

# Capitolo 5

## Componenti a microstriscia

### 5.1 Introduzione

Nei circuiti a microonde sono utilizzati componenti passivi a microstriscia come ad esempio impedenze distribuite e concentrate, risonatori, accoppiatori direzionali e divisori di potenza. In questo capitolo, all'analisi di questi componenti è anteposto lo studio delle più comuni discontinuità che si incontrano nei circuiti a microstriscia.

### 5.2 Discontinuità in microstriscia

Tra i circuiti a microonde passivi rientrano le strutture uniformi "guidanti", che possono essere studiate ricorrendo al formalismo delle linee di trasmissione, e le strutture non uniformi o "discontinuità", che possono essere modellate con dei circuiti a costanti concentrate.

Le discontinuità, a loro volta, possono essere classificate in "volute", nel qual caso sono utilizzate per realizzare impedenze concentrate, ovvero in "non volute", ed in questo caso danno luogo ad indesiderate riflessioni e disadattamenti. Lo studio delle discontinuità può essere condotto analiticamente solo in alcune situazioni semplici mentre, nella maggior parte dei casi, per la loro caratterizzazione si deve ricorrere a tecniche numeriche.

Nel seguito si vuole fornire un criterio semplice, ed estremamente qualitativo, per l'identificazione del circuito equivalente di una discontinuità. Questo criterio si basa su quattro osservazioni:

- 1) In corrispondenza delle discontinuità si eccitano dei modi di ordine superiore in quanto devono essere soddisfatte delle condizioni al contorno diverse da quelle della struttura guidante.
- 2) I modi di ordine superiore non si propagano e sono quindi confinati in una regione intorno alla discontinuità.
- 3) Poiché questi modi immagazzinano energia elettrica e magnetica, la loro presenza può essere modellata attraverso una rete reattiva.
- 4) Se i modi di ordine superiore sono dei TM, l'energia elettrica immagazzinata è maggiore di quella magnetica e quindi il circuito equivalente sarà costituito da una capacità. Se i modi sono dei TE,

prevale l'energia magnetica ed il circuito equivalente sarà costituito da un'induttanza (\*).

Questo semplice criterio vale per discontinuità con dimensioni longitudinali ridotte, negli altri casi si rende necessario un modello più complesso (rete a T o  $\pi$ ). Di seguito sono descritte alcune delle discontinuità che si incontrano maggiormente nei circuiti a microstriscia e si riportano i corrispondenti circuiti equivalenti ottenuti in base al metodo sopra suggerito.

### Taglio

Il taglio (notch) si presenta come una fenditura trasversale sulla metallizzazione superiore della microstriscia (Fig. 5.1.a).

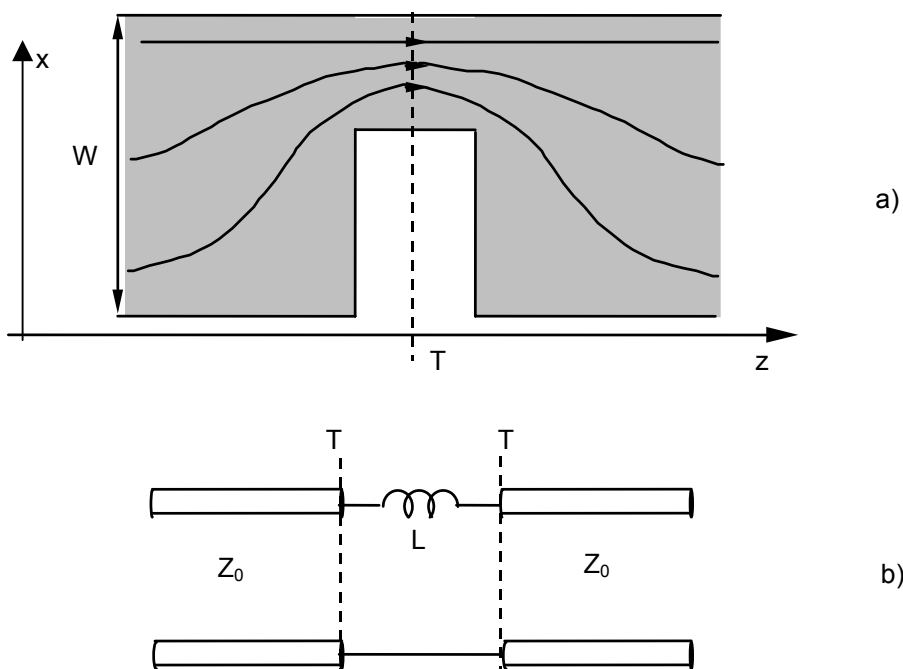


Fig. 5.1

Poiché le linee di forza della densità di corrente sulla striscia superiore (Fig. 5.1.a) vengono ad avere, a causa del taglio, una componente trasversale, il campo magnetico nella microstriscia ha componenti longitudinali, e quindi i modi di ordine superiore eccitati sono dei TE. Questi modi, come detto, possono essere modellati con un'induttanza serie (Fig. 5.1.b).

Questa discontinuità rientra nella classe delle "volute" e si utilizza quando occorre inserire un'induttanza serie lungo la linea.

(\*) Si noti che per i modi di ordine superiore della microstriscia vale quanto detto nel par. 4.7. Inoltre, a conferma dell'affermazione fatta al punto 4, si ricorda che per un modo TM evanescente l'impedenza d'onda è data da:  $\eta_z = k_z/j\omega\epsilon = \alpha_z/j\omega\epsilon$  quindi l'impedenza è di tipo capacitivo. Dualmente per i modi TE evanescenti l'impedenza d'onda è di tipo induttivo.

### Salto

Il salto (gap) si presenta come un'interruzione nella metallizzazione superiore della microstriscia (Fig. 5.2.a). In figura è riportata una sezione della struttura con sovrapposti gli andamenti qualitativi delle linee di forza del campo elettrico.

