento è comunemente ottenuto introducendo dei condensatori a destra e a sinistra del diodo ed un circuito LC (passa basso) tra il diodo ed il generatore. Il tutto è schematizzato in Fig. 8.2.b. In continua il condensatore C_B si comporta come un circuito aperto mentre l'induttanza 'L' è un corto-circuito e quindi il diodo risulta correttamente polarizzato. Alle alte frequenze, il comportamento degli elementi reattivi si inverte e quindi il gruppo L-C blocca la fuga della radio-frequenza verso il generatore.

Un'altra posizione in cui viene montato il diodo è in serie alla linea di trasmissione. Sulla base di considerazioni analoghe a quelle fatte in precedenza, si ha come possibile schema di polarizzazione quello mostrato in Fig. 8.3.

In tecnologia planare si può realizzare una rete di polarizzazione utilizzando il layout di Fig. 8.4.

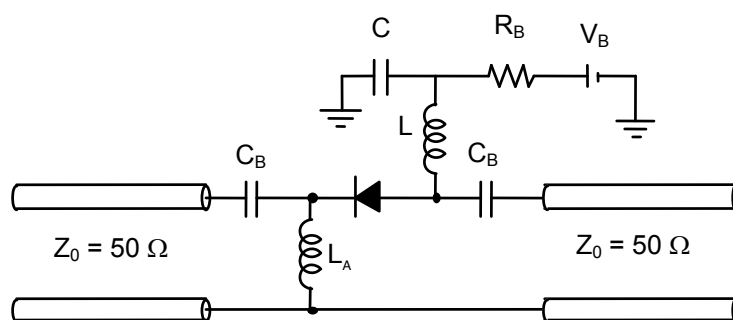


Fig. 8.3

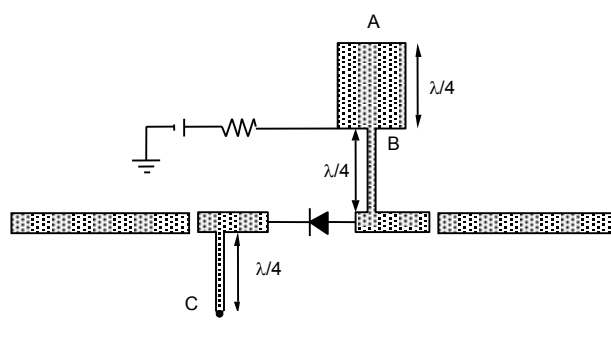


Fig. 8.4

La linea aperta in A si comporta in B, dopo il tratto lungo $\lambda/4$, come un corto per la RF. Questo corto è in parallelo alla resistenza di polarizzazione del diodo per cui il comportamento complessivo è ancora quello di un corto. Traslando di un ulteriore tratto $\lambda/4$ il corto in B viene visto dalla linea principale come un aperto e quindi non influenza il segnale lungo la linea stessa. Si noti che la linea aperta in A è in genere realizzata con una microstriscia più larga al fine di garantire un buon isolamento dell'alimentazione su una larga banda. Questo si comprende ricordando che una striscia più larga ha un'impedenza caratteristica più piccola (v. Eq. 2.61) e quindi il comportamento tipo corto circuito che si ha in B per $l=\lambda/4$ si mantiene su una ampia banda (v. Fig. 2.12.a ed Eq. 2.61). Per chiudere a terra la polarizzazione del diodo si usa un ulteriore corto (C in figura) seguito da un tratto di linea lungo $\lambda/4$; anche in questo caso il circuito è visto dalla linea principale come un aperto.

8.8 Rivelatore quadratico

I rivelatori quadratici ("square law detectors") utilizzano le non linearità resistive dei dispositivi a stato solido, in particolare dei diodi Schottky, per rivelare segnali a microonde. Lo schema logico di un rivelatore quadratico è riportato in Fig. 8.36.



Fig. 8.36

In Fig. 8.37 è riportata la caratteristica tensione-corrente di un tipico diodo Schottky. La figura mostra anche, per un segnale in tensione di tipo sinusoidale applicato al diodo, il corrispondente andamento della corrente di uscita.

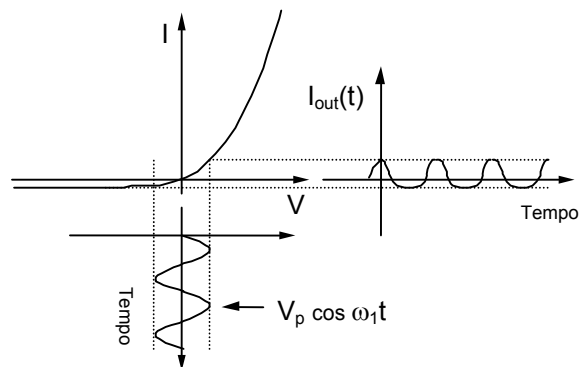


Fig. 8.37

Se all'ingresso di questi dispositivi si applica una tensione sinusoidale a RF (onda non modulata come in figura), in uscita si determina una corrente dalla quale è possibile estrarre una componente in continua che, come vedremo nel seguito, è proporzionale al quadrato dell'ampiezza del segnale applicato.

Se in ingresso si applica un'onda modulata in ampiezza, si ottiene in uscita il segnale modulante.

Il circuito equivalente del diodo è stato introdotto nel par. 7.6 (Fig. 7.26). Quando il diodo è utilizzato come detector si applica ad esso una polarizzazione diretta o nulla. In entrambe queste condizioni la resistenza di

giunzione R_J assume valori molto bassi (10-1000 Ω). Poiché ci troviamo in condizioni di polarizzazione diretta la capacità del diodo è essenzialmente una capacità di diffusione. Nelle giunzioni p/n tale capacità assume valori compresi tra decine di pico Farad e decine di micro Farad, quindi valori che alle frequenze delle microonde danno luogo a reattanze inferiori alle decine di ohm, che quindi cortocircuitano la resistenza di giunzione R_J . Viceversa nei diodi Schottky la capacità di diffusione assume valori compresi tra 0.1 e 0.3 pF, quindi le corrispondenti reattanze sono trascurabili nel parallelo con R_J e di conseguenza la corrente scorre prevalentemente nel ramo resistivo del circuito.

Lo schema di base di un rivelatore quadratico è riportato in Fig. 8.38:

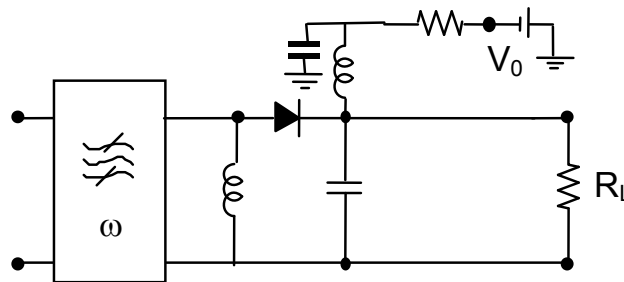


Fig. 8.38

Il filtro passa-banda in ingresso consente il passaggio del segnale da rivelare e impedisce alla continua dell'alimentazione e alle armoniche generate dal diodo di arrivare alla sorgente a RF. Il condensatore in uscita consente di prelevare il segnale a BF rivelato dal diodo e blocca il segnale a RF e le sue eventuali armoniche. Le induttanze di choke separano l'alimentazione di polarizzazione dalla RF. Si noti che con questa configurazione la continua di alimentazione è sempre presente sull'uscita, e quindi si va a sovrapporre al segnale utile. Questo livello di continua (off-set) dovrà quindi essere tenuto in conto nei circuiti di elaborazione a valle del detector.

