

Capitolo 8

Circuiti con diodi

8.1 Introduzione

In questo capitolo vengono analizzati alcuni circuiti che utilizzano diodi. Preliminarmente è fornita una breve descrizione delle reti di polarizzazione. Sono poi analizzati i moltiplicatori di frequenza che basano il loro funzionamento sul comportamento non lineare della capacità di transizione dei diodi varactor, gli attenuatori variabili realizzati con diodi PIN e gli interruttori e sfasatori sempre a diodo PIN. Ampio spazio, infine, è dedicato allo studio dei rivelatori che utilizzano diodi Schottky e alla descrizione del funzionamento dei mixer.

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.

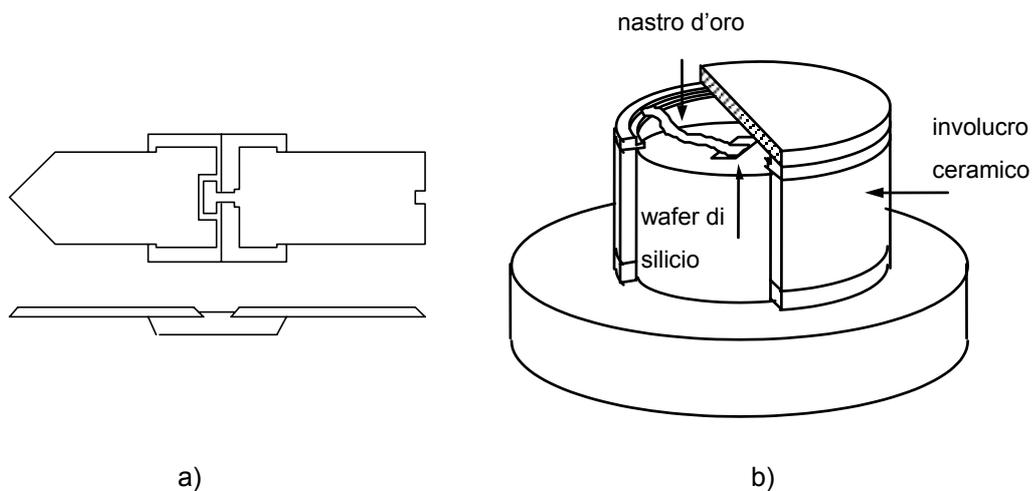


Fig. 8.1

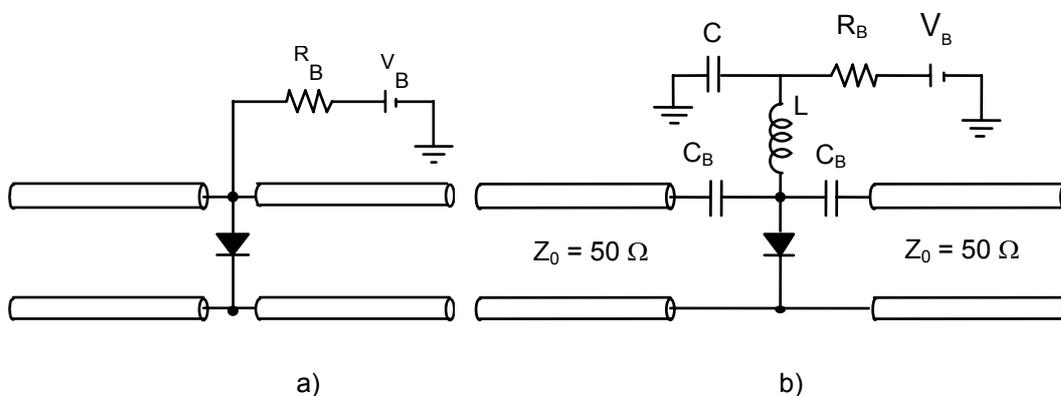


Fig. 8.2

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.

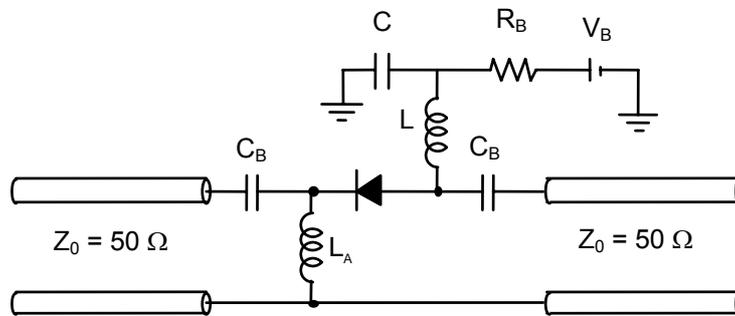


Fig. 8.3

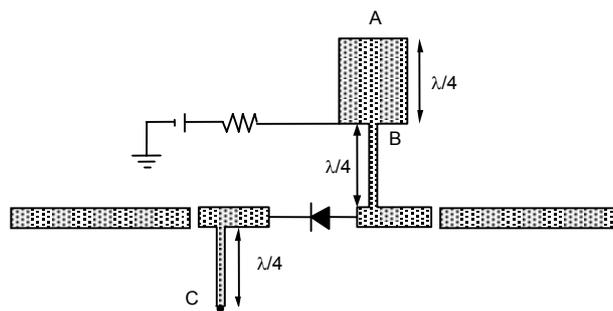


Fig. 8.4

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.

8.3 Moltiplicatori di frequenza

I moltiplicatori di frequenza si utilizzano nella tecnica delle microonde per generare segnali a partire da sorgenti stabili a più bassa frequenza. Lo schema logico di un moltiplicatore è mostrato in Fig. 8.5.

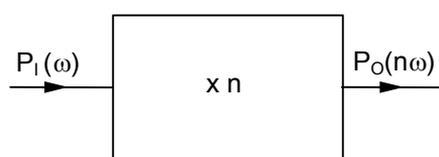


Fig. 8.5

Per caratterizzare la bontà di un moltiplicatore si usa l'efficienza di conversione (rendimento) definita come:

$$\eta = \frac{P_o(n\omega)}{P_i(\omega)} \quad (8.1)$$

dove P_i rappresenta la potenza in ingresso al moltiplicatore a frequenza ω e P_o rappresenta la potenza in uscita a frequenza $n\omega$. Spesso il rendimento è espresso in deciBel (dB), si parla allora di perdita di conversione:

$$L_c = 10 \log_{10} \frac{P_i(\omega)}{P_o(n\omega)} = 10 \log_{10} \frac{1}{\eta} \quad (8.2)$$

Quando si applica un segnale ai capi di una resistenza non lineare, si generano delle armoniche. Su questo principio sono stati realizzati in passato dei moltiplicatori. Tuttavia l'efficienza di conversione, utilizzando resistenze non lineari, non può essere maggiore di $1/n^2$, dove n è l'ordine dell'armonica: questo a causa delle perdite inerenti alla resistenza. Viceversa, si dimostrerà nel seguito che un generatore di armoniche che sfrutta diodi varactor, e quindi le non linearità della capacità presentata dai diodi in polarizzazione inversa, può generare armoniche con un'efficienza teorica del 100%.

Per comprendere il funzionamento del diodo varactor come moltiplicatore di frequenza, conviene analizzare preliminarmente la risposta del diodo quando in esso venga iniettata una carica $Q(t)$ funzione del tempo. Per il varactor, supposto polarizzato inversamente, si considera un circuito equivalente costituito dalla sola capacità non lineare e quindi il suo comportamento è descritto dall'Eq. (7.54) ed è graficato in Fig. 8.6.

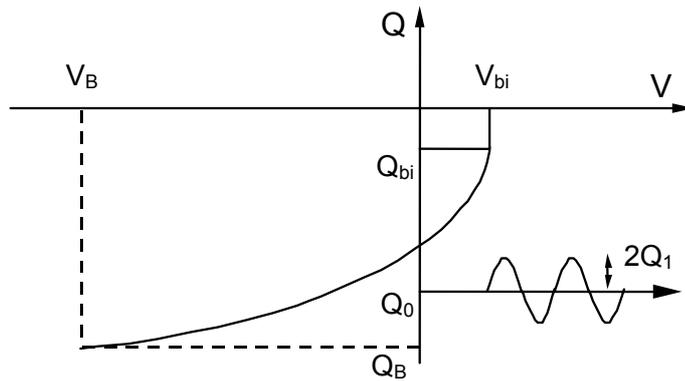


Fig. 8.6

Si supponga quindi di iniettare nel diodo una carica $Q(t)$ data dalla somma di un termine costante di polarizzazione (Q_0) tale da polarizzare il diodo nella zona a capacità non lineare (Fig. 8.6) più un termine sinusoidale a RF che deve essere sufficientemente ampio da interessare le non linearità del circuito:

$$Q(t) = Q_0 + 2Q_1 \sin \omega t \quad (8.3)$$

Volendo determinare la tensione che si instaura ai capi del varactor, si esplicita rispetto a V la (7.54). Ad esempio, con $\gamma = 1/2$ si ha:

$$V(t) = V_{bi} - \frac{V_{bi} - V_B}{(Q_{bi} - Q_B)^2} [Q_{bi} - Q(t)]^2 = V_{bi} - A [Q_{bi} - Q(t)]^2 \quad (8.4)$$

dove si è posto:

$$A = \frac{V_{bi} - V_B}{(Q_{bi} - Q_B)^2}.$$

Sostituendo nella (8.4) l'espressione (8.3) si ottiene:

$$V(t) = V_0 - A [2Q_1^2 - 2Q_1^2 \cos 2\omega t - 4(Q_{bi} - Q_0)Q_1 \sin \omega t] \quad (8.5)$$

dove:

$$V_0 = V_{bi} - A (Q_{bi} - Q_0)^2 \quad (8.6)$$

Nella (8.6) V_0 rappresenta il valore costante di tensione che si instaura ai capi del varactor quando in esso viene iniettata una carica Q_0 costante. Si noti che nella pratica iniettare una carica corrisponde ad iniettare una corrente, cioè a pilotare il diodo con un generatore di corrente.

Nella relazione (8.5) sono presenti tre termini:

$$I) \quad V_0 - A2Q_1^2 \quad (8.7)$$

$$II) \quad 4A(Q_{bi} - Q_0)Q_1 \text{sen}\omega t \quad (8.8)$$

$$III) \quad 2AQ_1^2 \cos 2\omega t \quad (8.9)$$

Il primo termine è costante e corrisponde ad un generatore di tensione continua dipendente, a causa delle non linearità, dall'ampiezza dell'alternata (Q_1). Il secondo, a frequenza ω , corrisponde ad un condensatore in quanto rappresenta una caduta di tensione in fase con la carica iniettata ($Q = CV$). Il terzo termine corrisponde ad un generatore di tensione alternata di pulsazione 2ω .

Per il varactor polarizzato in corrente si ottiene quindi il circuito equivalente riportato in Fig. 8.7.