Il salto rientra nella classe delle discontinuità "volute" e viene utilizzato quando si vuole realizzare una capacità in serie alla linea. La spaziatura tra le due metallizzazioni (G in Fig. 5.2.a), come si comprende intuitivamente, può essere modellata con una capacità serie ( $C_2$ ), la presenza del gap, tuttavia, induce anche due capacità "non volute". Infatti, le linee di forza del campo elettrico (Fig. 5.2.a) hanno una componente longitudinale; quindi si eccitano dei modi di ordine superiore di tipo TM che possono essere modellati con delle capacità in parallelo alla linea ( $C_1$  in Fig. 5.2.b).

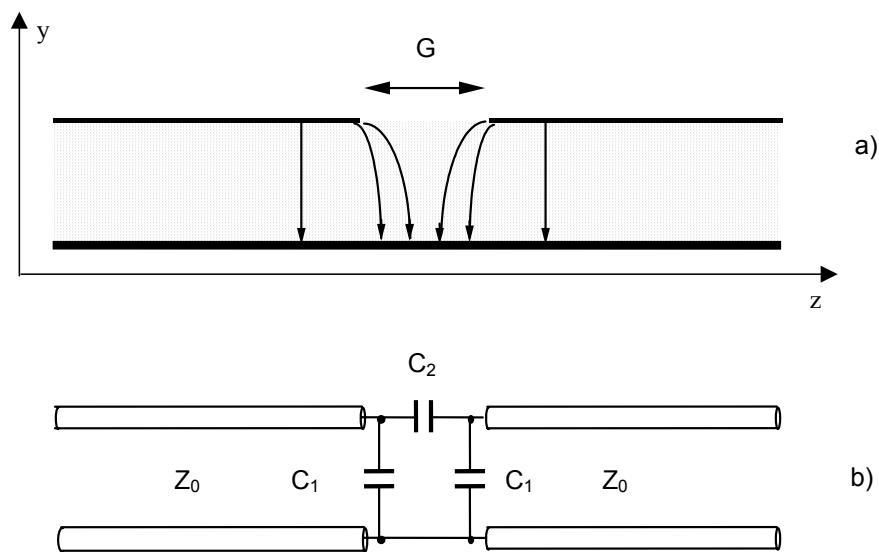
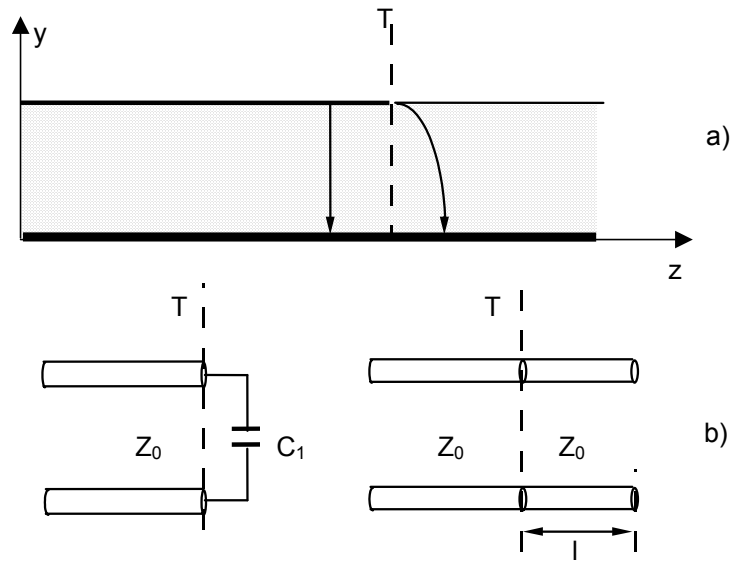


Fig. 5.2

### Terminazione aperta

La terminazione aperta (open end) è mostrata in Fig. 5.3.a. Il circuito equivalente di questa discontinuità si ricava immediatamente osservando che in pratica essa equivale ad un salto nel caso in cui si faccia tendere G all'infinito. Il circuito equivalente quindi sarà uguale a quello di Fig. 5.2 senza  $C_2$  ed il condensatore  $C_1$  di destra. Come evidenziato in Fig. 5.3.b, l'effetto della capacità ( $C_1$ ) può essere modellato anche con un tratto di linea corta di opportuna lunghezza ( $l = Z_0 C_1 c$  - Eq. 2.64).

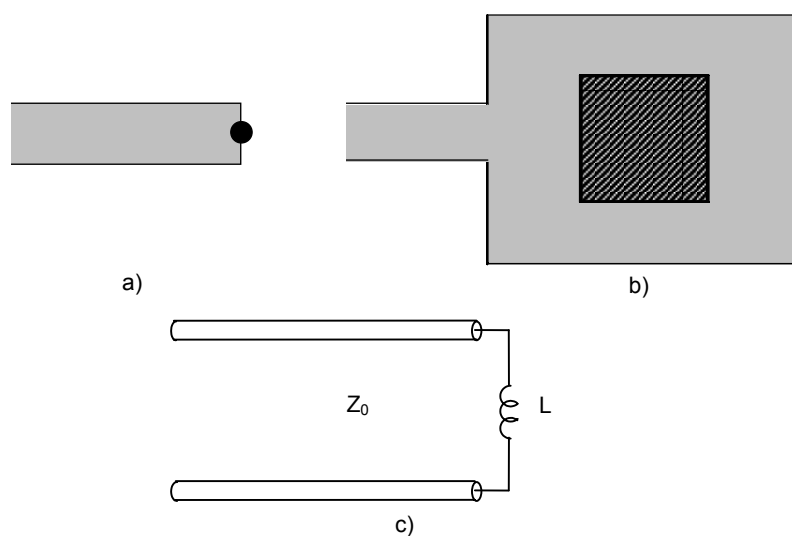
Queste discontinuità si presentano quando si realizzano stub aperti i quali, in base a quanto ora detto, vengono ad avere una lunghezza elettrica diversa da quella geometrica. Si noti inoltre che una modellistica più accurata dell'"open end" porterebbe all'introduzione di una resistenza in parallelo alla capacità per tenere conto dell'irradiazione da parte della struttura aperta. Questa resistenza è funzione della frequenza e risulta molto grande alle basse frequenze mentre assume valori dell'ordine di  $Z_0$  quando  $\lambda \approx h$ .