8.8.a Analisi quadratica

Volendo valutare la risposta del rivelatore ad un segnale di ingresso si suppone inizialmente che il segnale in esame sia di basso livello, in modo da poter effettuare un'analisi di tipo quadratico. Si trascura inoltre l'effetto degli elementi parassiti dei quali si terrà conto in una successiva analisi lineare.

Il legame esistente tra la tensione e la corrente ai capi del diodo è espresso dalla equazione:

$$I(V) = I_s (e^{aV} - 1) \quad (8.68)$$

Tensione e corrente possono essere espresse come la somma di una componente statica e di una componente alternata:

$$V(t) = V_0 + v(t) \quad (8.69)$$

$$I(V,t) = I_0 + i[v(t)] \quad (8.70)$$

Nella trattazione per piccoli segnali si considera uno sviluppo in serie della corrente, nell'intorno del punto di polarizzazione, arrestato al secondo ordine. Tralasciando nelle espressioni la dipendenza temporale si ottiene:

$$I(V) = I(V_0) + \left[\frac{\partial I(V)}{\partial V} \right]_{V=V_0} (V - V_0) + \frac{1}{2} \left[\frac{\partial^2 I(V)}{\partial V^2} \right]_{V=V_0} (V - V_0)^2 \quad (8.71)$$

dove $I(V_0) = I_0$. I coefficienti dello sviluppo sono dati da:

$$\left[\frac{\partial I(V)}{\partial V} \right]_{V=V_0} = \alpha I_S e^{\alpha V_0} = \alpha (I_S + I_0) \quad (8.72)$$

$$\left[\frac{\partial^2 I(V)}{\partial V^2} \right]_{V=V_0} = \left[\frac{\partial}{\partial V} \alpha I_S e^{\alpha V} \right]_{V=V_0} = \alpha^2 I_S e^{\alpha V_0} = \alpha^2 (I_S + I_0) \quad (8.73)$$

Si definisce resistenza dinamica del diodo (video impedance) la quantità:

$$\frac{1}{R_J} = \left[\frac{\partial I(V)}{\partial V} \right]_{V=V_0} \quad (8.74)$$

In base alla (8.72) si ottiene:

$$R_J = \frac{1}{\alpha (I_S + I_0)} = \frac{nKT/e}{I_S + I_0} = \frac{0.025n}{I_S + I_0} \quad (8.75)$$

La resistenza dinamica è legata alla tangente in V_0 alla curva I-V del diodo (Fig. 8.37). La R_J è una funzione della corrente di polarizzazione e assume tipicamente valori dell'ordine del $k\Omega$ in assenza di polarizzazione e per polarizzazioni prossime allo zero, e valori di qualche decina di ohm per polarizzazioni dirette maggiori di 0.2 V.

Essendo poi:

$$\left[\frac{\partial^2 I(V)}{\partial V^2} \right]_{V=V_0} = \frac{\alpha}{R_J} \quad (8.76)$$

si ottiene per la componente a RF della corrente^(*):

$$i(t) = \frac{v(t)}{R_J} + \frac{\alpha v(t)^2}{2R_J} \quad (8.77)$$

(*) Se si effettua lo sviluppo in funzione della tensione si trova: $v(t) = R_J i(t) - (1/2) \alpha R_J^2 i(t)^2$.

Se ora si considera un segnale a RF di tipo armonico, cioè: $v(t) = \hat{V} \text{sen} \omega t$, la (8.77) diventa:

$$i(t) = \frac{\hat{V} \text{sen} \omega t}{R_J} + \frac{\alpha \hat{V}^2 \text{sen}^2 \omega t}{2R_J} = \frac{\hat{V} \text{sen} \omega t}{R_J} + \frac{\alpha \hat{V}^2}{4R_J} - \frac{\alpha \hat{V}^2 \cos 2\omega t}{4R_J} \quad (8.78)$$

La corrente che circola nel diodo è espressa come somma di tre termini, e può essere rappresentata con un circuito equivalente (Fig. 8.39) costituito dal parallelo tra una resistenza di valore R_J , un generatore di corrente continua di valore $\alpha \hat{V}^2 / 4R_J$ ed un generatore di corrente alternata a frequenza 2ω e verso opposto al precedente.

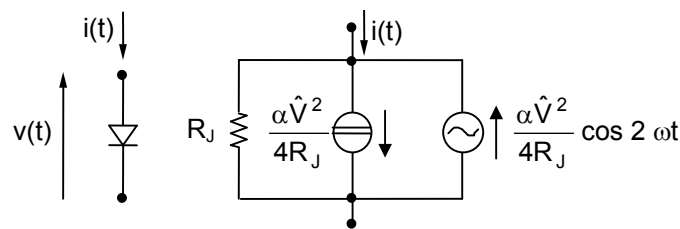


Fig. 8.39

Quindi, applicando in ingresso al rivelatore un segnale armonico, si ottiene in uscita una corrente continua proporzionale al quadrato dell'ampiezza del segnale applicato.

Si supponga ora di applicare in ingresso al diodo un segnale costituito da una portante a frequenza ω_c , modulata in ampiezza da un segnale sinusoidale a frequenza ω_m , cioè:

$$v_s(t) = \hat{V} [1 + m \text{sen}(\omega_m t)] \text{sen} \omega_c t \quad (8.79)$$

In Fig. 8.40 è riportato lo spettro del segnale di ingresso e del segnale di uscita. Se si fa passare il segnale di uscita in un filtro passa-banda che elimina la continua e le frequenze superiori ad ω_m , il segnale all'uscita del filtro conterrà solo il segnale modulante (rivelazione omodina).

In questa trattazione si è simulato il diodo semplicemente come una resistenza non lineare e si sono trascurate sia la R_S che la C_J . L'effetto della R_S può essere facilmente tenuto in conto aggiungendo questa resistenza in serie al circuito equivalente che si è ottenuto per la giunzione.

Questo risultato è mostrato in Fig. 8.41, dove sono anche riportate alcune trasformazioni effettuate utilizzando i teoremi di Thevenin e Norton.

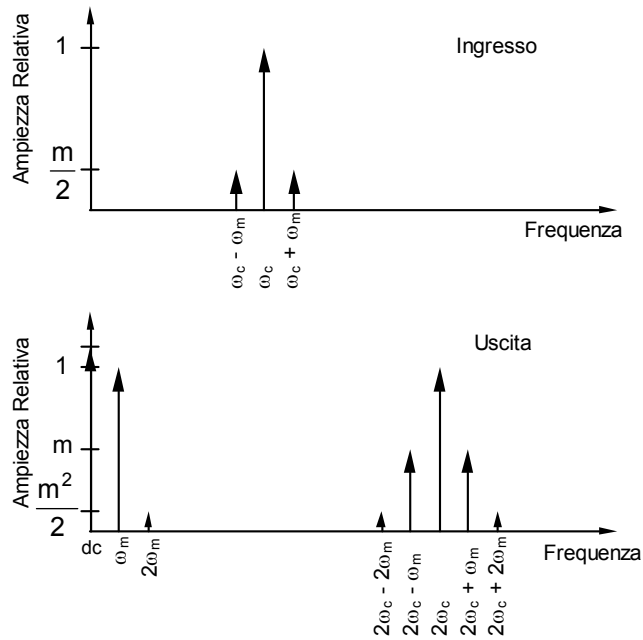


Fig. 8.40

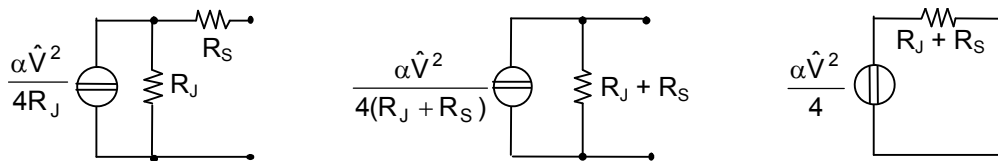


Fig. 8.41

In figura si è ommesso il generatore a frequenza 2ω il cui effetto è tuttavia trascurabile per la presenza del filtro passa-basso (Fig. 8.38). In assenza di polarizzazione si ha $R_J \approx 1\text{ k}\Omega$ e $R_S \approx 10\ \Omega$ quindi $R_S + R_J \approx R_J$. Viceversa in polarizzazione diretta $R_J \approx 10\ \Omega$ e quindi R_S non è trascurabile.