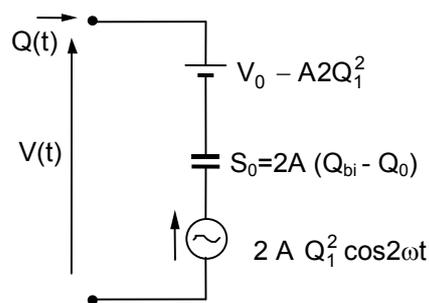


Fig. 8.7

L'elastanza differenziale del diodo ottenibile derivando la (8.4) rispetto alla carica è:

$$S(Q) = \frac{dV}{dQ} = 2A [Q_{bi} - Q(t)] \quad (8.10)$$

Si può quindi osservare che nel circuito equivalente compare un condensatore di elastanza pari a quella che si ottiene dalla (8.10) quando la carica assume il valore medio della carica che si suppone iniettata $S(Q_0) = S_0$.

8.3.a Duplicatore di frequenza

Sulla base della trattazione precedente si può pensare di utilizzare il varactor per la duplicazione di frequenza, pilotandolo con un segnale (carica) a pulsazione ω e prelevando il segnale (tensione) a pulsazione 2ω con un circuito che, schematicamente, sarà come quello riportato in Fig. 8.8.

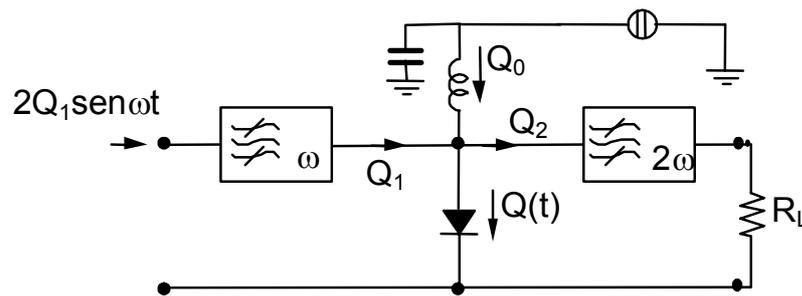


Fig. 8.8

Nella figura i due filtri passa banda, a pulsazione ω e 2ω , fanno in modo che sul carico non arrivi il segnale di eccitazione a frequenza ω (in zona di stop-band per il filtro a 2ω) e sulla sorgente non arrivi il segnale generato dal varactor (a pulsazione 2ω e quindi in zona di stop-band per il filtro centrato a ω). Il circuito è completato dalla rete di polarizzazione del diodo varactor che è polarizzato in inversa (Q_0 è negativa). Si noti che, anche se non espressamente indicato nella figura, particolare cura dovrà essere dedicata all'adattamento del diodo per garantire che il segnale in ingresso non venga riflesso.

Lo studio precedente che ha condotto all'Eq. (8.5) è stato fatto considerando il varactor a vuoto, cioè come se in esso non scorresse corrente. Quando il varactor è chiuso su di un carico, in questo carico, e conseguentemente anche nel varactor, scorre la corrente a pulsazione 2ω generata dal varactor stesso. L'iniezione di carica nel varactor, tenendo conto del contributo 2ω , sarà quindi:

$$Q(t) = Q_0 + 2Q_1 \sin \omega t - 2Q_2 \sin 2\omega t \quad (8.11)$$

Si noti che l'espressione (8.11) presuppone un accurato progetto del circuito, in quanto non compaiono in essa termini di fase (che in generale dovrebbero essere presenti).

Per ricavare l'espressione della tensione ai capi del diodo si utilizza la (8.4) in cui si sostituisce l'espressione (8.11) della carica iniettata. In questo modo si ha:

$$V(t) = V_0 - A [2Q_1^2 + 2Q_2^2 - 2Q_1^2 \cos 2\omega t - 2Q_2^2 \cos 4\omega t - 2(Q_{bi} - Q_0)(2Q_1 \sin \omega t - 2Q_2 \sin 2\omega t) - 4Q_1 Q_2 (\cos \omega t - \cos 3\omega t)] \quad (8.12)$$

Analogamente a quanto fatto nello studio a vuoto, si ricava un circuito equivalente corrispondente all'espressione (8.12). Il circuito è riportato in Fig. 8.9.

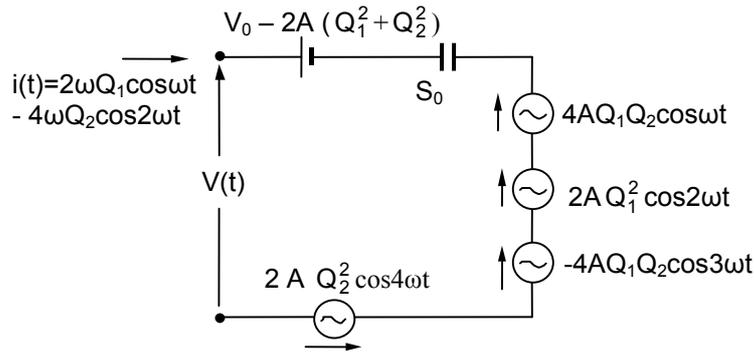


Fig. 8.9

Come nel caso a vuoto è presente un generatore di tensione continua il cui valore dipende, per la non linearità, dalle ampiezze delle componenti alternate della carica iniettata (Q_1 e Q_2), ed un condensatore la cui elastanza è pari al valore che l'elastanza del diodo assume per $Q = Q_0$. Sono poi presenti quattro generatori di tensione a pulsazioni ω , 2ω , 3ω , 4ω di cui quello a pulsazione ω , avendo segno opposto rispetto alla carica iniettata, assorbe potenza (si comporta in pratica come una resistenza). Il generatore a pulsazione 2ω fa circolare nel carico una corrente a questa pulsazione. Il dispositivo si comporta quindi da convertitore di frequenza, in quanto assorbe potenza a pulsazione ω e la fornisce al carico a pulsazione 2ω . I generatori a pulsazione 3ω e 4ω sono ovviamente a vuoto (per la presenza dei filtri passa-banda) e quindi non forniscono potenza. Si può notare che la potenza assorbita dal varactor a pulsazione ω è uguale a quella fornita al carico a pulsazione 2ω . Infatti:

$$P_{\text{ass}} = \frac{1}{2} V_{1\text{max}} I_{1\text{max}} = \frac{1}{2} (4AQ_1Q_2)(2\omega Q_1) = 4AQ_1^2Q_2\omega \quad (8.13)$$

$$P_L = \frac{1}{2} V_{2\text{max}} I_{2\text{max}} = \frac{1}{2} (2AQ_1^2)(4\omega Q_2) = 4AQ_1^2Q_2\omega \quad (8.14)$$

dove:

$$I_{1\text{max}} = \left(\frac{dQ_1}{dt} \right)_{\text{max}} = 2\omega Q_1 \quad (8.15)$$

$$I_{2\text{max}} = \left(\frac{dQ_2}{dt} \right)_{\text{max}} = 4\omega Q_2$$

Il risultato trovato è una conseguenza dell'ipotesi di funzionamento ottimale (riflessioni nulle e assenza di perdite). Appare quindi chiara l'importanza di progettare correttamente i circuiti, in modo da ottenere questa condizione che fornisce un rendimento di conversione unitario ($\eta=1$).

Nella realtà la presenza delle non idealità porta i valori del rendimento sotto il 10% e quindi L_C sopra i 10 dB.

8.3.b Triplicatore di frequenza

Con lo schema visto per il duplicatore di frequenza non è possibile effettuare una moltiplicazione per "n" diverso da 2. Infatti per un "n" generico ai capi del varactor verrebbe impressa una carica:

$$Q(t) = Q_0 + 2Q_1 \sin \omega t - 2Q_n \sin n \omega t \quad (8.16)$$

alla quale corrisponde la tensione:

$$V(t) = V_{bi} - A [Q_{bi} - Q(t)]^2 = V_{bi} - A [Q_{bi} - Q_0 - 2Q_1 \sin \omega t + 2Q_n \sin n \omega t]^2 \quad (8.17)$$

Procedendo come per il duplicatore si arriva ad un circuito equivalente comprendente un generatore di tensione costante il cui valore è legato a Q_1 e Q_n ; un condensatore lineare di elastanza S_0 ; e quattro generatori a frequenze 2ω (contributo del $\sin^2 \omega t$), $2n\omega$ (contributo del $\sin^2 n \omega t$); $(n+1)\omega$ e $(n-1)\omega$ (contributi del prodotto $\sin \omega t \cdot \sin n \omega t$). Questo risultato però è assurdo, in quanto si è ipotizzato che nel diodo si inietta una carica $Q(t)$ variabile a frequenza ω e $n\omega$, ma il circuito non assorbe potenza a frequenza ω (salvo che per $n = 2$, nel qual caso $(n-1)\omega = \omega$): è quindi puramente reattivo alla frequenza ω ; inoltre non c'è conversione alla pulsazione $n\omega$ non essendo presente un generatore a questa pulsazione.

Per utilizzare un varactor come moltiplicatore di frequenza per "n" diverso da 2 viene aggiunto allo schema visto in precedenza un ulteriore ramo "idler", che consente alle armoniche prodotte dal varactor di "girare in folle", dando luogo ad una circolazione di corrente che permette di ottenere per miscelazione la voluta moltiplicazione di frequenza.

Nel seguito verrà esaminato in dettaglio un triplicatore di frequenza con circuito idler (Fig. 8.10).

In questo schema il circuito idler consente la ricircolazione della corrente a pulsazione 2ω generata dal varactor, nel varactor stesso. Dalla miscelazione della 2ω con la ω si genera la frequenza 3ω la quale a sua volta circola nel carico e anche nel varactor.

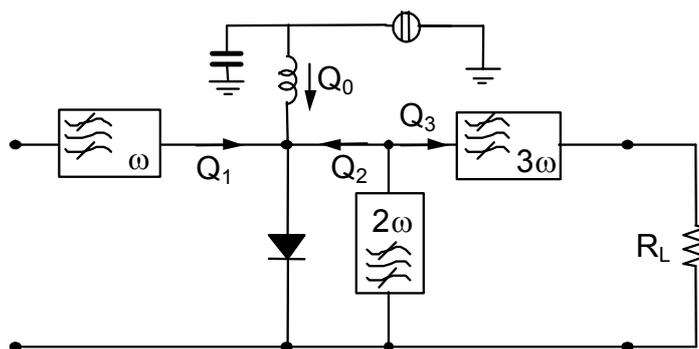


Fig. 8.10

Pertanto, il diodo sarà eccitato da una carica:

$$Q(t) = Q_0 + 2Q_1 \sin \omega t + 2Q_2 \sin 2\omega t - 2Q_3 \sin 3\omega t \quad (8.18)$$

quindi la tensione ai suoi capi sarà:

$$V(t) = V_{bi} - A [Q_{bi} - Q_0 - 2Q_1 \sin \omega t - 2Q_2 \sin 2\omega t + 2Q_3 \sin 3\omega t]^2 \quad (8.19)$$

In questa espressione sono contenute tutte le armoniche di ω dalla prima alla sesta. E' quindi possibile alimentare a frequenza ω , far circolare nel ramo idler la frequenza 2ω e prelevare su un carico la frequenza 3ω .