**Fig. 5.3**

### Corto

In tecnologia ibrida (MIC) i corti (short o via hole) sono in genere realizzati praticando dei fori nel dielettrico. Questi fori vengono in seguito metallizzati (Fig. 5.4.a). In tecnologia monolitica (MMIC) il corto si realizza durante il processo monolitico depositando un materiale conduttore. Un possibile layout per un corto MMIC è mostrato in Fig. 5.4.b. In figura si nota la linea di accesso (a sinistra) ed il foro a sezione quadrata realizzato al centro di una piazzola. Questa geometria viene utilizzata per ottenere corto circuiti riproducibili ed indipendenti dalle dimensioni della linea di accesso. Quello mostrato, in particolare, è il layout suggerito per il corto da una fonderia (Thomson) che realizza circuiti MIC ed MMIC a partire da assegnati layout (anche forniti da clienti esterni).



**Fig. 5.4**

Il circuito equivalente del corto (Fig. 5.4.c) si comprende osservando che la corrente che scorre nel filo di collegamento tra la striscia superiore e la terra genera componenti longitudinali del campo magnetico e quindi modi TE che possono essere modellati tramite un'induttanza. Anche in questo caso, come per l'open end, si dovrebbe introdurre una resistenza per considerare i fenomeni di irradiazione e le perdite nel filo.

Si noti inoltre che nel corto MMIC l'effetto della piazzola è quello di introdurre una capacità parassita. Questa capacità può essere progettata per risonare, con l'induttanza del corto, alla frequenza di lavoro dando così luogo ad un effettivo corto circuito elettrico.

### Step in larghezza

Lo step in larghezza può essere visto come una combinazione del taglio con l'aperto (Fig. 5.5.a). Di conseguenza il circuito equivalente è costituito da un'induttanza serie ed un condensatore parallelo. Gli step in larghezza rientrano nella classe delle discontinuità "indesiderate". Infatti, in alcuni dispositivi, come ad esempio i trasformatori a  $\lambda/4$ , si varia la larghezza  $w$  della striscia superiore per ottenere un salto di impedenza necessario per avere l'adattamento; nel far questo però si introduce anche uno step che dà luogo ai suddetti indesiderati effetti reattivi.

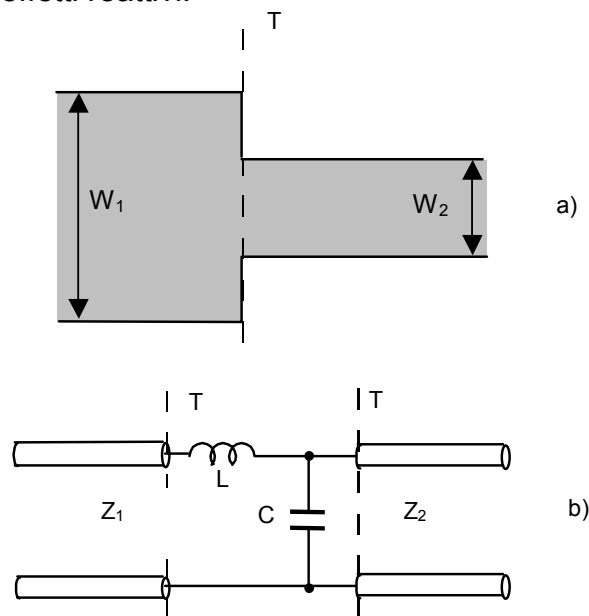


Fig. 5.5

### Angoli

Gli angoli (bend) si utilizzano nei circuiti integrati a microonde quando si deve effettuare un cambiamento nella direzione di propagazione del segnale, oppure per spezzare una linea dritta in due tratti angolati di  $90^\circ$  al fine di ridurre l'ingombro. Un tipico layout per l'angolo a  $90^\circ$  è mostrato in Fig. 5.6.a. In Fig. 5.6.b è riportato il corrispondente circuito equivalente che è costituito da due tratti di linea di lunghezza  $l_c/2$  (con  $l_c$  distanza media tra i due piani – T in Fig. 5.6.a) e da una capacità parassita  $C$ . Per ridurre la capacità  $C$ , l'angolo viene smussato (chamfered) per cui l'angolo retto viene sostituito dal segmento  $W_c$  in Fig. 5.6.a. Al variare dello smussamento variano i valori di  $B$  ed  $l_c$ .

In Fig. 5.7 è mostrato un tipico andamento per  $B/Y_0$  e  $l_c/h$  in funzione della frazione di smussamento. Come si nota, quando la frazione di smussamento è pari al 72% si ha  $B=0$  ed un allungamento del circuito equivalente di 0.3 volte lo spessore del substrato. In questo caso risulta:

$$w_c = 2[w\sqrt{2} - b] = 2\sqrt{2}w \left[ 1 - \frac{b}{w\sqrt{2}} \right] = 1.8w$$