8.8.b Analisi lineare

Nella trattazione lineare si suppone che la capacità e la resistenza del diodo non varino con la tensione ed assumano il valore che hanno alla polarizzazione:

$$\begin{aligned} C_D(V_0) &= C_J \\ R_J(V_0) &= R_J \end{aligned} \quad (8.80)$$

Con queste posizioni è possibile passare ad un'analisi nel dominio dei fasori. Il modello del diodo in questa situazione è riportato in Fig. 8.42 (senza i parassiti).

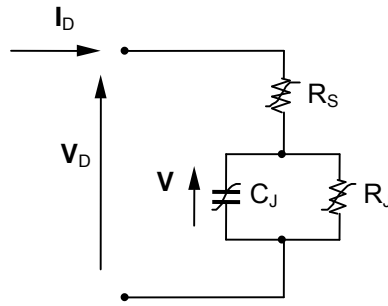


Fig. 8.42

La potenza media assorbita dal diodo è data da:

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\mathbf{V}_D \mathbf{I}_D^*) = \frac{1}{2} |\mathbf{V}_D|^2 \operatorname{Re}(Y_D) \quad (8.81)$$

dove:

$$Y_D = \frac{1 + j\omega C_J R_J}{(R_S + R_J) + j\omega C_J R_J R_S} \quad (8.82)$$

e quindi:

$$\operatorname{Re}(Y_D) = \frac{(R_J + R_S) + \omega^2 C_J^2 R_J^2 R_S}{(R_J + R_S)^2 + (\omega C_J R_J R_S)^2}$$

Essendo:

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}_D \frac{R_J}{R_S + R_J + j\omega C_J R_J R_S} \quad (8.83)$$

La potenza assorbita è quindi esprimibile come:

$$P = \frac{1}{2} \frac{|\mathbf{V}|^2}{R_J^2} [(R_S + R_J) + \omega^2 C_J^2 R_J^2 R_S] \quad (8.84)$$

Si definisce sensibilità di corto circuito (short circuit current sensitivity) il rapporto tra la corrente di corto-circuito che circola nel diodo (valutata con l'analisi non lineare) e la potenza RF che incide sul diodo (valutata con l'analisi lineare):

$$\beta_i = \frac{I_{cc}}{P} \quad (8.85)$$

Essendo (v. Fig. 8.41):

$$I_{cc} = \frac{|\mathbf{V}|^2 \alpha}{4(R_J + R_S)} \quad (8.86)$$

si ha:

$$\beta_i = \frac{\frac{\alpha}{2}}{\left(\frac{R_J + R_S}{R_J^2}\right) \left[(R_J + R_S) + \omega^2 C_J^2 R_J^2 R_S \right]} \quad (8.87)$$

Il parametro β_i diminuisce al crescere della frequenza, in quanto l'elemento parassita C_J sottrae corrente alla resistenza diminuendo l'efficienza di conversione. β_i dipende anche dal valore della polarizzazione ed in particolare si riduce al crescere della polarizzazione (aumentando I_0 si riduce R_J e quindi prevale R_S nella serie). La sensibilità di cortocircuito viene misurata in $\mu A/\mu W$. Valori tipici per i diodi Schottky sono compresi tra 20 e 50 $\mu A/\mu W$.

Un altro parametro che si utilizza per caratterizzare i rivelatori è la sensibilità a circuito aperto (open circuit voltage sensitivity) definita come il rapporto tra la tensione a circuito aperto e la potenza incidente:

$$\beta_v = \frac{V_{oc}}{P} \approx \beta_i R_J \quad (8.88)$$

Nella (8.88), trascurando R_S , si è posto $V_{oc} = I_{cc} R_J$. Inserendo nella (8.88) la (8.87) si ottiene:

$$\beta_v = \frac{0.5}{(I_S + I_0) \left(\frac{R_J + R_S}{R_J^2}\right) \left[(R_J + R_S) + \omega^2 C_J^2 R_J^2 R_S \right]} \quad (8.89)$$

Il parametro β_v si misura in $mV/\mu W$ ed è dipendente dalla frequenza e dalla corrente di polarizzazione. In Fig. 8.43 è riportato l'andamento di β_v in funzione della frequenza e di I_0 . Come si vede dalla figura, polarizzando il diodo si riduce la sua sensibilità, ma si riducono anche le variazioni con la frequenza.

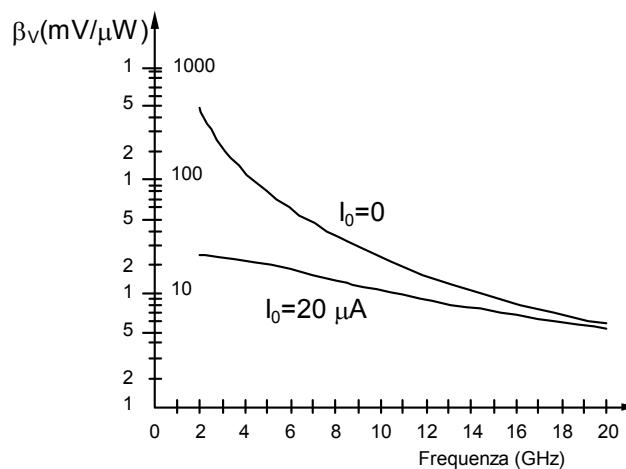


Fig. 8.43

8.8.c Rumore nel diodo

Per caratterizzare un rivelatore è importante poter valutare il minimo segnale che può essere rivelato, cioè la sensibilità del rivelatore. La sensibilità è limitata essenzialmente dal rumore intrinseco al diodo. I tipi di rumore presenti sono: il rumore shot, legato alle fluttuazioni nella velocità di diffusione dei portatori; il rumore termico, connesso all'agitazione termica dei portatori di carica; ed il rumore flicker legato alla ricombinazione e generazione dei portatori negli stati di superficie e con le impurezze (per un approfondimento v. Vol.1, cap. 6).