Si noti che il ramo idler si comporta come un corto circuito per la pulsazione 2ω ma non presenta un'impedenza infinita alla pulsazione ω per cui parte della corrente a questa pulsazione passa nel ramo idler e viene persa ai fini del rendimento.

Per ovviare a quest'ultimo inconveniente si può utilizzare lo schema riportato nella Fig. 8.11.

In questo circuito sono presenti due varactor ciascuno dei quali si comporta da idler per l'altro e contemporaneamente da elemento non lineare moltiplicatore e miscelatore.

Nel funzionamento come varactor i diodi sono polarizzati inversamente tramite il generatore di corrente, mentre l'induttanza L serve a bloccare la RF che potrebbe circolare nel generatore.

Considerando solo la parte attiva del circuito e trascurando l'alimentazione, si può supporre che venga applicata in ingresso una carica a frequenza ω :

$$Q(t) = 2Q_1 \sin \omega t \quad (8.20)$$

Poiché i due diodi sono nello stesso stato di polarizzazione, quindi presentano la stessa resistenza, si avrà:

$$Q_A(t) = Q_B(t) = Q(t) \quad (8.21)$$

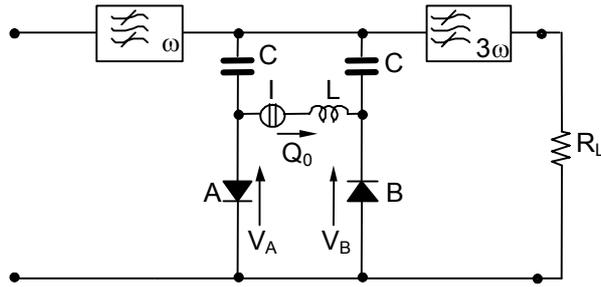


Fig. 8.11

Il diodo A è nella situazione già studiata in cui $V_A(t)$ è data da (Eq. 8.4):

$$V_A(t) = V_{bi} - A(Q_{bi} - Q(t))^2 \quad (8.22)$$

Per il diodo B invece si ha:

$$V_B(t) = -V_{bi} + A(Q_{bi} + Q(t))^2 \quad (8.23)$$

Si ha quindi per il diodo A:

$$V_A(t) = V_{bi} - A(Q_{bi}^2 + Q(t)^2 - 2 Q_{bi} Q(t)) \quad (8.24)$$

e per il diodo B:

$$V_B(t) = -V_{bi} + A(Q_{bi}^2 + Q(t)^2 + 2 Q_{bi} Q(t)) \quad (8.25)$$

Ricordando l'analisi fatta in precedenza per il duplicatore è facile rendersi conto che i termini $\pm(V_{bi} - A Q_{bi}^2)$ nelle espressioni di V_A e V_B rappresentano dei generatori di tensione continua ai quali vanno aggiunti i termini costanti derivanti dallo sviluppo del termine $Q(t)^2$. I termini $2A Q_{bi} Q(t)$, dipendendo linearmente dalla carica iniettata, rappresentano delle cadute di tensione in fase con la carica e sono quindi dei condensatori. Si ha quindi per i due diodi il circuito equivalente di Fig. 8.12.

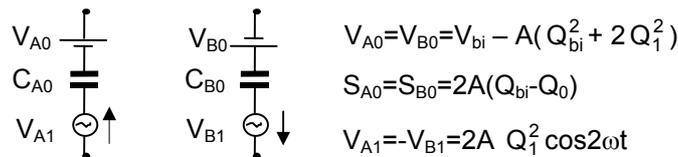


Fig. 8.12

Poiché i due diodi sono in parallelo si dovrà, però, tener conto dell'influenza dei due generatori V_{A1} e V_{B1} (a frequenza 2ω) sui diodi B ed A rispettivamente.

Si ripete quindi lo studio considerando, come fatto in precedenza, questa ulteriore iniezione di carica. Anche in questo caso si suppone di essere nell'ipotesi di funzionamento ottimale e non si considerano, quindi, termini di fase.

Inoltre si suppone che i due diodi siano identici e quindi che le ampiezze dei generatori siano le stesse:

$$Q_A(t) = 2Q_1 \sin \omega t - 2Q_2 \sin 2\omega t \quad (8.26)$$

$$Q_B(t) = 2Q_1 \sin \omega t + 2Q_2 \sin 2\omega t \quad (8.27)$$

I segni opposti dei termini a frequenza 2ω sono dovuti alla diversa polarità dei generatori V_{A1} e V_{B1} .

Sviluppando le (8.22)-(8.23) con le posizioni (8.26)-(8.27) si ottiene il circuito equivalente riportato in Fig. 8.13.

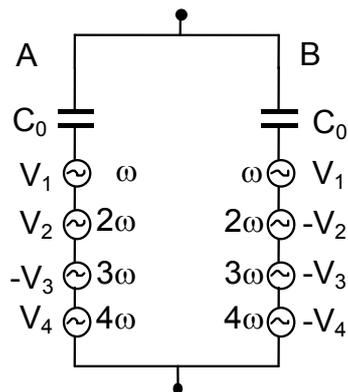


Fig. 8.13

Lo schema mostra che per le armoniche pari (2ω , 4ω) circola corrente all'interno della maglia, ma è nulla la differenza di potenziale tra i due morsetti. Per le armoniche dispari, invece, c'è in uscita una certa differenza di potenziale. Quindi solo le frequenze pari ad un multiplo dispari dell'ingresso si ritrovano in uscita.

Per completare lo studio si dovrebbe considerare, come già fatto per il duplicatore, il fatto che la chiusura sul carico genera una ulteriore iniezione di carica a frequenza 3ω e quindi si ha:

$$Q_A(t) = 2 Q_1 \sin \omega t - 2 Q_2 \sin 2\omega t + 2 Q_3 \sin 3\omega t \quad (8.28)$$

$$Q_B(t) = 2 Q_1 \sin \omega t + 2 Q_2 \sin 2\omega t + 2 Q_3 \sin 3\omega t \quad (8.29)$$

I calcoli sono simili a quelli già svolti in precedenza e non vengono perciò riportati. Sviluppando i passaggi si troverebbero, nel circuito equivalente, degli altri generatori a pulsazione 5ω e 6ω .

In definitiva, mentre nel moltiplicatore con un solo varactor parte della corrente va persa nel ramo idler, con due varactor si sfrutta tutta la corrente perché entrambi i diodi si comportano da generatori di armoniche. In questo modo, se si trascurano le resistenze dei diodi, non c'è nessun altro effetto di perdita e si può arrivare a rendimenti vicini all'unità.

Il triplicatore di frequenza visto viene chiamato 1-2-3 (1-2: moltiplicazione nel diodo; 3: mescolazione di 2 con 1). E' anche possibile realizzare, con uno schema analogo, un quadruplicatore 1-2-4 facendo circolare 2ω nell'idler e prelevando 4ω in uscita secondo lo schema di Fig. 8.14.

L'armonica 2ω viene fatta girare nell'idler, quindi circola nel varactor e dà luogo, per la proprietà di duplicazione del varactor, all'armonica 4ω che è possibile prelevare in uscita. E' quindi possibile, progettando opportunamente i filtri, con un unico circuito idler a frequenza 2ω , triplicare o quadruplicare la pulsazione ω .

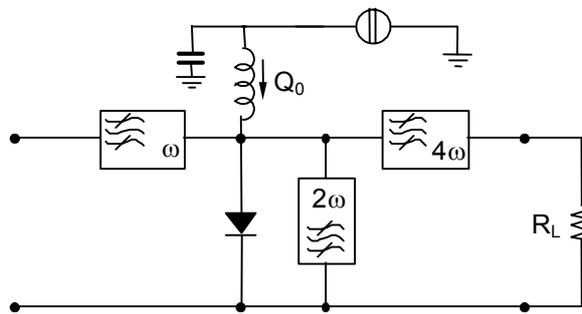


Fig. 8.14

Non è però possibile andare oltre la moltiplicazione per 4. Infatti il moltiplicatore 1-2-5 sarebbe alimentato con una $Q(t) = Q_0 + 2Q_1 \sin \omega t + 2Q_2 \sin 2\omega t + 2Q_5 \sin 5\omega t$ che fornisce le armoniche $\omega, 2\omega, 3\omega, 4\omega, 6\omega, 7\omega, 10\omega$ e quindi non converte a frequenza 5ω . Lo stesso per $n > 5$. Questo deriva dal fatto che il varactor mescola o raddoppia le armoniche (il fatto che raddoppi deriva dall'aver assunto una legge carica-tensione rigorosamente quadratica).

Si può ottenere un moltiplicatore per 5 o per 6 usando oltre all'idler a pulsazione 2ω un idler a frequenza 3ω . In questo caso il rendimento massimo prevedibile è solo dell'ordine del 30%.

8.4 Attenuatore a diodo PIN

Nei sistemi a microonde è spesso utile poter disporre di attenuatori controllabili elettronicamente, con ampi range dinamici e basse riflessioni in ingresso.

In Fig. 8.15 è mostrato lo schema logico di un attenuatore.

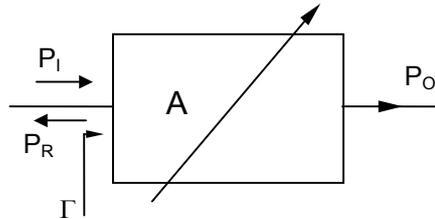


Fig. 8.15

Per caratterizzare il comportamento dell'attenuatore si usano i parametri attenuazione (A) e perdita di riflessione (L_R) definiti come (v. par. 6.2):

$$A = 10 \log_{10} \frac{P_I}{P_O} \quad [\text{dB}] \quad (8.30)$$

$$L_R = 10 \log_{10} \frac{P_I}{P_R} = 10 \log_{10} \frac{1}{|\Gamma|^2} \quad [\text{dB}] \quad (8.31)$$

dove P_I , P_R e P_O rappresentano rispettivamente la potenza incidente e riflessa in ingresso e la potenza in uscita all'attenuatore, mentre Γ rappresenta il coefficiente di riflessione in ingresso.

In Fig. 8.16 è riportato un possibile semplice schema di attenuatore a diodo PIN. La funzione dei condensatori e dell'induttanza è quella di impedire che la continua dell'alimentazione possa inserirsi sulla linea della RF in ingresso ed in uscita, e che la RF possa essere cortocircuitata a massa dal circuito di alimentazione.

Come visto in precedenza (par. 7.5), facendo variare la corrente di polarizzazione del PIN tra 0.1 e 10 mA se ne può variare la resistenza tra 500 e 5 Ω . Tuttavia, quello riportato in Fig. 8.16 non è un buon attenuatore in quanto, al variare della resistenza, riflette la potenza verso la sorgente e solo una piccola frazione è dissipata nel diodo PIN.