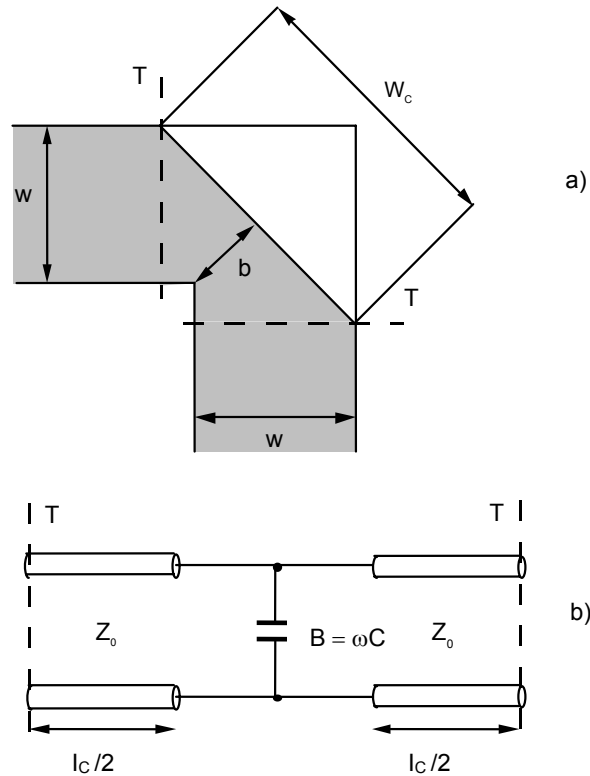


Fig. 5.6

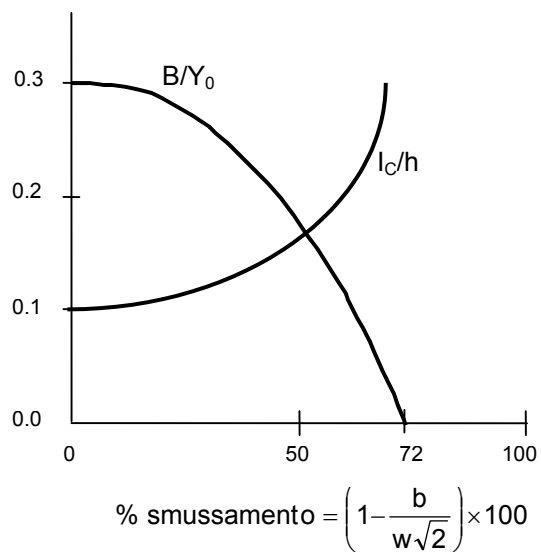


Fig. 5.7

### 5.3 Realizzazione di impedenze

Nei circuiti a microonde si utilizzano le impedenze per la realizzazione di filtri o di reti di adattamento. I desiderati valori di impedenza possono essere ottenuti utilizzando elementi "distribuiti", cioè dei tratti di linea brevi chiusi su opportuni carichi, ovvero utilizzando degli elementi "concentrati".

#### 5.3.a Impedenze distribuite

Questa tecnica per la realizzazione di impedenze è stata discussa in dettaglio nei par. 2.3.c e 2.3.d. In particolare in 2.3.c è stato evidenziato come un tratto di linea breve ( $l < \lambda/12$ ), di impedenza caratteristica  $Z_0$ , chiuso in corto circuito, sia assimilabile ad un'induttanza il cui valore è dato da:  $L_{eq} = Z_0 l / c$ , e in 2.3.d si è visto come un tratto di linea breve, aperto, sia assimilabile ad una capacità il cui valore è dato da:  $C_{eq} = Y_0 / c$ .

Inoltre, nel par. 3.2.d si è visto che un tratto di linea breve, chiuso su di un carico di impedenza piccola (in modulo) rispetto a quella della linea, si comporta come un'induttanza in serie al carico e che un tratto di linea breve, chiusa su di un carico di impedenza grande (in modulo) rispetto a quella della linea, si comporta come una capacità in parallelo al carico.

I risultati che abbiamo brevemente richiamato indicano una possibile tecnica per la realizzazione di induttanze e capacità in circuiti a microstriscia. Realizzazioni di questo tipo, con i relativi circuiti equivalenti, sono mostrate nelle Figg. 5.8 - 5.10.

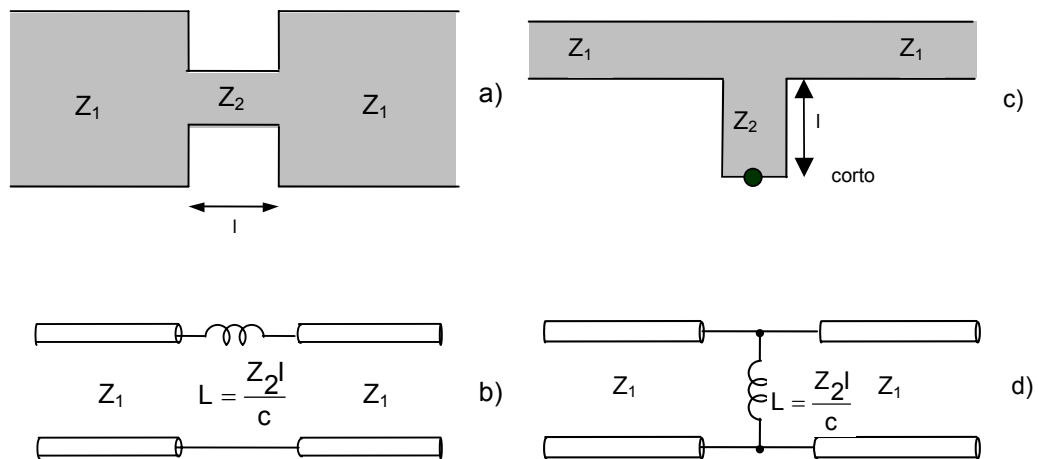


Fig. 5.8

In Fig. 5.8.a, essendo  $Z_2 > Z_1$ , il tratto di linea di lunghezza  $l$  si comporta come un'induttanza in serie (Fig. 5.8.b). In Fig. 5.8.c il tratto di linea di lunghezza  $l$  chiuso su di un corto si comporta come un'induttanza in parallelo (Fig. 5.8.d). Con questa tecnica si ottengono valori di induttanza fino a qualche nH.