Con riferimento al rumore shot, è stato mostrato(*) che la corrente quadratica media di rumore è esprimibile come:

$$\langle i_s^2 \rangle = 2q(I_0 + 2I_s)B \quad (8.90)$$

dove B è la banda di utilizzo. Inserendo nell'espressione (8.90) la (8.75) si ha:

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \frac{nKTB}{R_j} \left(\frac{I_0 + 2I_s}{I_0 + I_s} \right) \quad (8.91)$$

e quindi la tensione quadratica media di rumore è data da:

$$\langle v_{ns}^2 \rangle = 2nKTB R_j \left(\frac{I_0 + 2I_s}{I_0 + I_s} \right) \quad (8.92)$$

Il rumore termico si genera essenzialmente nella resistenza serie del diodo, e la sua tensione quadratica media è data da:

$$\langle v_{nt}^2 \rangle = 4KTBR_s \quad (8.93)$$

Infine per il rumore flicker è stata individuata una dipendenza dalla frequenza del tipo $1/f$, per cui la tensione quadratica media di rumore in una banda B compresa tra f_L e $f_L + B$ è data da:

$$\langle v_{nf}^2 \rangle = \int_{f_L}^{f_L+B} \frac{A}{f} df = A \ln \left(1 + \frac{B}{f_L} \right) \quad (8.94)$$

Si definisce frequenza di incrocio f_i quella frequenza a cui il rumore flicker eguaglia il rumore shot. In base alle (8.94) e (8.92) si ottiene:

$$f_i = \frac{A}{2nKTR_j \left(\frac{I_0 + 2I_s}{I_0 + I_s} \right)} \quad (8.95)$$

(*) Van der Ziel: Proc. IEEE, vol. 58, 1178-1206, 1970.

Valori tipici per la f_i sono dell'ordine del MHz. In definitiva il rumore flicker può essere espresso come:

$$\langle v_{nf}^2 \rangle = 2nKTR_J f_i \ln\left(1 + \frac{B}{f_L}\right) \left(\frac{I_0 + 2I_S}{I_0 + I_S}\right) \quad (8.96)$$

Quindi la tensione quadratica media di rumore generata nel diodo sarà:

$$\langle v_n^2 \rangle = 4KTB \left[R_J \frac{n I_0 + 2I_S}{2 I_0 + I_S} + R_S + R_J \frac{n f_i}{2 B} \ln\left(1 + \frac{B}{f_L}\right) \frac{I_0 + 2I_S}{I_0 + I_S} \right] \quad (8.97)$$

Nella pratica è importante valutare il rapporto segnale rumore del circuito di rivelazione. Per valutare questo parametro sperimentalmente si può utilizzare il set-up di Fig. 8.44.

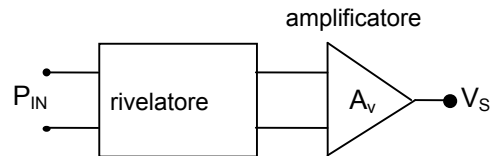


Fig. 8.44

La tensione di uscita (V_S) è data dalla somma del segnale e del rumore. In particolare la tensione di segnale sarà:

$$V_S = \beta_V P_{IN} A_V \quad (8.98)$$

con A_V amplificazione in tensione dell'amplificatore. La tensione di rumore in ingresso all'amplificatore si ottiene a partire dalla (8.97) alla quale si aggiunge un ulteriore termine di rumore generato dall'amplificatore stesso dato da:

$$\langle v_n^2 \rangle = 4KTBR_A \quad (8.99)$$

dove R_A è la resistenza di rumore equivalente dell'amplificatore.

Quindi all'uscita dell'amplificatore si ha:

$$\begin{aligned} \langle v_a^2 \rangle &= 4KTBA_V^2 \left(R_J \frac{n I_0 + 2I_S}{2 I_0 + I_S} + R_S + R_A + R_J \frac{n f_i}{2 B} \ln\left(1 + \frac{B}{f_L}\right) \frac{I_0 + 2I_S}{I_0 + I_S} \right) \\ &= 4KTBA_V^2 \left(R' + R_J \frac{n f_i}{2 B} \ln\left(1 + \frac{B}{f_L}\right) \frac{I_0 + 2I_S}{I_0 + I_S} \right) \end{aligned} \quad (8.100)$$

dove:

$$R' = R_J \frac{n I_0 + 2I_S}{2 I_0 + I_S} + R_S + R_A \quad (8.101)$$

La tensione di rumore è data dalla radice quadrata della (8.100). Quindi, il rapporto segnale-rumore è dato da:

$$\frac{S}{N} = \frac{V_S}{\sqrt{\langle v_a^2 \rangle}} = \frac{\beta_V P_{IN}}{\left[4KTB \left(R' + R_J \frac{n f_i}{2B} \ln \left(1 + \frac{B}{f_L} \right) \frac{I_0 + 2I_S}{I_0 + I_S} \right) \right]^{1/2}} \quad (8.102)$$

Quindi al crescere della banda B si riduce il rapporto segnale rumore. Alle basse frequenze (f_L piccolo) la causa prevalente di rumore è il rumore flicker mentre alle alte frequenze (f_L grande) prevalgono quello termico e shot.

Il minimo segnale rivelabile può essere determinato ponendo $S/N = 1$ e quindi la minima potenza rivelabile (sensibilità del diodo) è data da:

$$P_{MIN} = \frac{\sqrt{4KTB} \sqrt{\left[R' + R_J \frac{n f_i}{2B} \ln \left(1 + \frac{B}{f_L} \right) \frac{I_0 + 2I_S}{I_0 + I_S} \right]}}{\beta_V} \quad (W) \quad (8.103)$$

che espressa in decibel rispetto ad 1 mW diventa:

$$P_{MIN}(\text{dBm}) = 10 \log \left(\frac{P_{MIN}}{1 \text{ mW}} \right) \quad (\text{dBm}) \quad (8.104)$$

Per diodi con basso rumore flicker ovvero per segnali a microonde modulati con modulante maggiore di qualche MHz si può trascurare il termine dovuto al rumore flicker e si ha:

$$\frac{S}{N} = \frac{\beta_V P_{IN}}{\sqrt{4KTBR'}} \quad (8.105)$$

Si definisce figura di merito del diodo la quantità:

$$M = \frac{\beta_V}{\sqrt{R'}} \quad (8.106)$$

Con queste posizioni la sensibilità del diodo si esprime come:

$$P_{MIN} = \frac{\sqrt{4KTB}}{M} \quad (8.107)$$

I detector più moderni raggiungono valori di sensibilità dell'ordine dei -70 dBm (potenze di 10^{-10} W) per segnali in onda continua, mentre se i segnali sono modulati si arriva anche a -90 dBm. Questa differenza è dovuta al fatto che se si applica al detector un segnale a RF non modulato, il detector fornisce in uscita un segnale in continua con sovrapposto un elevato rumore flicker. Se applichiamo in ingresso un segnale a microonde modulato (con tono modulante maggiore di qualche MHz) il detector fornisce in uscita il segnale modulante a amplificabile con un amplificatore a banda stretta, e quindi i problemi di rumore sono notevolmente ridimensionati.

Ad esempio, in assenza di rumore flicker, con $\beta_v = 8 \text{ mV}/\mu\text{W}$ a 300 K, $I_S = 1 \times 10^{-6} \text{ A}$, $I_0 = 0$, $n = 1.0$, $R_S = 15 \Omega$ e $R_A = 1200 \Omega$ si ha $M = 46.4$. Con un amplificatore avente una banda di 3 MHz e $kT = 4.14 \times 10^{-21} \text{ W/Hz}$ si ha $P_{\text{MIN}} = 4.8 \times 10^{-9} \text{ W} = -53.13 \text{ dBm}$. Si noti che con una banda di 3 kHz si ottiene $P_{\text{MIN}} = -83.13 \text{ dBm}$. Quindi la sensibilità del diodo dipende fortemente dalla banda dell'amplificatore di uscita

La sensibilità di un detector può anche essere valutata utilizzando la sensibilità tangenziale (Tangential Signal Sensitivity TSS). Per definire la TSS si suppone di applicare al diodo un segnale a microonde modulato impulsivamente. L'andamento della tensione di uscita del diodo, con sovrapposto il rumore, è riportato in Fig. 8.45. Se si riduce l'ampiezza del segnale si arriva ad una situazione in cui il picco negativo di rumore ai capi del detector in presenza del segnale eguaglia il picco positivo del rumore in assenza di segnale.