Per comprendere meglio questo problema è utile valutare il bilancio delle potenze in gioco considerando un circuito formato da un diodo PIN di ammettenza Y_D chiuso su di un carico Y_0 (Fig. 8.17).

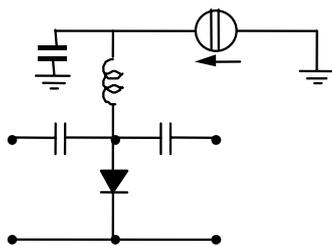


Fig. 8.16

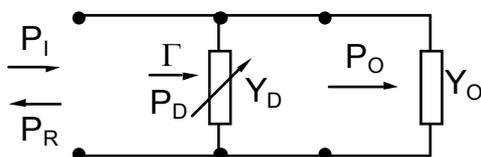


Fig. 8.17

In figura si ha: P_I = potenza incidente (fornita dalla sorgente), P_R = potenza riflessa, P_O = potenza fornita al carico, P_D = potenza dissipata nel PIN.

Dette $\hat{Z}_D = \frac{Z_D}{Z_0}$ e $\hat{Y}_D = \frac{Y_D}{Y_0}$ l'impedenza e l'ammettenza normalizzata del PIN si ha:

$$\frac{P_R}{P_I} = |\Gamma|^2 = \left| \frac{-\hat{Y}_D}{2 + \hat{Y}_D} \right|^2 = \left| \frac{-1}{2\hat{Z}_D + 1} \right|^2 \quad (8.32)$$

Dette poi V_D , V_0 , V_I , e V_R rispettivamente le tensioni ai capi del diodo e del carico e le tensioni associate alle onde incidenti e riflesse in ingresso si ha:

$$V_D = V_0 = V_I + V_R = V_I (1 + \Gamma)$$

e quindi, essendo $P_I = \frac{1}{2} |V_I|^2 Y_0$ si ha:

$$P_D = \frac{1}{2} \text{Re}(V_D I_D^*) = \frac{1}{2} |V_I|^2 |1 + \Gamma|^2 \text{Re}(Y_D) = P_I |1 + \Gamma|^2 \text{Re}(\hat{Y}_D)$$

da cui segue:

$$\frac{P_D}{P_I} = \left| \frac{2}{2 + \hat{Y}_D} \right|^2 \operatorname{Re}(\hat{Y}_D) = \left| \frac{2\hat{Z}_D}{2\hat{Z}_D + 1} \right|^2 \operatorname{Re}\left(\frac{1}{\hat{Z}_D}\right) \quad (8.33)$$

Inoltre si ha:

$$P_O = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\mathbf{V}_O \mathbf{I}_O^*) = P_I |1 + \Gamma|^2$$

e quindi:

$$\frac{P_O}{P_I} = \left| \frac{2}{2 + \hat{Y}_D} \right|^2 = \left| \frac{2\hat{Z}_D}{2\hat{Z}_D + 1} \right|^2 \quad (8.34)$$

Infine per quanto riguarda l'attenuazione e la perdita di inserzione si ha:

$$A = 10 \log_{10} \frac{P_I}{P_O} = 20 \log_{10} \frac{2\hat{Z}_D + 1}{2\hat{Z}_D} = 20 \log_{10} \frac{2 + \hat{Y}_D}{2} \quad (8.35)$$

$$L_R = 10 \log_{10} \frac{P_I}{P_R} = 20 \log_{10} \left| \frac{2 + \hat{Y}_D}{\hat{Y}_D} \right| = 20 \log_{10} |2\hat{Z}_D + 1|$$

In Fig. 8.18 è riportato l'andamento delle (8.32), (8.33) e (8.34) al variare di \hat{R}_D .

Si noti che se $\hat{R}_D \rightarrow \infty$ si ha $P_O = P_I$ e $A = 0$ dB (adattamento completo), mentre se $\hat{R}_D \rightarrow 0$ si ha $P_R = P_I$ e quindi $A = \infty$ (riflessione totale). Inoltre se $\hat{R}_D = 0.1$ ($R_D = 5 \Omega$) si ha $A = 15.6$ dB, per $\hat{R}_D = 0.5$ ($R_D = 25 \Omega$) si ha $P_D/P_I = 0.5$ infine per $\hat{R}_D = 10$ ($R_D = 500 \Omega$) $A = 0.42$ dB.

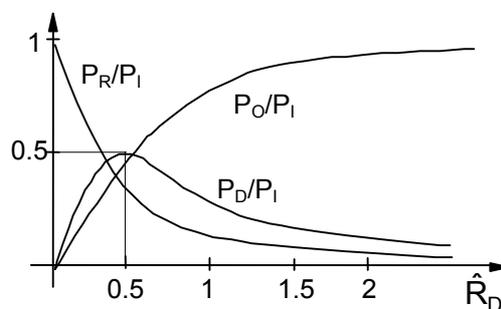


Fig. 8.18

Dall'esame di questi valori emerge che il PIN si comporta più come un disadattatore che come un attenuatore dissipativo. Il PIN, come si vede dall'andamento di P_D/P_I , dissipa al suo interno al massimo il 50% della potenza incidente. Inoltre il circuito presenta, con valori pratici di resistenza, una dinamica di soli 15 dB.

Per aumentare le dissipazioni all'interno della struttura si può pensare di porre in parallelo n diodi PIN alla distanza di $\lambda/4$ l'uno dall'altro e tali da avere uguale resistenza istante per istante (Fig. 8.19).

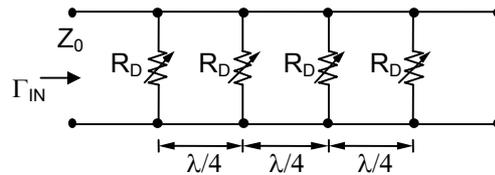


Fig. 8.19

Si noti che, in questo caso, il diodo è stato simulato come una semplice resistenza variabile con la polarizzazione.

Ricordando che per una linea priva di perdite si ha:

$$Z[x+(2n+1)\lambda/4]Z(x) = Z_0^2 \implies \hat{z}[x+(2n+1)\lambda/4]\hat{z}(x) = 1 \quad (8.36)$$

dove x è la generica ascissa ed n un numero intero, si evince che l'impedenza che si vede in corrispondenza dei diodi PIN è sempre di tipo resistivo.

L'attenuazione per $n \geq 2$ può essere ottenuta valutando preliminarmente la matrice di trasferimento della struttura $[T]$. Si possono poi utilizzare le formule che legano i parametri di $[T]$ a quelli di $[S]$ ed infine si può ricavare l'attenuazione come (v. Eq. 6.9):

$$A = 20 \log_{10} \frac{1}{|S_{21}|}$$

Al crescere del numero n dei diodi si hanno le attenuazioni:

$$n = 1 \quad A_1 = 20 \log_{10} \frac{2 + \hat{G}_D}{2}$$

$$n = 2 \quad A_2 = 20 \log_{10} \frac{2 + 2\hat{G}_D + \hat{G}_D^2}{2}$$

$$n = 3 \quad A_3 = 20 \log_{10} \frac{2 + 3\hat{G}_D + 2\hat{G}_D^2 + \hat{G}_D^3}{2}$$

$$A_n = 20 \log_{10} \frac{2 + n\hat{G}_D + (n-1)\hat{G}_D^2 + \dots + 2\hat{G}_D^{n-1} + \hat{G}_D^n}{2} \quad (8.37)$$

Come si evince dalla (8.37) l'attenuazione, fissato n , aumenta al crescere della \hat{G}_D del singolo diodo, come accadeva anche per un solo PIN, ma aumenta anche all'aumentare di n .

Ricordando che R_D varia tra 5 e 500 Ω e quindi \hat{G}_D tra 10 e 1/10 si ha:

$$\text{per } \hat{G}_D \gg 1 \quad A_n \approx 20 \log_{10} \frac{\hat{G}_D^n}{2} = 20(n \log_{10} \hat{G}_D - \log_{10} 2) \quad (8.38)$$

$$\text{per } \hat{G}_D \ll 1 \quad A_n \approx 20 \log_{10} \frac{2+n\hat{G}_D}{2} \quad (8.39)$$

Ad esempio, con $n = 4$ e $\hat{G}_D = 10$ si ha $A_4 \approx 74$ dB, mentre con $\hat{G}_D = 0.1$ $A_4 \approx 1.58$ dB. Quindi per correnti variabili tra 0.1 e 10 mA, l'attenuazione varia tra 74 dB e 1.58 dB con una dinamica di circa 72 dB notevolmente più ampia rispetto al caso con un solo diodo.

Si vuole ora valutare per questa struttura il coefficiente di riflessione. Nel caso $n = 1$ si ha:

$$\Gamma = \frac{1-\hat{G}_{L1}}{1+\hat{G}_{L1}} = \frac{1-(1+\hat{G}_D)}{1+(1+\hat{G}_D)} = \frac{-\hat{G}_D}{2+\hat{G}_D} \quad (8.40)$$

Con $Z_0 = 50 \Omega$ e $R_D = 50 \Omega$ si ha $\Gamma = -1/3$ e quindi, come visto in precedenza, una forte riflessione.

Con $n=2$:

$$\Gamma = \frac{1-\hat{G}_{L2}}{1+\hat{G}_{L2}} \quad \text{con} \quad \hat{G}_{L2} = \hat{G}_D + \frac{1}{\hat{G}_D + 1} = \hat{G}_D + \frac{1}{\hat{G}_{L1}} \quad (8.41)$$

Con $n=3$:

$$\Gamma = \frac{1-\hat{G}_{L3}}{1+\hat{G}_{L3}} \quad \text{con} \quad \hat{G}_{L3} = \hat{G}_D + \frac{1}{\hat{G}_D + \frac{1}{\hat{G}_D + 1}} \quad (8.42)$$

Iterando questo procedimento si trova per n diodi la frazione continuata:

$$\hat{G}_{Ln} = \hat{G}_D + \frac{1}{\hat{G}_D + \frac{1}{\hat{G}_D + \frac{1}{\hat{G}_D + \dots}}} = \hat{G}_D + \frac{1}{\hat{G}_{L(n-1)}} \quad (8.43)$$

Si possono avere approssimanti pari o dispari di questa frazione. Gli approssimanti pari (n pari) tendono ad un limite (\hat{G}_{LP}) al crescere di n , mentre quelli dispari tendono al limite (\hat{G}_{LD}). Si dimostra che: $\hat{G}_{LP} \leq \hat{G}_{LD}$. Come esempio si riportano i valori della serie per $R_D = 50 \Omega$:

$$\hat{G}_{L1} = 2 \quad \hat{G}_{L2} = 1.5 \quad \hat{G}_{L3} = 1.667 \quad \hat{G}_{L4} = 1.6 \quad \hat{G}_{L5} = 1.625 \quad \hat{G}_{L6} = 1.615$$

I valori con n pari crescono, mentre quelli con n dispari decrescono al crescere di n.