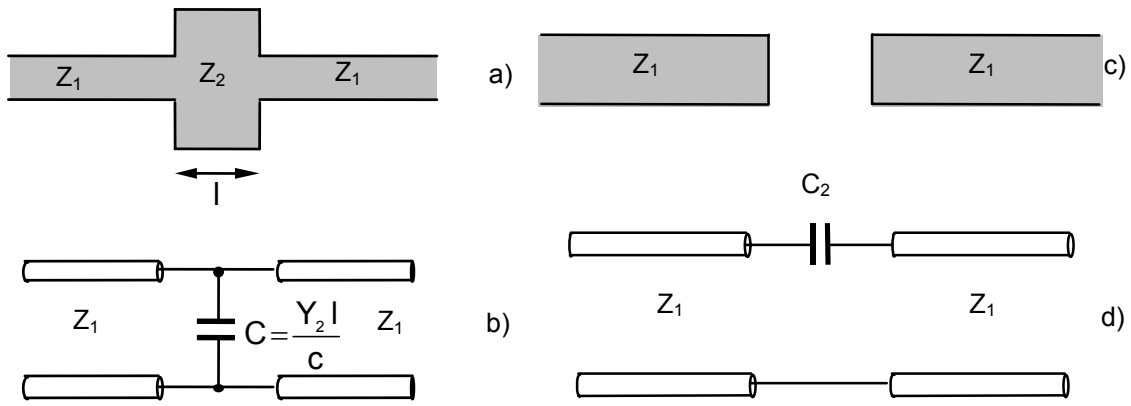


Fig. 5.9

In Fig. 5.9.a, essendo  $Z_2 < Z_1$ , il tratto di linea di lunghezza  $l$  si comporta come una capacità in parallelo (Fig. 5.9.b). In Fig. 5.9.c è mostrato il salto in microstriscia che, come detto in precedenza (par. 5.2), trascurando i parassiti, dà luogo al circuito equivalente mostrato in Fig. 5.9.d. I valori di capacità che si ottengono con questi circuiti sono inferiori al decimo di pF.

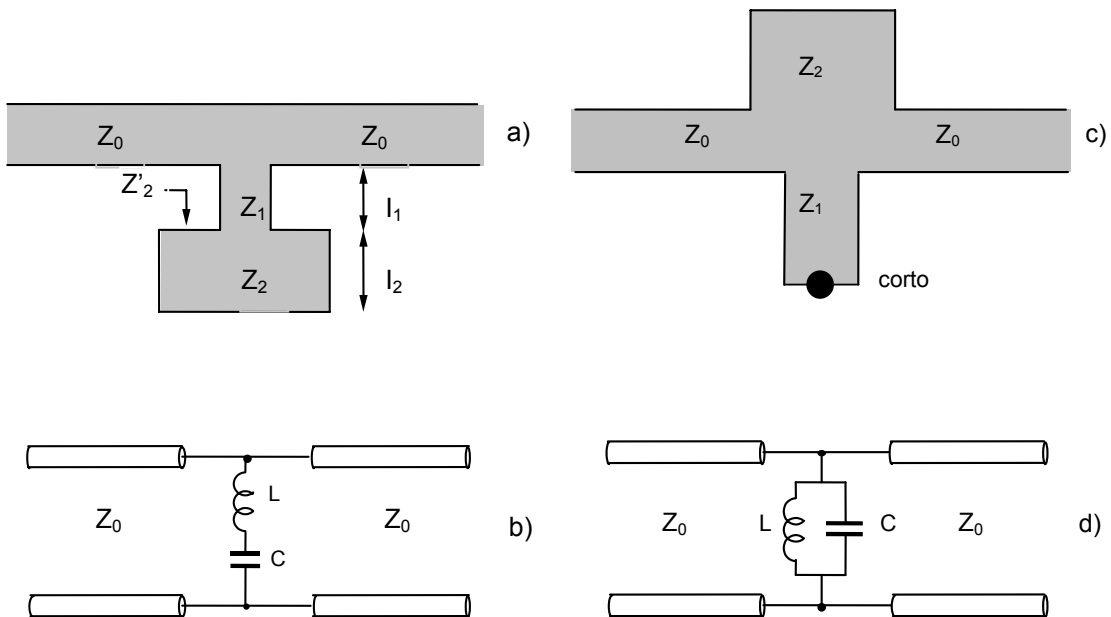


Fig. 5.10

Combinando gli schemi mostrati è possibile ottenere anche dei circuiti risonanti. In Fig. 5.10.a, il tratto  $l_2$  aperto, si comporta come una capacità, ed essendo  $|Z'_2| < Z_1$  il tratto  $l_1$  si comporta come un'induttanza, da cui il circuito equivalente mostrato in Fig. 5.10.b. Con analoghe considerazioni si comprendono i circuiti mostrati in Fig. 5.10.c e 5.10.d. Si noti che in tutti i circuiti



mostrati sono presenti delle discontinuità per cui, a rigore, per avere un modello completo si dovrebbero considerare anche i circuiti equivalenti di queste ultime.

### 5.3.b Impedenze concentrate

Con questa dizione si intendono quei componenti le cui dimensioni sono piccole rispetto alle lunghezze d'onda in gioco. Grazie all'uso delle moderne tecniche fotolitografiche è possibile realizzare elementi concentrati a frequenze fino a 60 GHz. I vantaggi di questi elementi sono le ridotte dimensioni e un comportamento costante su ampie bande, mentre lo svantaggio principale è il fattore di qualità più basso rispetto ai corrispondenti componenti realizzati con elementi distribuiti.

#### Induttanza ad anello

Il layout di questo componente è mostrato in Fig. 5.11.a. Il circuito equivalente, mostrato in Fig. 5.11.b, deriva da quello di un tratto di linea corto (par. 2.6.a) in cui viene inserita la resistenza  $R$  per tener conto delle perdite nel conduttore e l'induttanza  $L$  associata al loop. I valori degli elementi del circuito equivalente dipendono dai parametri del loop ( $a$ ,  $w$ ,  $s'$ ,  $w'$ ), dal substrato e dalla metallizzazione utilizzata. Con questo layout si ottengono valori di induttanza inferiori ad 1 nH.