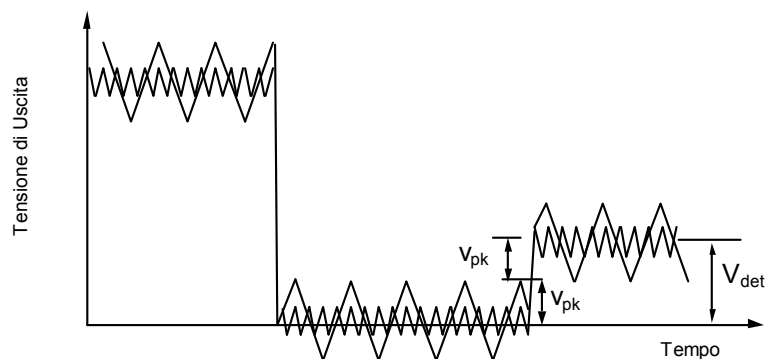


Fig. 8.45

In questa condizione si ha (Fig. 8.45):

$$V_{\text{pk}} \approx V_{\text{det}} - V_{\text{pk}} \quad (8.108)$$

e quindi:

$$V_{\text{det}} = 2V_{\text{pk}} \approx 2\sqrt{2} \sqrt{\langle v_n^2 \rangle} \quad (*) \quad (8.109)$$

da cui segue:

$$V_{\text{det}} = \beta_v P_{\text{IN}} \approx 2.8 \sqrt{\langle v_n^2 \rangle} \quad (8.110)$$

(*) Si noti che nella (8.109) si è ipotizzato per il rumore un fattore di proporzionalità tra valore di picco e valore efficace pari a radice di due (come per una sinusoide pura).

E quindi la TSS è data da:

$$TSS = \frac{2.8 \sqrt{\langle v_n^2 \rangle}}{\beta_v} = \frac{2.8 \sqrt{4KTBR'}}{\beta_v} = \frac{2.8 \sqrt{4KT B}}{M} = 2.8 P_{MIN} \quad (8.111)$$

Nella (8.106) si è supposto di considerare diodi con basso rumore flicker. La sensibilità tangenziale è quindi circa 4 dB sopra P_{MIN} .

8.8.d Range dinamico

In Fig. 8.46 è riportata la tensione di uscita di un detector in funzione della potenza incidente. Esaminando in dettaglio la curva si possono individuare tre zone distinte:

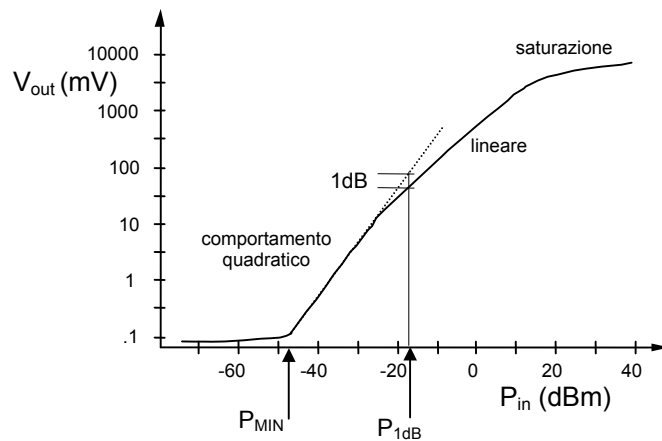


Fig. 8.46

1) Sotto -50 dBm prevale il rumore ed il dispositivo perde praticamente le sue caratteristiche di rivelatore.

2) Da -50 a -20 dBm siamo nella zona in cui è valida la legge quadratica, per cui la tensione di uscita è proporzionale al quadrato della tensione di ingresso e quindi alla potenza. Il punto in cui la caratteristica reale del diodo si discosta di 1dB da quella ideale (retta) si chiama punto di compressione ad 1 dB (P_{1dB}) e rappresenta il limite superiore del funzionamento quadratico del diodo.

3) Da -20 a +20 dBm siamo in zona di risposta lineare del dispositivo, in cui la tensione di uscita è proporzionale alla tensione di ingresso e quindi alla radice quadrata della potenza di ingresso.

Il range di utilizzo del detector è quello in cui è valida la legge quadratica. Quando si applica al diodo una polarizzazione il rumore aumenta, ma si alza anche il punto di compressione, per cui il range dinamico aumenta. In generale P_{MIN} assume i valori detti in precedenza (v. par. 8.8.c) mentre P_{1dB} varia tra -20 e 0 dBm.

8.9 Mixer

I mixer sono dispositivi a 3 porte non lineari che si utilizzano per traslare un segnale da una frequenza ad un'altra. In particolare il mixer può operare una traslazione verso le basse frequenze (down-converter) o verso le alte frequenze (up-converter) (Fig. 8.47).

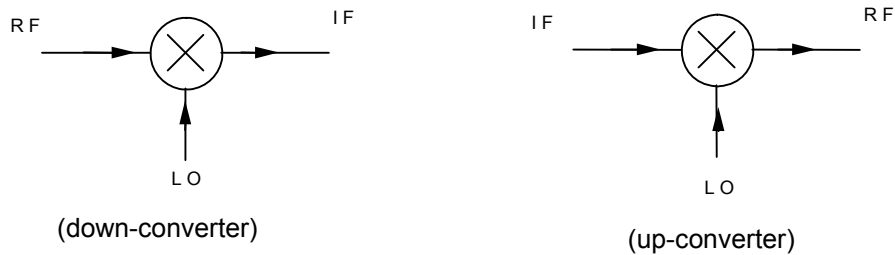


Fig. 8.47

Nel funzionamento come down-converter il segnale a RF (onda continua o modulata) viene inviato all'ingresso RF del mixer. All'ingresso LO viene applicato il segnale di un oscillatore locale ed in uscita si genera il segnale a frequenza intermedia (IF) ($f_{IF} = f_{LO} - f_{RF}$).

Nel funzionamento come up-converter gli ingressi del mixer sono costituiti dal segnale a frequenza intermedia e da quello dell'oscillatore locale e in uscita si genera il segnale a radiofrequenza ($f_{RF} = f_{LO} + f_{IF}$).

Per effettuare la traslazione in frequenza si possono utilizzare le non linearità dei transistor (v. Vol. 2, cap. 6) o anche si può sfruttare il comportamento non lineare della resistenza dei diodi Schottky. Un semplice schema a blocchi di un mixer di questo tipo (down-converter) è mostrato in Fig. 8.48.