Ad esempio per n = 4 si ha:

$$\begin{aligned} \hat{G}_D = 0.1: & \quad \Gamma_{IN} \approx 0 \\ \hat{G}_D = 0.5: & \quad \Gamma_{IN} = -0.2 \\ \hat{G}_D = 1: & \quad \Gamma_{IN} = -0.23 \\ \hat{G}_D = 2: & \quad \Gamma_{IN} = -0.5 \\ \hat{G}_D = 10: & \quad \Gamma_{IN} = -0.82 \end{aligned}$$

Come si vede i coefficienti di riflessione sono ancora troppo elevati. Per ridurre ulteriormente le riflessioni si può utilizzare lo schema riportato in Fig. 8.20.

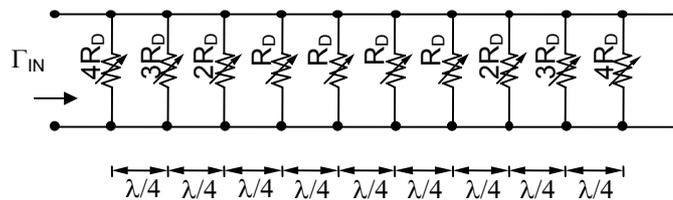


Fig. 8.20

Ripetendo i calcoli come nel caso precedente si vedrebbe che l'attenuazione è sostanzialmente sostenuta dai 4 diodi di valore R_D . Si ha però un maggiore adattamento in quanto la linea vista dal generatore, anziché essere chiusa bruscamente su una resistenza molto diversa da quella caratteristica, incontra delle resistenze che gradualmente diminuiscono di valore, e poi aumentano di nuovo verso il carico.

L'analisi della struttura con un CAD per circuiti a microonde porta ai seguenti risultati:

$\hat{G}_D = 0.1$	$R_D = 500\Omega$	$\Gamma_{IN} = 0.0002$	$R_L = -73\text{dB}$
$\hat{G}_D = 0.5$	$R_D = 100\Omega$	$\Gamma_{IN} = 0.005$	$R_L = -46\text{dB}$
$\hat{G}_D = 1.0$	$R_D = 50\Omega$	$\Gamma_{IN} = 0.032$	$R_L = -30\text{dB}$
$\hat{G}_D = 2.0$	$R_D = 25\Omega$	$\Gamma_{IN} = 0.102$	$R_L = -19\text{dB}$
$\hat{G}_D = 10$	$R_D = 5\Omega$	$\Gamma_{IN} = 0.490$	$R_L = -6\text{dB}$

Quindi si ottengono valori di adattamento migliori anche se le cose peggiorano per alti valori di G_D .

Con riferimento alla rete di alimentazione dei diodi, si comprende che questa dovrà essere piuttosto complessa. Per avere infatti valori di resistenza $2R_D$, $3R_D$, $4R_D$, nei diodi corrispondenti deve scorrere una corrente pari a $I/2$, $I/3$, $I/4$, dove I è la corrente che scorre nei diodi per avere il valore R_D .

Particolare cura deve poi essere dedicata alla progettazione del dispositivo se lo si vuole far funzionare a larga banda. Infatti la distanza tra i diodi PIN è pari a $\lambda/4$ solo ad una particolare frequenza (tipicamente la frequenza centrale della banda di funzionamento), a frequenze diverse ciascun PIN sarà caricato con impedenze complesse anziché reali. Si deve quindi progettare il numero dei PIN e la loro mutua distanza in modo che le reattanze si compensino. Con una progettazione accurata si riescono ad ottenere dei ROS compresi tra 1.1 e 1.2 in range di mezza ottava.

Quando siano richiesti degli attenuatori con dei ROS migliori si può utilizzare lo schema riportato in Fig. 8.21.

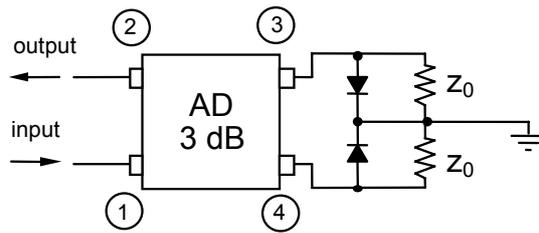


Fig. 8.21

La potenza entrante dalla porta 1 dell'accoppiatore direzionale si suddivide alle porte 3 e 4 le quali sono chiuse su di un carico costituito dal parallelo tra Z_0 (impedenza caratteristica delle linee di accesso) e l'impedenza variabile del diodo. Se il diodo è ON si ha un disadattamento ($\Gamma_D \neq 0$). In particolare ricordando la matrice di scattering dell'AD a due rami, alimentando dalla bocca 1 si avrà:

$$\mathbf{b}_3 = \frac{-1}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_1 \quad \mathbf{b}_4 = \frac{-j}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_1 \quad (8.44)$$

Per effetto delle riflessioni dei carichi alle porte 3 e 4 si ha:

$$\mathbf{a}_3 = \Gamma_D \mathbf{b}_3 \quad \mathbf{a}_4 = \Gamma_D \mathbf{b}_4 \quad (8.45)$$

e quindi in uscita ed in ingresso si ha rispettivamente:

$$\mathbf{b}_2 = \frac{-j}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_3 + \frac{-1}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_4 = \frac{j}{\sqrt{2}} \Gamma_D (-\mathbf{b}_3 + j\mathbf{b}_4) = \frac{j}{\sqrt{2}} \Gamma_D \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_1 \right) = j\Gamma_D \mathbf{a}_1 \quad (8.46)$$

$$\mathbf{b}_1 = \frac{-1}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_3 + \frac{-j}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \Gamma_D (-\mathbf{b}_3 - j\mathbf{b}_4) = \frac{1}{\sqrt{2}} \Gamma_D \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_1 - \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_1 \right) = 0$$

Come si vede, la potenza uscente dalla bocca 2 dipende da Γ e quindi dallo stato di polarizzazione del diodo. I limiti di questa configurazione sono imposti principalmente dalla direttività non infinita dell'accoppiatore e dal comportamento a banda stretta dello stesso.

8.5 Interruttore a diodo PIN

Nella tecnica delle microonde si utilizzano degli interruttori per bloccare (riflessione totale) o far passare (riflessione nulla) un segnale a microonde sotto un opportuno controllo elettronico. Lo schema logico di un interruttore con un ingresso ed un'uscita (Single Pole Single Throw) è riportato in Fig. 8.22.

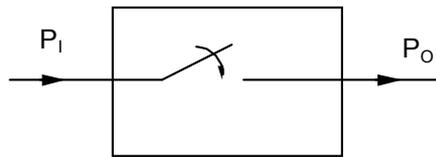


Fig. 8.22

Gli interruttori a diodo PIN sfruttano la proprietà del PIN di comportarsi come un corto circuito o come un aperto a seconda che il diodo sia polarizzato in diretta o in inversa.

Lo schema di un semplice interruttore a diodo PIN con il diodo montato in parallelo alla linea è mostrato in Fig. 8.23.

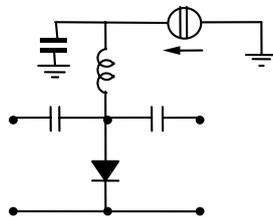


Fig. 8.23

In *polarizzazione diretta*, ed in condizioni ideali, il diodo si comporta come un corto circuito, e quindi riflette tutta la potenza incidente (interruttore aperto). In realtà, per effetto delle non idealità, una piccola frazione del segnale passa in uscita e si ha una attenuazione data da:

$$A_D = 20 \log_{10} \left| \frac{2 + \hat{Y}_D}{2} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{2 + \hat{G}_D}{2} + \frac{j\hat{B}_D}{2} \right| \quad (8.47)$$

per il diodo in polarizzazione diretta si ha: $\hat{Y}_D = \frac{1}{\hat{R}_S + \hat{R}_1} = \hat{G}_D$ e quindi:

$$A_D = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{1}{2(\hat{R}_S + \hat{R}_I)} \right| = I \quad (8.48)$$

La quantità così definita è anche detta isolamento (I). Con $R_S = 0.3 \Omega$, $R_I = 2 \Omega$ si ha $I = 21.5$ dB (circa 1/100 della potenza passa in uscita).

In *polarizzazione inversa*, ed in condizioni ideali, il diodo si comporta come un aperto, e quindi lascia passare tutta la potenza incidente (interruttore chiuso). In realtà per effetto delle non idealità una piccola frazione del segnale viene riflessa e si ha:

$$A_D = 20 \log_{10} \left| \frac{2 + \hat{Y}_D}{2} \right| = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{j\omega \hat{C}_J}{2} \right| = 10 \log_{10} \left[1 + (\pi f \hat{C}_J)^2 \right] = A_R \quad (8.49)$$

Questa quantità rappresenta un'attenuazione per riflessione. Con $C_J = 0.2$ pF, $f = 1$ GHz si ha $A_R = 4.28 \cdot 10^{-3}$ dB ma tenendo in conto i parassiti si arriva a qualche dB.

Se il diodo è montato in serie alla linea (Fig. 8.24) il funzionamento è duale.

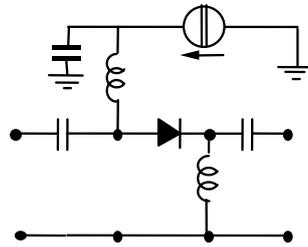


Fig. 8.24

Quando il diodo è in corto (interruttore chiuso) si ha:

$$A_D = 20 \log_{10} \left| \frac{2 + \hat{Z}_D}{2} \right| = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{\hat{R}_S + \hat{R}_I}{2} \right| \quad (8.50)$$

mentre quando il diodo è aperto (interruttore aperto) si ha:

$$A_D = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{1}{j4\pi f \hat{C}_J} \right| \quad (8.51)$$

8.6 Deviatore a diodo PIN

I deviatori sono dei dispositivi a tre bocche nei quali è possibile trasferire il segnale presente ad una porta ad una delle altre due selezionabile con un controllo elettronico. In Fig. 8.25 è riportato lo schema logico di un deviatore con un ingresso e due uscite (Single Pole Double Throw).

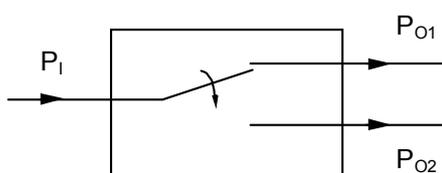


Fig. 8.25

In questi dispositivi i diodi possono essere montati in serie o in parallelo alla linea. Quando è connesso in parallelo il diodo, se polarizzato in inversa, permette al segnale di transitare lungo la linea con una piccola attenuazione, mentre in polarizzazione diretta riflette tutto il segnale. Viceversa, nella connessione in serie, se polarizzato direttamente il diodo fa passare il segnale, mentre se polarizzato in inversa lo riflette.