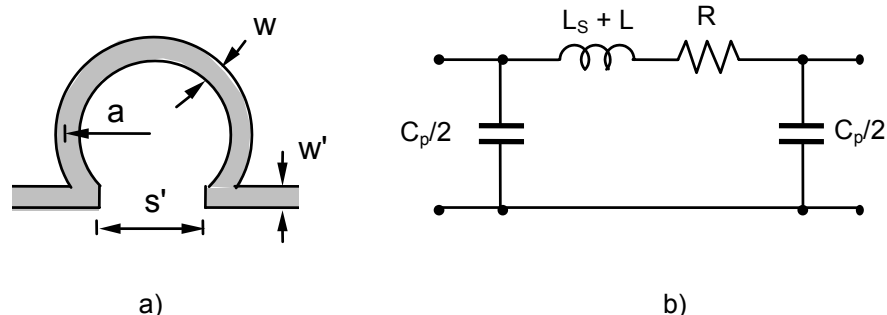


Fig. 5.11

#### Induttanza a spirale

Quando sono richiesti valori di induttanza superiori a quelli ottenibili con il singolo loop si ricorre alla spirale.

In Fig. 5.12.a è mostrato un possibile layout per questo componente. Come si nota in figura, per collegare il centro della spirale con la linea di uscita si rende necessario l'uso di un ponte in aria.

La modellizzazione di questo componente è tutt'altro che banale non essendo trascurabili i fenomeni di accoppiamento capacitivo tra le spire. Rappresentando queste ultime come linee di trasmissione accoppiate, si può ottenere un circuito equivalente "distribuito", in cui, cioè, si tiene conto delle dimensioni fisiche del componente; in alternativa, si può ricavare un circuito equivalente a costanti concentrate (Fig. 5.12.b). Rispetto all'induttanza a singolo loop si evidenzia la non simmetria del circuito ( $C_{p1} \neq C_{p2}$ ) e la presenza di una capacità di shunt ( $C_3$ ) che tiene conto degli accoppiamenti capacitivi.

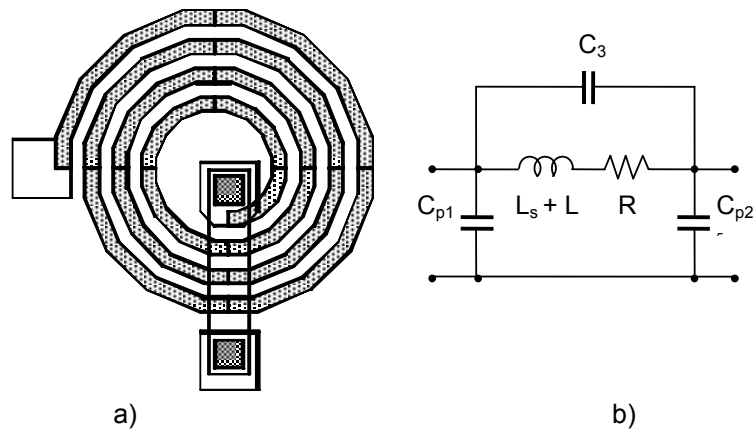


Fig. 5.12

Con queste strutture si ottengono valori di induttanza variabili con il numero di spire tra 2 e 20 nH ma fattori di qualità bassi (max. 100) a causa del rapporto sfavorevole tra la superficie del metallo ed il volume del dielettrico.

Si noti che per un corretto funzionamento del circuito la lunghezza totale della spira deve essere inferiore a  $\lambda/10$ : in queste condizioni tutti i punti della spira sono circa in fase. Per questo motivo la frequenza superiore di funzionamento dell'induttanza a spirale è solitamente limitata a 6-10 GHz.

Quando si impiegano più induttori a spirale sullo stesso chip, può accadere che due, o più di questi, si trovino ad essere accoppiati magneticamente: una tale situazione può essere tenuta in conto mediante una "mutua induttanza" di valore opportuno. Un modo pratico per ovviare ai problemi di accoppiamento tra induttori a spirale adiacenti è quello di porli ad una distanza maggiore o uguale della metà dello spessore del substrato. Infatti, si può dimostrare che per due induttori identici costruiti su un substrato di GaAs dello spessore di 100  $\mu\text{m}$  con una spaziatura di almeno 60  $\mu\text{m}$ , la mutua induttanza è minore del 1% rispetto all'induttanza presentata singolarmente da ciascuno di essi.

### Capacità interdigitata

In Fig. 5.13.a è mostrato il layout di una capacità interdigitata. In Fig. 5.13.b è mostrato il corrispondente circuito equivalente che differisce da quello di una linea corta (par. 2.6.a) per l'aggiunta del gruppo R-C in serie che tiene conto del comportamento capacitivo e delle perdite. Con questo schema si ottengono valori di capacità che dipendono da  $w$ ,  $l$ ,  $s$  ma che sono generalmente inferiori ad 1 pF.

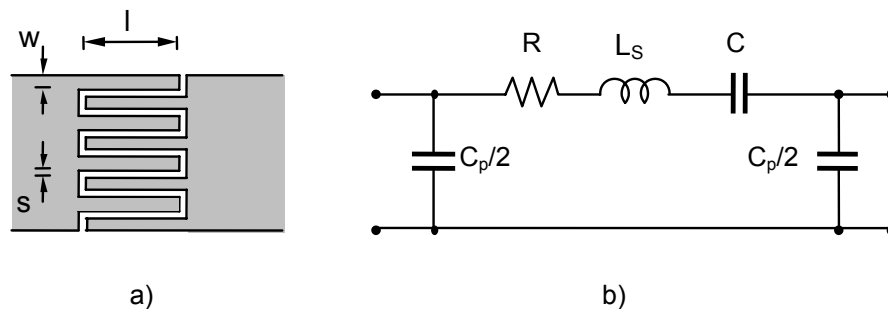


Fig. 5.13

### Capacità Metallo-Isolante-Metallo (MIM)

Il layout di una capacità MIM è mostrato in Fig. 5.14.a. In figura si nota, a sinistra, la metallizzazione della linea di accesso di larghezza "w" e spessore "t". La metallizzazione forma un gradino sotto il quale è posto il dielettrico di spessore "d" sotto il quale, a sua volta, è posta la metallizzazione della linea di uscita.

In Fig. 5.14.b è mostrato il corrispondente circuito equivalente a costanti concentrate. In esso R tiene conto delle perdite nei conduttori, C e G modellano la capacità e le perdite nel dielettrico, mentre  $C_p$  ed  $L_s$  sono rispettivamente la capacità e l'induttanza della rete a  $\pi$  che modella la linea corta (par. 2.6.a).