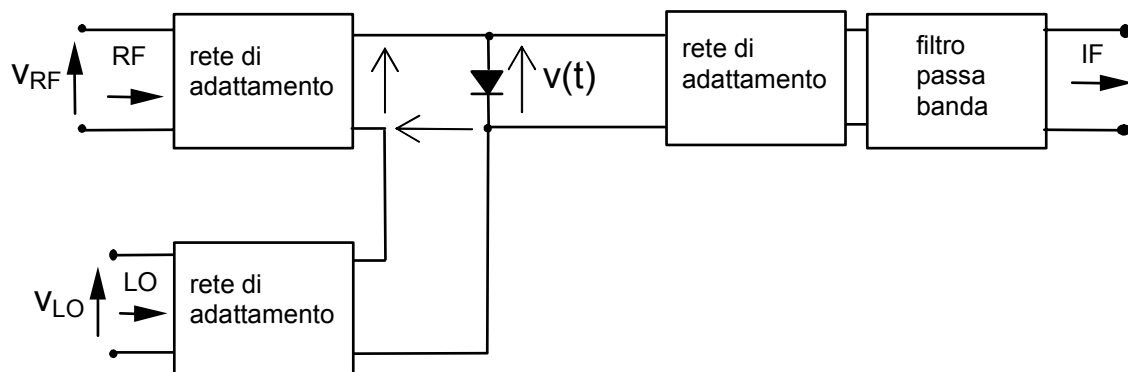


Fig. 8.48

In figura sono evidenziate le reti di adattamento per i segnali RF-LO ed IF, il diodo ed il filtro passa banda in uscita. Si noti che in questo, ed in tutti i successivi schemi, si omettono le reti di polarizzazione del diodo.

Per i rilevatori quadratici il legame tra tensione e corrente ai capi del diodo Schottky è del tipo (Eq. 8.77):

$$i(t) = \frac{v(t)}{R_J} + \frac{\alpha v(t)^2}{2R_J} = G_J v(t) + G_J \frac{\alpha}{2} v(t)^2 \quad (8.112)$$

Se si pone: $v_{LO} = V_0 \text{sen}(\omega_0 t)$ e $v_{RF} = V_R \text{sen}(\omega_R t)$ si ha:

$$v(t) = V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + V_R \text{sen}(\omega_R t) \quad (8.113)$$

che inserita nella (8.112) dà:

$$i(t) = G_J [V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + V_R \text{sen}(\omega_R t)] + \frac{G_J \alpha}{2} [V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + V_R \text{sen}(\omega_R t)]^2 \quad (8.114)$$

e quindi:

$$i(t) = G_J V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + G_J V_R \text{sen}(\omega_R t) + \frac{G_J \alpha V_0^2}{4} - \frac{G_J \alpha V_0^2}{4} \cos(2\omega_0 t) + \frac{G_J \alpha V_R^2}{4} - \frac{G_J \alpha V_R^2}{4} \cos(2\omega_R t) + \frac{G_J \alpha}{2} V_0 V_R \cos((\omega_0 - \omega_R)t) - \frac{G_J \alpha}{2} V_0 V_R \cos((\omega_0 + \omega_R)t) \quad (8.115)$$

Se $\omega_0 > \omega_R$ nello sviluppo della corrente sono presenti nell'ordine le pulsazioni:

$$\omega_0 - \omega_R, \omega_R, \omega_0, 2\omega_R, \omega_0 + \omega_R, 2\omega_0 \quad (8.116)$$

Come evidenziato in precedenza con riferimento ai moltiplicatori a varactor (par. 8.3), il segnale a frequenza intermedia ($\omega_0 - \omega_R = \omega_I$) vede in uscita un'impedenza sicuramente non nulla e quindi "ricircola" nel diodo sommandosi ai segnali a frequenza ω_0 ed ω_R .

L'effettiva tensione applicata al diodo sarà quindi:

$$v(t) = V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + V_R \text{sen}(\omega_R t) + V_I \text{sen}(\omega_I t) \quad (8.117)$$

Le altre frequenze ($2\omega_0, 2\omega_R$, etc.) non ricircolano in quanto sono bloccate dal filtro passa banda (Fig. 8.48). Si noti inoltre che nell'Eq. (8.117) si è trascurato lo sfasamento tra i vari termini.

Inserendo la (8.117) nella (8.112) si ha:

$$i(t) = G_J [V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + V_R \text{sen}(\omega_R t) + V_I \text{sen}(\omega_I t)] + \frac{G_J \alpha}{2} [V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + V_R \text{sen}(\omega_R t) + V_I \text{sen}(\omega_I t)]^2 \quad (8.118)$$

che sviluppata diventa:

$$\begin{aligned}
 i(t) = & G_J V_0 \sin(\omega_0 t) + G_J V_R \sin(\omega_R t) + G_J V_I \sin(\omega_I t) + \\
 & + \frac{G_J \alpha}{2} \left\{ \frac{V_0^2}{2} - \frac{V_0^2}{2} \cos(2\omega_0 t) + \frac{V_R^2}{2} - \frac{V_R^2}{2} \cos(2\omega_R t) + \frac{V_I^2}{2} - \frac{V_I^2}{2} \cos(2\omega_I t) + \right. \\
 & + V_0 V_R \cos((\omega_0 - \omega_R)t) - V_0 V_R \cos((\omega_0 + \omega_R)t) + \\
 & + V_0 V_I \cos((\omega_0 - \omega_I)t) - V_0 V_I \cos((\omega_0 + \omega_I)t) + \\
 & \left. + V_I V_R \cos((\omega_I - \omega_R)t) - V_I V_R \cos((\omega_I + \omega_R)t) \right\}
 \end{aligned} \tag{8.119}$$

e quindi, con $\omega_0 > \omega_R$ nello sviluppo della corrente sono presenti nell'ordine le pulsazioni:

$\omega_0 - \omega_R = \omega_I$	(frequenza intermedia)	
$2\omega_I$		
$2\omega_R - \omega_0$	(frequenza immagine)	
ω_R		
ω_0		(8.120)
$2\omega_0 - \omega_R$	(frequenza immagine)	
$2\omega_R$		
$\omega_0 + \omega_R$	(frequenza somma)	
$2\omega_0$		

I termini $2\omega_R - \omega_0$ e $2\omega_0 - \omega_R$ prendono il nome di frequenze immagine in quanto sono rispettivamente le speculari di ω_0 rispetto a ω_R e ω_R rispetto a ω_0 .

In conclusione, con un segnale sinusoidale a pulsazione ω_0 applicato all'ingresso LO e un segnale a pulsazione ω_R applicato all'ingresso RF, in uscita al diodo è presente la frequenza intermedia ma anche tutta una serie di frequenze che dovranno essere opportunamente filtrate (filtro passa banda in Fig. 8.48). Particolarmente pericolose sono le frequenze immagine in quanto queste frequenze, se ricircolano nel diodo, possono dar luogo a dei termini a pulsazione ω_I con fase arbitraria che possono ridurre il livello del segnale di uscita. Si noti che toni alle frequenze immagine possono creare dei disturbi anche quando si presentano all'ingresso RF insieme al tono a pulsazione ω_R . Infatti, in questo caso, si ha la conversione diretta di questi segnali alla frequenza IF e quindi la loro sovrapposizione con il segnale utile. Per risolvere questo inconveniente si può inserire un filtro in ingresso.

Si noti infine che l'analisi svolta nasce dall'aver considerato un modello quadratico (di piccolo segnale) per il diodo. Infatti, se si considera uno sviluppo in serie della corrente esteso agli ordini superiori al 2° (analisi per grandi segnali), si trovano in uscita ulteriori toni alle pulsazioni $n\omega_0 + m\omega_R$.

8.9.a Parametri caratteristici dei mixer

Nel seguito verranno definiti alcuni parametri atti a caratterizzare un mixer. In particolare questi parametri verranno definiti con riferimento al funzionamento del mixer come down-converter.