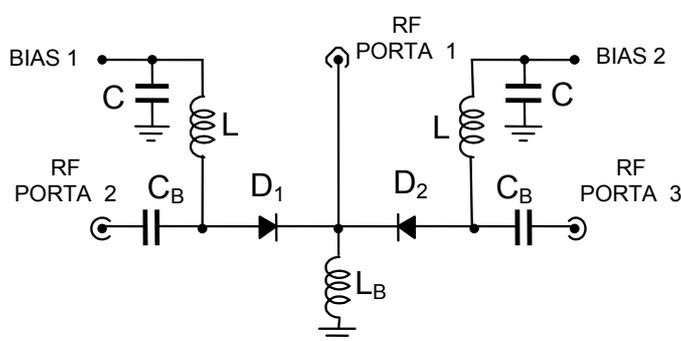


Fig. 8.26

Una rappresentazione schematica di un deviatore a diodi PIN con il diodo connesso in serie è riportata in Fig. 8.26.

Variando lo stato di polarizzazione dei diodi è possibile selezionare una delle due porte di uscita (RF porta 2 e 3) come destinazione del segnale a RF della sorgente connessa all'ingresso (RF porta 1).

I filtri LC servono ad evitare che il segnale a microonde entri nella linea di alimentazione dei diodi e contemporaneamente bloccano eventuali componenti armoniche generate dalle transizioni della tensione di alimentazione, che potrebbero accoppiarsi con il segnale a RF creando dei disturbi. Le capacità C_B

servono ad evitare che la continua di alimentazione dei diodi raggiunga le porte 1 e 2. L'induttanza L_B connessa al punto comune dei diodi chiude il circuito di polarizzazione, ma rappresenta un circuito aperto per le microonde.

Quando il diodo D_1 è polarizzato in diretta, D_2 è polarizzato in inversa e quindi la porta 1 è connessa alla porta 3 e la porta 2 è isolata. Rovesciando le polarizzazioni la porta 2 si collega alla porta 3 e si isola la porta 1. Un inconveniente di questa configurazione è il basso isolamento tra le porte 1 e 2: infatti, a causa della capacità del diodo in polarizzazione inversa, l'isolamento non è infinito ed è anche fortemente variabile con la frequenza.

In Fig. 8.27 è mostrato lo schema di un interruttore con i diodi montati in parallelo.

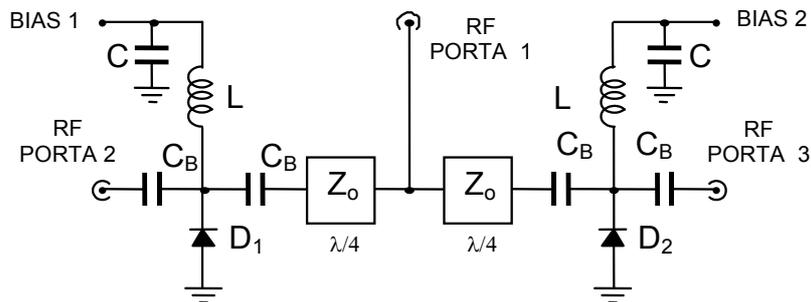


Fig. 8.27

Quando il diodo D_1 è polarizzato in diretta esso si comporta come un cortocircuito. Il trasformatore a $\lambda/4$ trasforma il corto circuito in un circuito aperto, per cui la porta 2 è isolata e la porta 1 è connessa alla porta 3. Con questa configurazione non serve l'induttanza L per la chiusura del circuito di alimentazione dei diodi, che sono posti con un estremo a massa. Un inconveniente di questo circuito è però la ristretta banda di funzionamento, dovuta all'utilizzo del trasformatore a $\lambda/4$.

Un'altra possibile configurazione (serie-parallelo) è mostrata in Fig. 8.28. Quando il diodo D_1 è polarizzato in diretta il diodo D_3 è polarizzato in inversa e quindi isola la porta 1 dalla porta 3, eliminando la necessità del trasformatore a $\lambda/4$.

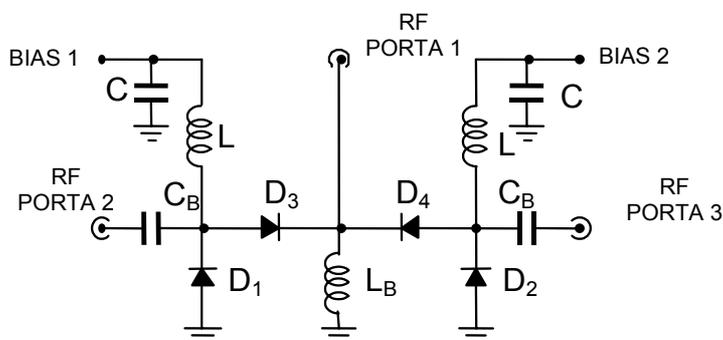


Fig. 8.28

8.7 Sfasatore a diodo PIN

Lo sfasatore ("phase shifter"), è un componente che consente di ottenere uno sfasamento variabile, mediante un controllo elettronico, del segnale che lo attraversa. Lo schema logico di uno sfasatore è mostrato in Fig. 8.29.

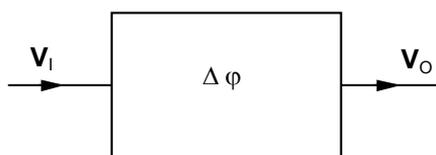


Fig. 8.29

Una delle applicazioni di questi componenti è nelle antenne "phased arrays" nelle quali occorre variare la fase del segnale che si invia ai diversi elementi dell'antenna.

Se si pone un diodo PIN in parallelo ad una linea di trasmissione chiusa in corto-circuito a distanza d dal diodo stesso (Fig. 8.30), si ottiene quello che potrebbe essere definito il "mattoncino" fondamentale per costruire uno sfasatore.

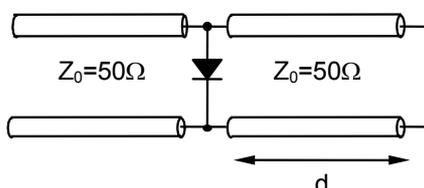


Fig. 8.30

Se il diodo è ON, il segnale (che nella Fig. 8.30 proviene da sinistra), una volta arrivato sul diodo, viene riflesso. Se invece il diodo è OFF, il segnale attraversa il diodo e viene riflesso dal cortocircuito dopo aver percorso un ulteriore tratto d .

Dopo la riflessione il segnale torna indietro e riattraversa il diodo con uno sfasamento, rispetto al caso precedente, pari a $2\beta d$. Quindi, giocando sulla polarizzazione, è possibile controllare dall'esterno la fase del segnale.

Risulta chiaro, in base a quanto detto, che con questa configurazione vi sono solo due possibili valori ammessi per la fase, e che questi valori dipendono anche dalla frequenza.

Si noti infine che quello riportato in Fig. 8.30 ancora non rappresenta uno sfasatore, in quanto è presente solo una porta di accesso, mentre lo sfasatore è un dispositivo a due bocche.

8.7.a Sfasatore a doppio stub

Un primo modo per ottenere uno sfasatore completo è schematizzato in Fig. 8.31. Lo sfasatore a "doppio stub" è realizzato ponendo due stub in parallelo distanziati di $\lambda/4$ uno dall'altro su di una linea di impedenza caratteristica Z_1 . Lungo i due stub sono posti i diodi PIN secondo lo schema mostrato in Fig. 8.31.

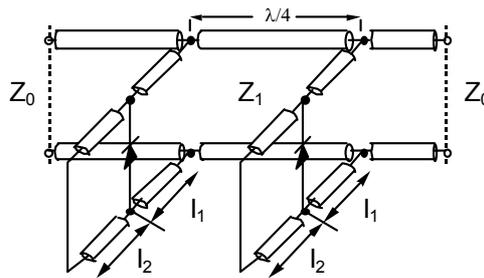


Fig. 8.31

La posizione dei diodi è scelta in maniera tale che gli stub si comportino, a seconda dello stato dei diodi, come reattanze induttive o capacitive (i due diodi sono sempre o tutti e due ON o tutti e due OFF). Il circuito va progettato in modo che quando il diodo è ON il tratto l_1 chiuso in corto si comporti come un'induttanza con suscettanza pari a $-jB$ mentre quando è OFF il tratto $l_1 + l_2$ si comporti come una capacità di suscettanza pari a $+jB$. Lo schema equivalente per questo sfasatore è riportato in Fig. 8.32.

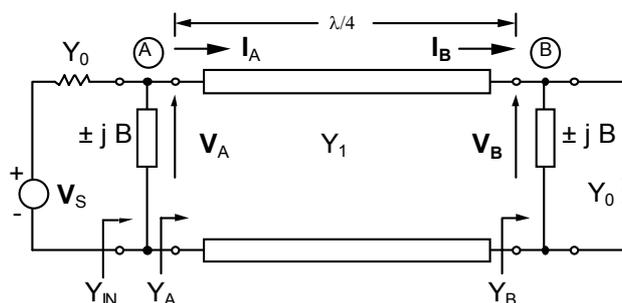


Fig. 8.32

Alle estremità del tratto di linea lungo $\lambda/4$ sono poste due suscettanze che schematizzano i due stub. In figura si è supposto di eccitare la bocca d'ingresso A con un generatore V_S con ammettenza interna pari a Y_0 , e di adattare la porta di uscita B.

Il funzionamento dello sfasatore si comprende facilmente se si valuta il suo parametro di trasferimento S_{21} . Per far questo conviene inizialmente valutare l'ammettenza Y_B che si vede alla destra di B:

$$Y_B = Y_0 \pm jB \quad (8.52)$$

Questa ammettenza, vista all'ingresso del trasformatore a $\lambda/4$, diventa:

$$Y_A = \frac{Y_1^2}{Y_B} = \frac{Y_1^2}{Y_0 \pm jB} \quad (8.53)$$

L'ammettenza d'ingresso Y_{IN} sarà quindi:

$$Y_{IN} = Y_A \pm jB = \frac{Y_1^2}{Y_0 \pm jB} \pm jB \quad (8.54)$$

A questo punto, si deve imporre che la porta d'ingresso sia adattata. Questo vuol dire imporre $Y_{IN} = Y_0$ e quindi:

$$\frac{Y_1^2 \pm jB(Y_0 \pm jB)}{Y_0 \pm jB} = \frac{Y_1^2 \pm jBY_0 - B^2}{Y_0 \pm jB} = Y_0 \quad (8.55)$$

cioè

$$Y_1^2 \pm jBY_0 - B^2 = Y_0^2 \pm jBY_0 \quad (8.56)$$

$$Y_1^2 - B^2 = Y_0^2 \quad (8.57)$$

Questa è la condizione che deve essere rispettata da Y_1 e da B affinché ci sia un adattamento in ingresso. Una scelta può essere:

$$Y_1 = \sqrt{2}Y_0 \rightarrow B = Y_0 \quad (8.58)$$

Con queste posizioni la tensione d'ingresso è data da:

$$\mathbf{V}_A = \mathbf{V}_S \frac{Y_0}{Y_0 + Y_{IN}} = \frac{\mathbf{V}_S}{2} \quad (8.59)$$

Per quanto riguarda la tensione di uscita si ha (Eq. 5.27):

$$\mathbf{V}_B = -j \frac{\mathbf{I}_A}{Y_1} = -j \frac{Y_A \mathbf{V}_A}{Y_1} = -j \frac{\mathbf{V}_S}{2} \frac{\sqrt{2}}{1 \pm j} \quad (8.60)$$

Essendo la porta d'ingresso adattata, la tensione \mathbf{V}_A coincide con l'onda incidente \mathbf{a}_1 . Essendo anche la porta B adattata, risulta $\mathbf{b}_2 = \mathbf{V}_B$ e quindi:

$$S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0} = \frac{V_B}{V_A} = \frac{-j\sqrt{2}(1 \mp j)}{2} \quad (8.61)$$

da cui si deduce che:

$$|S_{21}| = 1 \quad (8.62)$$

$$\angle S_{21} = -90^\circ \mp \arctan(1) = -90^\circ \mp 45^\circ \quad (8.63)$$

In conclusione si vede che, a seconda dello stato dei diodi, il segnale viene trasferito in uscita con una fase diversa.