Le capacità MIM vengono utilizzate principalmente nei circuiti MMIC. Rispetto alle capacità interdigitate possiedono una maggiore capacità per unità di superficie e minori effetti parassiti. Si ottengono valori di capacità dell'ordine delle decine di pF.

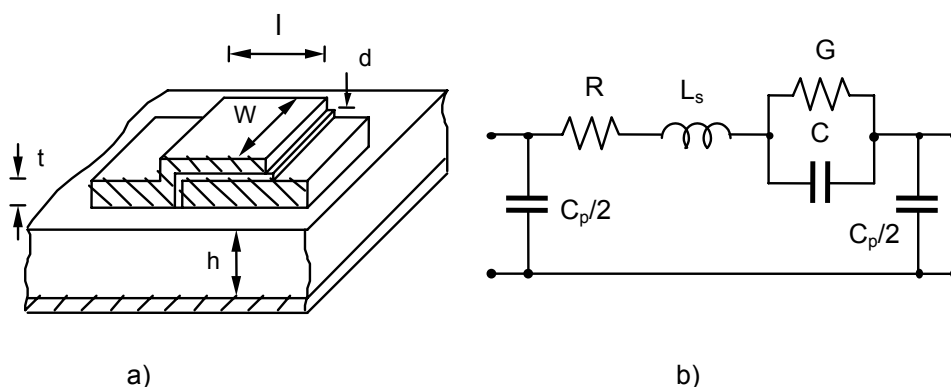


Fig. 5.14

Il dielettrico più comunemente impiegato per realizzare le capacità MIM è il biossido di silicio  $\text{SiO}_2$  ( $\epsilon_r = 5$ ), o l'ossido di tantalio  $\text{Ta}_2\text{O}_5$  ( $\epsilon_r = 24$ ). Lo spessore "d" è variabile usualmente tra 1000 e 4000 Å e viene scelto realizzando un compromesso tra l'esigenza di avere una elevata capacità per unità di superficie (d piccolo) ed una elevata tensione di rottura dielettrica (d grande).

### Resistenze

Nei circuiti integrati monolitici le resistenze possono essere realizzate o depositando uno strato di materiale resistivo sul dielettrico (resistenza a film metallico) o utilizzando lo strato epitassiale di GaAs che si utilizza anche per realizzare il canale dei MESFET (resistenza a film semiconduttore).

#### Resistenza a film metallico

Le resistenze a film metallico sono comunemente realizzate depositando nichel-cromo o tantalio (Fig. 5.15.a).

Una tale resistenza può essere modellata mediante una linea di trasmissione corta con perdite (Fig. 5.15.b). In questo circuito R è la resistenza associata al film,  $L_s$  e  $C_p$  sono l'induttanza e la capacità della rete a  $\pi$ .

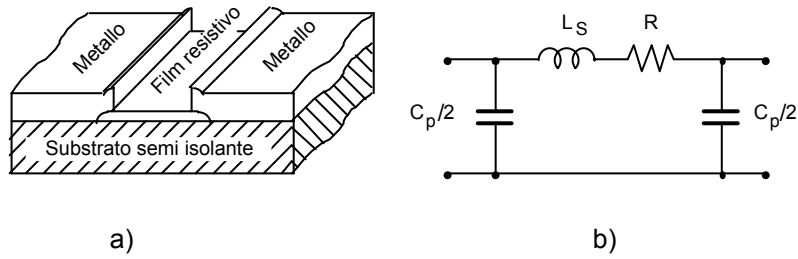


Fig. 5.15

*Resistenze a film semiconduttore*

Queste resistenze sono comunemente ottenute nei circuiti MMIC realizzando una piazzola di semiconduttore sul substrato semi isolante del circuito (Fig. 5.16). Con questa tecnica si hanno valori di resistenza più elevati rispetto a quelli ottenibili con il film metallico, principalmente per effetto della elevata resistività del semiconduttore. Il circuito equivalente è analogo a quello mostrato in Fig. 5.15.b.

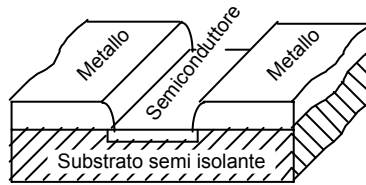


Fig. 5.16

*Circuiti risonanti*

Con delle opportune combinazioni delle capacità interdigitate e dei loop è possibile realizzare anche dei circuiti risonanti. Esempi sono mostrati in Fig. 5.17.a - 5.18.a mentre in Fig. 5.17.b e 5.18.b sono mostrati i corrispondenti circuiti equivalenti.