Perdita di conversione

E' il rapporto, espresso in dB, tra la potenza di ingresso a RF e la potenza di uscita a IF

$$L_C(\text{dB})=10\log_{10}\frac{P_{\text{RF}}}{P_{\text{IF}}} \quad (8.121)$$

La perdita di conversione è dovuta a disadattamenti, perdite negli elementi resistivi, e perdite connesse alla generazione di segnali a frequenze diverse da quella utile. Valori tipici della perdita di conversione variano tra 6 e 12 dB.

Isolamento

L'isolamento dà una misura in dB del rapporto tra la potenza entrante ad una bocca e quella uscente da un'altra (alla stessa frequenza)

$$I(\text{dB})=10\log_{10}\frac{P_I}{P_J} \quad (8.122)$$

Nel mixer è particolarmente critico l'isolamento OL-RF, in quanto il livello dell'oscillatore locale è sempre piuttosto elevato rispetto a quello del segnale RF. Si devono realizzare valori di isolamento di almeno 20 ÷ 30 dB.

Fattore di rumore

Il fattore di rumore è definito come il rapporto dei rapporti tra le potenze disponibili del segnale e del rumore in ingresso (RF) ed in uscita (IF) del mixer.

$$F=\frac{\frac{S_I}{N_I}}{\frac{S_O}{N_O}}=\frac{S_I N_O}{S_O N_I} \quad (8.123)$$

Questo parametro, per i mixer realizzati con i diodi, è sempre maggiore di 1 a causa del rumore introdotto dal diodo. Il fattore di rumore è una misura della sensibilità del mixer in quanto individua il minimo segnale applicato in ingresso che fornisce un'uscita significativa.

Punto di compressione ad 1 dB

In un mixer la potenza di uscita a frequenza intermedia è direttamente proporzionale a quella di ingresso a radiofrequenza solo fino ad un certo livello dell'ingresso. Al di sopra di questo livello l'uscita cresce più lentamente e si dice "compressa". Il punto di compressione a 1 dB ($P_{1\text{dB}}$) è definito come quel livello di ingresso per cui l'uscita si trova 1 dB al disotto del livello previsto dalla relazione lineare (Fig. 8.49). (Si può dimostrare che la perdita di linearità è sostanzialmente dovuta ai termini del 3° ordine nello sviluppo di Taylor della corrente).

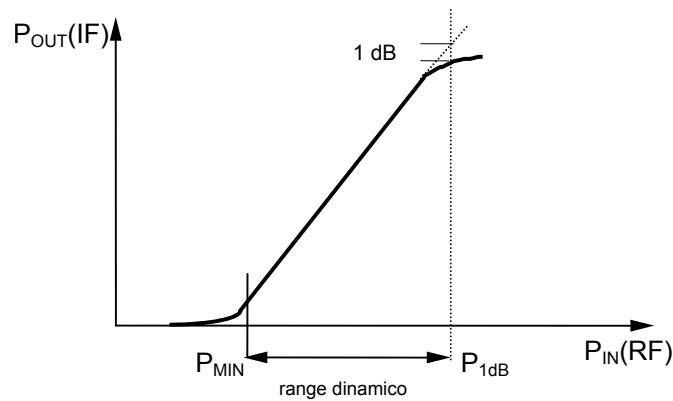


Fig. 8.49

Range dinamico

La caratteristica ingresso-uscita di un mixer si presenta come in Fig. 8.49. Per basse potenze di ingresso l'uscita si confonde con il rumore.

Per potenze superiori a P_{MIN} il legame ingresso uscita è lineare (in potenza) finché non si raggiunge il punto di compressione ad 1dB (P_{1dB}). Il range dinamico è definito come il range di valori di ingresso compresi tra P_{MIN} e P_{1dB} .

Prodotti di intermodulazione

Il comportamento non lineare (in potenza) del mixer produce anche una distorsione di intermodulazione. Se in ingresso al mixer sono posti due segnali a frequenza f_1 e f_2 tali che $f_1 - f_2 < f_{IF}$, per effetto del termine del terzo ordine nello sviluppo di Taylor della corrente si generano delle ulteriori frequenze ($f_0 - 2f_1 + f_2$) e ($f_0 - 2f_2 + f_1$) che cadono vicino alla frequenza IF. La potenza di questi segnali aumenta come il cubo della potenza di ingresso a RF. (Si parla di prodotti del terzo ordine in quanto la somma dei coefficienti moltiplicativi di f_1 e f_2 è uguale a 3).

La distorsione di intermodulazione è specificata dando il livello della potenza a RF in ingresso (P_3 in Fig. 8.50) a cui la retta che estrapola l'andamento della potenza dei prodotti di intermodulazione interseca quella che estrapola l'andamento della potenza del segnale IF.

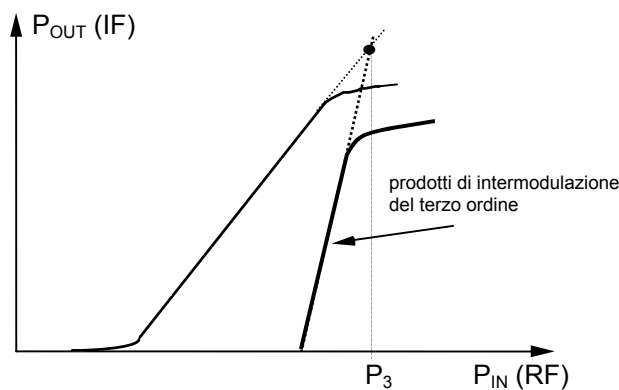


Fig. 8.50

8.9.b Circuiti per la realizzazione dei mixer

Mixer a diodo singolo

Un possibile schema per la realizzazione di un mixer a diodo singolo è stato mostrato in precedenza (Fig. 8.48). Il circuito di Fig. 8.48 presenta un comportamento a larga banda ma un basso isolamento tra le porte RF e LO. Un miglioramento in questo senso si ottiene con lo schema di Fig. 8.51

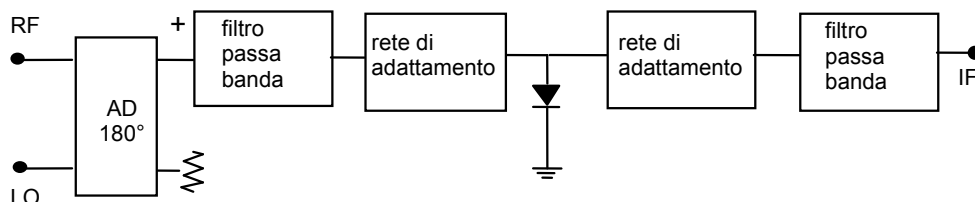


Fig. 8.51

Per la presenza dell' AD a 180° (es. AD ad anello, par. 5.5.b), i segnali RF e LO si sommano all'uscita "+". Poiché il circuito equivalente del diodo per piccoli segnali non è una semplice resistenza a 50Ω , viene inserita una rete di adattamento per adattare l'uscita "+" dell'AD al diodo. In questo modo, per un AD ideale, anche gli ingressi RF e LO risultano adattati e si ha isolamento infinito tra i due.

Si noti che con questo schema si ha un buon isolamento RF-LO ma si riduce la banda di funzionamento (gli AD a 180° sono selettivi in frequenza) e si hanno elevate perdite di conversione (gli A.D. a 180° operano la divisione della potenza di ingresso tra le due uscite e quindi metà della potenza del segnale RF è persa ai fini della conversione).

Il filtro passa banda serve per evitare che le armoniche generate dal diodo possano propagarsi verso gli ingressi LO e RF.