8.7.b Sfasatore con AD ad anello

Questo sfasatore (Fig. 8.33) fa uso di un AD ad anello e di due diodi che agiscono in coppia.

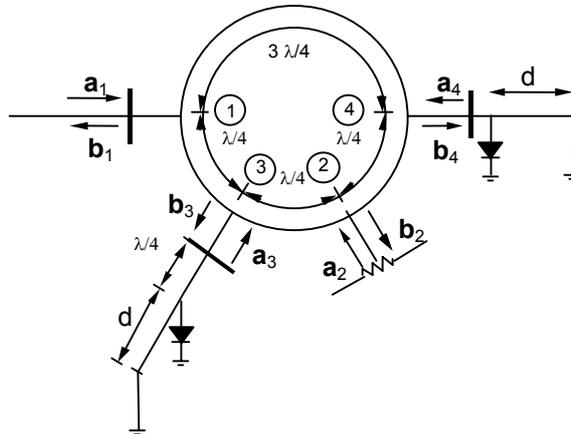


Fig. 8.33

In base alla matrice di scattering dell'AD ad anello si ha:

$$b_1 = \frac{-j}{\sqrt{2}} (a_3 - a_4)$$

$$b_2 = \frac{-j}{\sqrt{2}} (a_3 + a_4)$$

$$b_3 = \frac{-j}{\sqrt{2}} (a_1 + a_2)$$

$$b_4 = \frac{-j}{\sqrt{2}} (-a_1 + a_2)$$

(8.64)

Nell'ipotesi che i diodi siano posti in parallelo alle linee e siano aperti, la porta 3 è chiusa su di un corto-circuito a distanza $(d + \lambda/4)$ dalla bocca, mentre la 4 ha un corto-circuito a distanza d . Le relazioni che intercorrono fra le onde incidenti e riflesse a queste bocche saranno quindi:

$$\mathbf{a}_3 = \mathbf{b}_3 \exp(-2j\beta d) \quad (8.65)$$

$$\mathbf{a}_4 = -\mathbf{b}_4 \exp(-2j\beta d)$$

Si suppone poi per semplicità che la porta 2 sia chiusa su di un carico adattato e quindi: $\mathbf{a}_2 = 0$.

Con queste condizioni di carico risulterà, per l'onda uscente da 2:

$$\mathbf{b}_2 = \frac{-j}{\sqrt{2}}(\mathbf{b}_3 - \mathbf{b}_4) \exp(-2j\beta d) = \frac{-j}{\sqrt{2}} \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_1 - \frac{+j}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_1 \right) \exp(-2j\beta d) = -\mathbf{a}_1 \exp(-2j\beta d) \quad (8.66)$$

Quindi, alimentando da 1 con i diodi aperti, si ottiene alla porta 2 un segnale la cui fase è data da $-2\beta d - \pi$ mentre se i diodi sono chiusi in corto risulta $d=0$ e la fase è pari a $-\pi$.

Per quanto riguarda invece l'onda riflessa alla porta d'ingresso, si ha:

$$\mathbf{b}_1 = \frac{-j}{\sqrt{2}}(\mathbf{b}_3 + \mathbf{b}_4) \exp(-2j\beta d) = \frac{-j}{\sqrt{2}} \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_1 + \frac{j}{\sqrt{2}} \mathbf{a}_1 \right) \exp(-2j\beta d) = 0 \quad (8.67)$$

Non si ha quindi potenza riflessa alla porta d'ingresso e la porta 1 risulta adattata.

In pratica in questo sfasatore si invia il segnale alla porta 1 e lo si preleva, sfasato, alla porta 2, che normalmente sarebbe disaccoppiata dalla 1.

8.7.c Sfasatore a linea di ritardo

Un'altra tecnica per la realizzazione di uno sfasatore controllabile elettronicamente prevede lo sfruttamento dei diodi per commutare il segnale fra due linee di trasmissione, di cui una è fisicamente più lunga dell'altra (Fig. 8.34).

E' facile intuire che quando sono attivi i due diodi superiori il segnale passa in uscita con uno sfasamento aggiuntivo (e fissato in fase di progetto) rispetto a quando il segnale percorre la linea inferiore.

Per questo circuito sarà necessario garantire che quando sono ON i diodi superiori, siano OFF quelli inferiori e viceversa.

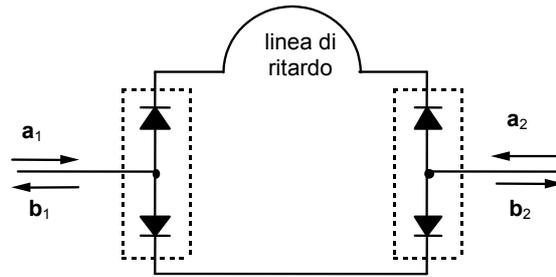


Fig. 8.34

8.7.d Sfasatore a 4 bit

Uno schema a blocchi di uno sfasatore a 4 bit è mostrato in Fig. 8.35.

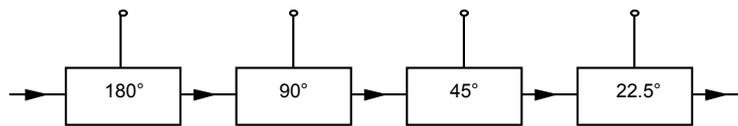


Fig. 8.35

Nello schema ogni sfasatore può fornire due valori di sfasamento, quello mostrato nello schema a blocchi e sfasamento nullo. In particolare con gli sfasamenti mostrati in Fig. 8.35 è possibile, commutando opportunamente i diodi, ottenere 16 valori diversi di fase. Alcune delle possibili combinazioni sono riportate nella sottostante Tab. 8.1:

Tab. 8.1

180°	90°	45°	22.5°	SFASAMENTO
0	0	0	0	0
0	0	0	1	22.5
0	0	1	0	45
0	0	1	1	67.5
1	1	1	1	337.5

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.

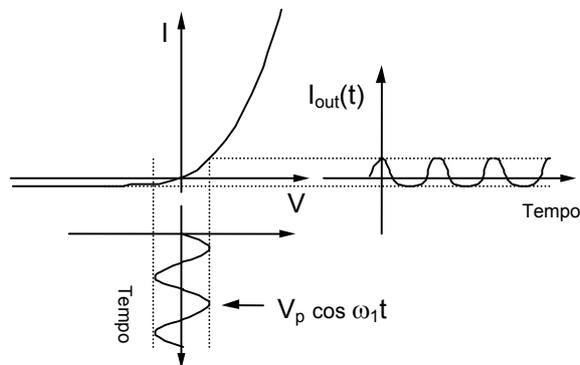


Fig. 8.37

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:

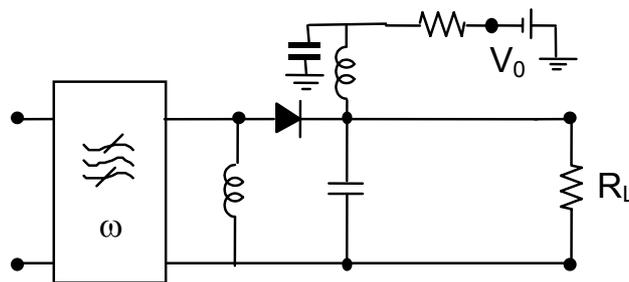


Fig. 8.38

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:

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

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:

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

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.

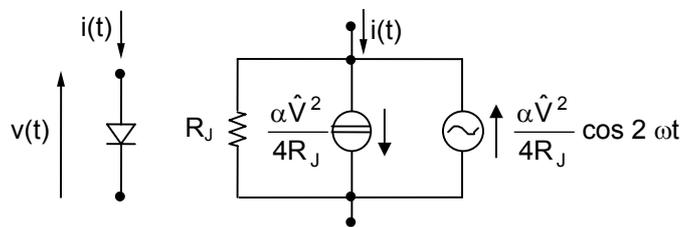


Fig. 8.39

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.

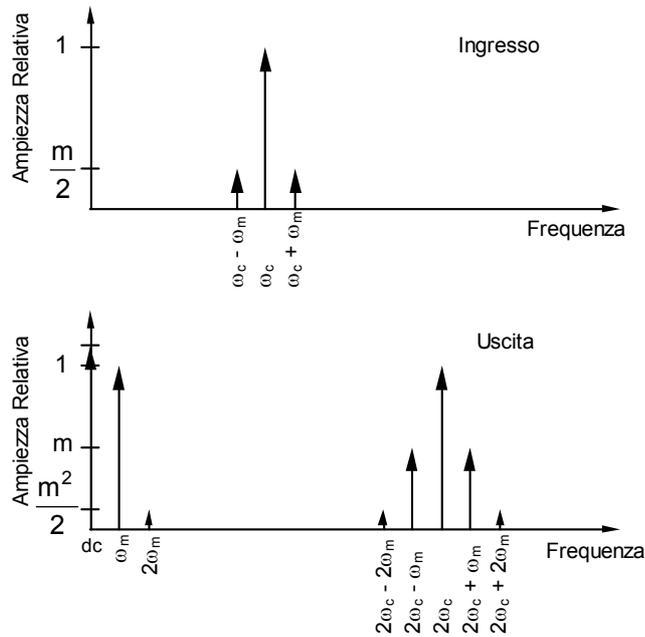


Fig. 8.40

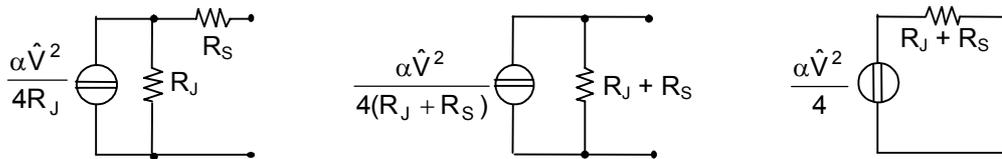


Fig. 8.41

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).