Mixer bilanciato

Questo tipo di mixer utilizza per la conversione un AD a 180° seguito da una coppia di diodi (Fig. 8.52).

In figura sono state omesse le reti di adattamento e le reti di polarizzazione.

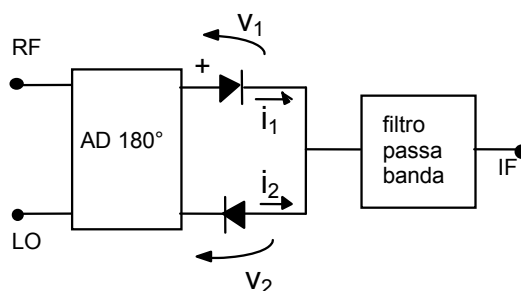


Fig. 8.52

All'uscita "+" dell'AD avremo:

$$V^+(t) = V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + V_R \text{sen}(\omega_R t) \quad (8.124)$$

Mentre all'uscita "-" si ha:

$$V^-(t) = -V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + V_R \text{sen}(\omega_R t) \quad (8.125)$$

(in questa espressione si è trascurato anche l'ulteriore fattore di riduzione $1/\sqrt{2}$ della tensione dovuto all'A.D.)

Si noti che il diodo 1 si trova nella stessa situazione descritta in precedenza (Eq. 8.119). Il diodo 2 invece è rovesciato, per cui la (8.112) diventa:

$$-i_2(t) = G_J (-v_2(t)) + \frac{G_J \alpha}{2} v_2(t)^2 \quad (8.126)$$

e quindi

$$i_2(t) = G_J v_2(t) - \frac{G_J \alpha}{2} v_2(t)^2 \quad (8.127)$$

Lo studio per il diodo 2 può essere condotto osservando che l'effettiva tensione applicata ad esso sarà (vedi Eq. 8.117):

$$v_2(t) = -V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + V_R \text{sen}(\omega_R t) + V_I \text{sen}(\omega_I t) \quad (8.128)$$

Inserendo la (8.128) nella (8.127) si ha:

$$\begin{aligned} i_2(t) = & -G_J V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + G_J V_R \text{sen}(\omega_R t) + G_J V_I \text{sen}(\omega_I t) + \\ & -\frac{G_J \alpha}{2} \left\{ \frac{V_0^2}{2} - \frac{V_0^2}{2} \cos(2\omega_0 t) + \frac{V_R^2}{2} - \frac{V_R^2}{2} \cos(2\omega_R t) + \frac{V_I^2}{2} - \frac{V_I^2}{2} \cos(2\omega_I t) + \right. \\ & -V_0 V_R \cos((\omega_0 - \omega_R)t) + V_0 V_R \cos((\omega_0 + \omega_R)t) + \\ & -V_0 V_I \cos((\omega_0 - \omega_I)t) + V_0 V_I \cos((\omega_0 + \omega_I)t) + \\ & \left. + V_I V_R \cos((\omega_I - \omega_R)t) - V_I V_R \cos((\omega_I + \omega_R)t) \right\} \end{aligned} \quad (8.129)$$

All'uscita del dispositivo le correnti (8.119) e (8.129) si sommano e quindi si elidono i termini opposti, in particolare quelli alle pulsazioni:

$$\omega_R - \omega_I = \omega_R - (\omega_0 - \omega_R) = 2\omega_R - \omega_0 \quad (8.131)$$

$$\omega_R + \omega_I = \omega_R + (\omega_0 - \omega_R) = \omega_0$$

Posto $\omega = m\omega_R + n\omega_0$ si elidono (reiezione) i termini con $m = 2$ ed $n = -1$ (2;-1) o, in generale, per m pari ed n dispari.

Non si eliminano invece i termini a pulsazione

$$\omega_0 + \omega_I = \omega_0 + (\omega_0 - \omega_R) = 2\omega_0 - \omega_R$$

non c'è reiezione quindi per $m = -1$ ed $n = 2$ (-1;2) o, in generale, per m dispari ed n pari.

Per la frequenza intermedia le correnti hanno lo stesso segno e quindi le due uscite si sommano.

Un ulteriore vantaggio di questo tipo di mixer è che esso consente di eliminare un eventuale rumore sovrapposto all'ampiezza dell'oscillatore locale. Questo rumore, visto come un segnale additivo $n(t)$ dà luogo ad un'uscita alle porte "+" e "-" in opposizione di fase e quindi le risultanti correnti a frequenza intermedia sono in opposizione di fase e si cancellano in uscita. Si noti che in base a quanto detto si elimina un eventuale rumore additivo sull'ampiezza ma non sulla fase dell'oscillatore.

E' anche possibile realizzare un mixer bilanciato con i diodi orientati nello stesso verso (Fig. 8.53).

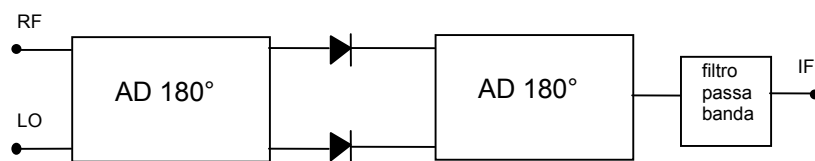


Fig. 8.53

Questa configurazione semplifica le reti di polarizzazione dei diodi, ma richiede l'utilizzo di due A.D. a 180° per sottrarre le uscite dei due diodi (che con questa configurazione sono uguali ed opposte a IF).

8.9.c Ricevitori supereterodina

Un'importante applicazione dei mixer è nei ricevitori supereterodina. Questi ricevitori, così come quelli a singolo diodo (par. 8.8.a), possono essere utilizzati per rivelare un segnale a microonde in onda continua ovvero un segnale modulato in ampiezza. Tuttavia con i ricevitori supereterodina si ottengono delle sensibilità notevolmente superiori rispetto a quelle dei ricevitori omodina. Lo schema di principio di un ricevitore supereterodina è mostrato in Fig. 8.54.

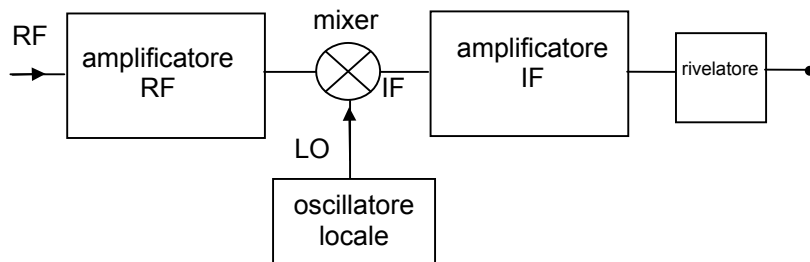


Fig. 8.54

Il segnale RF in ingresso viene amplificato ed inviato in un mixer dove si combina con quello proveniente da un oscillatore locale. La frequenza IF è scelta superiore alla frequenza di incrocio f_i (v. Eq. 8.95) e quindi in una regione dove è trascurabile il rumore flicker. Inoltre l'amplificatore IF è tipicamente un amplificatore a banda stretta e quindi cattura solo una piccola frazione del rumore termico e shot. Infine, l'unità di rivelazione è tipicamente un rivelatore di picco o un rivelatore di fase ovvero, nei sistemi più moderni, è presente una conversione da analogico a digitale e la rivelazione vera e propria avviene con dei sistemi di "digital signal processing" (DSP). In conclusione con questi rivelatori si possono raggiungere sensibilità dell'ordine dei $-120 \div -130$ dBm.