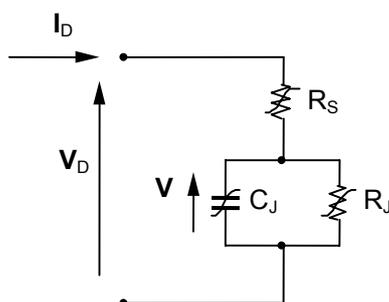


Fig. 8.42

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.

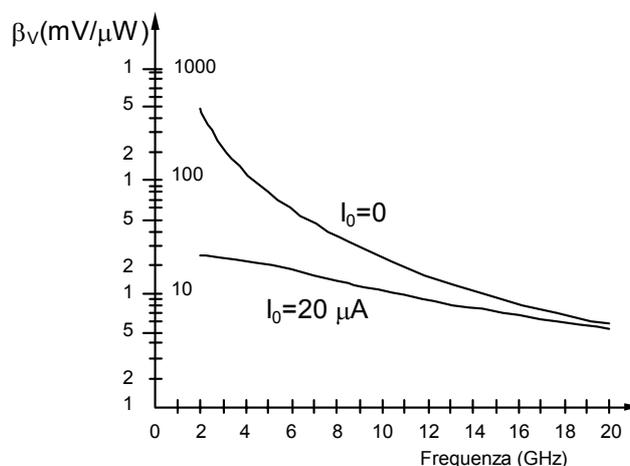


Fig. 8.43

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.

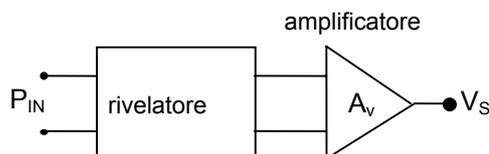


Fig. 8.44

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 -60 dBm (potenze di 10^{-9} 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.

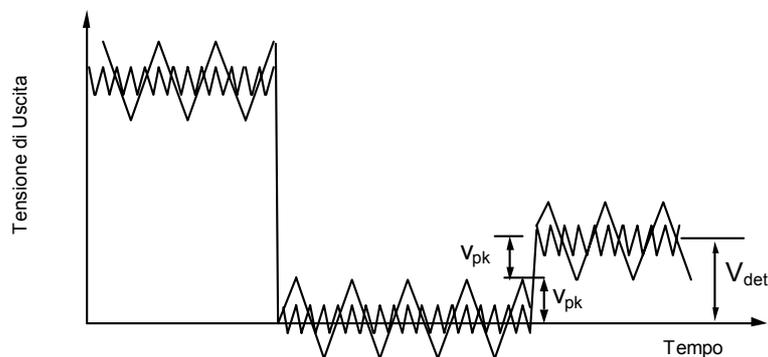


Fig. 8.45

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:

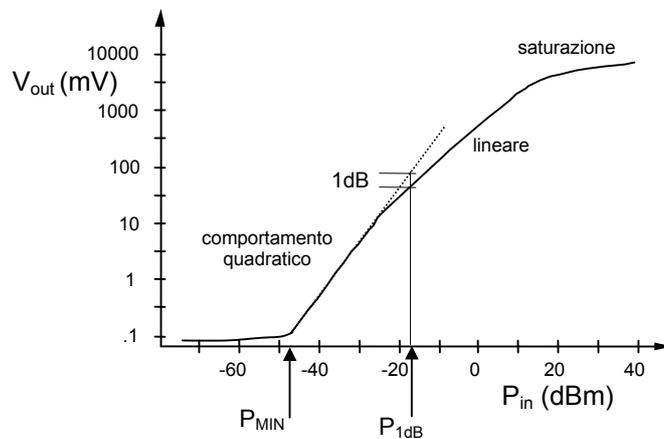


Fig. 8.46

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).

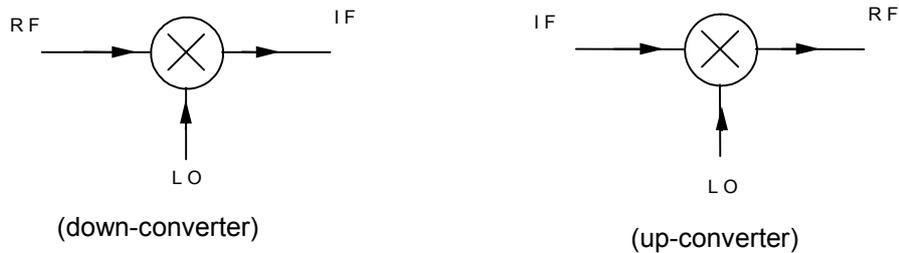


Fig. 8.47

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.

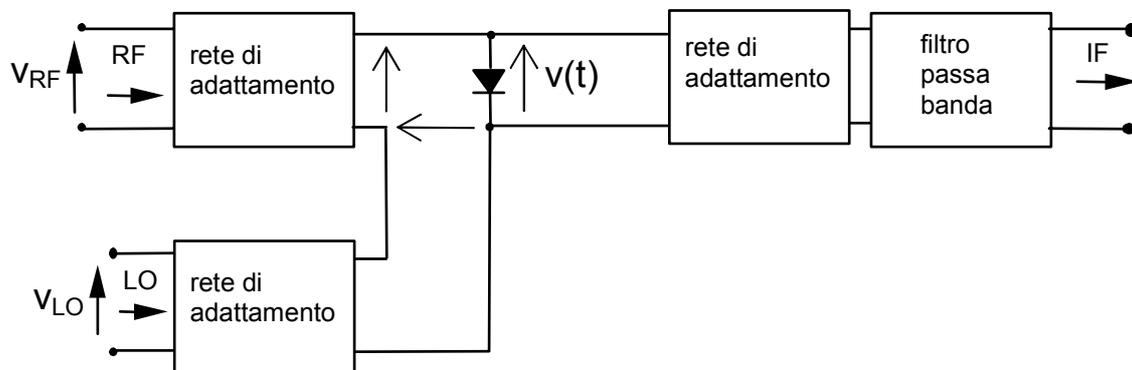


Fig. 8.48

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

È 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).

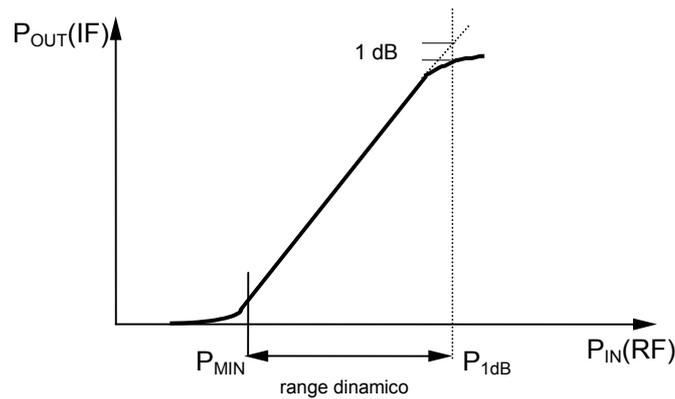


Fig. 8.49

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.

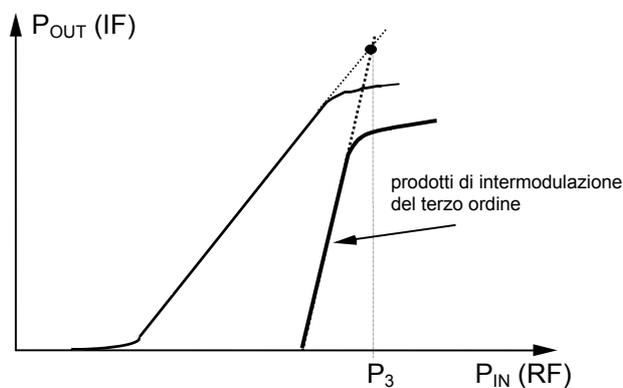


Fig. 8.50

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

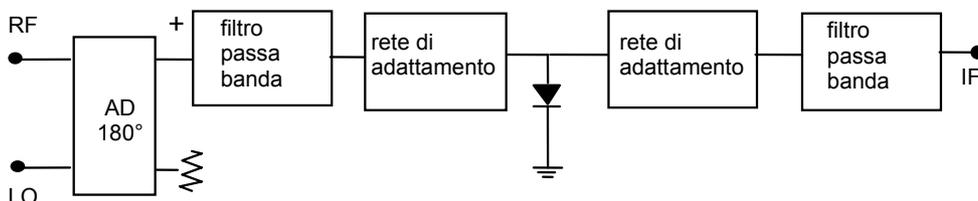


Fig. 8.51

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 $50\ \Omega$, 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.

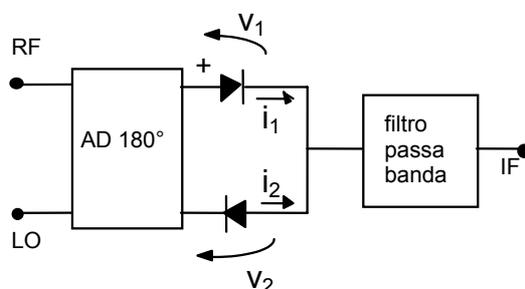


Fig. 8.52

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:

$$\begin{aligned}\omega_R - \omega_I &= \omega_R - (\omega_0 - \omega_R) = 2\omega_R - \omega_0 \\ \omega_R + \omega_I &= \omega_R + (\omega_0 - \omega_R) = \omega_0\end{aligned}\tag{8.131}$$

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).

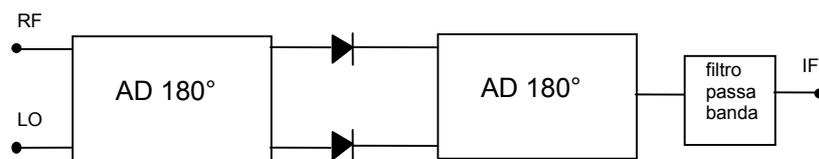


Fig. 8.53

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.

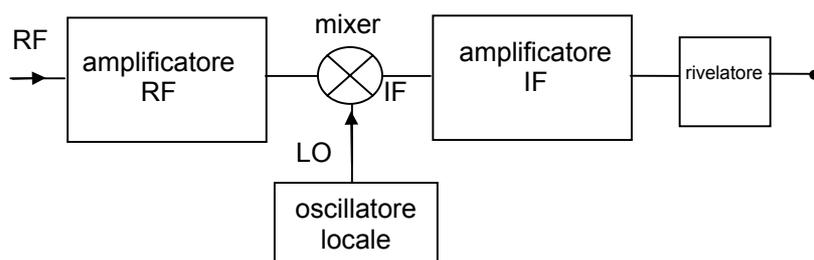


Fig. 8.54

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.