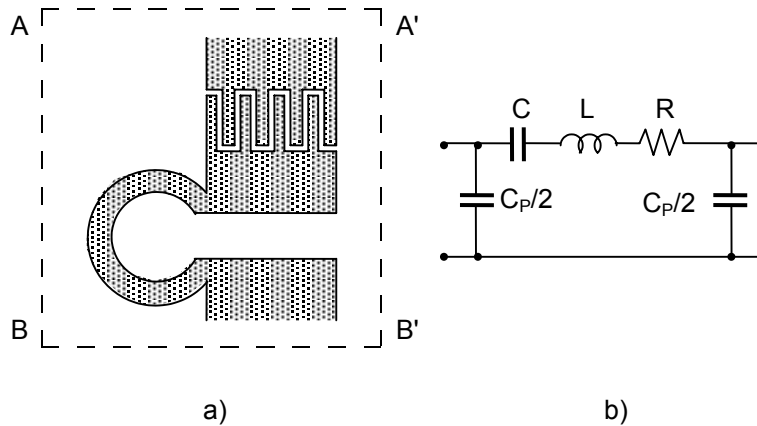


Fig. 5.17

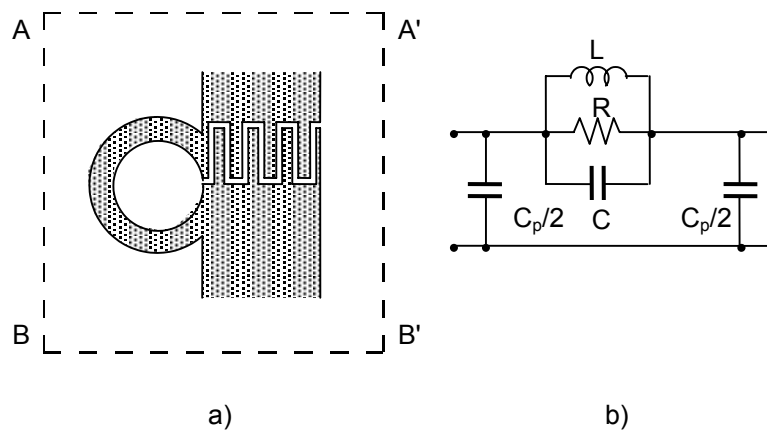


Fig. 5.18

## 5.4 Risonatori

Come visto in precedenza (par. 5.3), alcuni semplici circuiti risonanti possono essere realizzati direttamente su microstriscia. Quando sono richieste prestazioni migliori o possibilità di accordo, si ricorre a strutture diverse. Tipicamente si utilizzano dei risonatori dielettrici o ceramici per sistemi a frequenza fissa, mentre per sistemi accordabili si utilizzano sia dei risonatori ceramici insieme a dei varactor o dei risonatori a ferrite.

### 5.4.a Risonatore dielettrico

I risonatori dielettrici (Dielectric Resonator, DR) sono realizzati con dei cilindretti di materiale ceramico di alta permittività alto fattore di merito e stabili in temperatura.

Allo stato attuale, per la realizzazione dei risonatori dielettrici vengono utilizzati diversi materiali ceramici con costanti dielettriche variabili tra 30 e 100. Le dimensioni di questi risonatori, per una data frequenza di funzionamento, sono, rispetto a quelle dei risonatori realizzati con cavità metalliche vuote, inferiori di un fattore circa pari alla radice di  $\epsilon_r$ .

Le perdite, e quindi il fattore di merito di questi dispositivi, sono essenzialmente connesse alle perdite nel dielettrico e per irradiazione. Con questi dispositivi si ottengono valori di Q compresi tra 1000 e 10000.

Il coefficiente di temperatura della frequenza di risonanza include l'effetto combinato del coefficiente di temperatura della permittività e dell'espansione termica del dielettrico. Valori tipici per questo coefficiente variano tra -9 e +9 ppm/°C (ppm = parti per milione); i valori positivi sono preferiti in quanto possono compensare le variazioni in temperatura della frequenza degli oscillatori a transistori (che sono negative).

In Fig. 5.19 è riportata la geometria e le linee di forza del campo elettrico e magnetico per il modo  $TE_{01\delta}$  di un risonatore di forma cilindrica (\*).

(\*) Si ricorda che l'indice 0 indica l'ordine della funzione di Bessel dalle cui radici è possibile calcolare la frequenza di risonanza del modo, l'indice 1 indica l'ordine della radice, l'indice reale  $\delta$  indica che la variazione spaziale del campo lungo l'asse del risonatore è un multiplo non intero di mezza lunghezza d'onda. Maggiori dettagli possono essere trovati in: D. Kajfez, P. Guillon: Dielectric resonator, A. House, 1986.

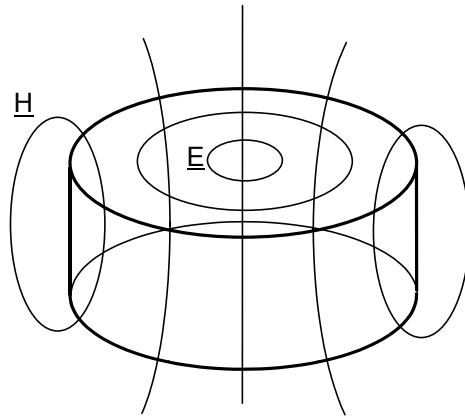


Fig. 5.19

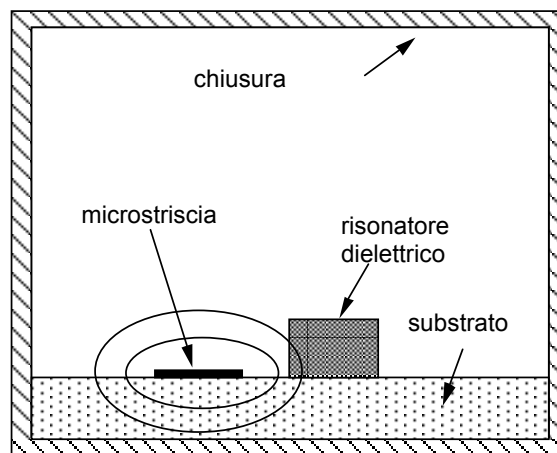


Fig. 5.20

Questo modo, come vedremo nel seguito, può essere facilmente eccitato dal campo che propaga in una linea a microstriscia. Come si vede (Fig. 5.19) le linee di forza del campo elettrico sono delle circonferenze concentriche intorno all'asse del cilindro mentre quelle del campo magnetico sono degli ellissoidi che giacciono nel piano meridiano.

Il montaggio del DR viene generalmente realizzato come in Fig. 5.20. Il risonatore è posto sopra il substrato della microstriscia: in questo modo il campo magnetico della microstriscia è in grado di eccitare il modo  $TE_{01\delta}$ . La distanza laterale tra il risonatore e la linea determina il grado di accoppiamento tra i due.

Il circuito equivalente di un risonatore accoppiato alla linea a microstriscia (Fig. 5.21.a) è mostrato in Fig. 5.21.b. In figura,  $L_r$ ,  $C_r$  ed  $R_r$  modellano il risonatore nell'intorno della frequenza di risonanza, mentre  $L_1$  e  $L_m$  modellano l'accoppiamento magnetico.

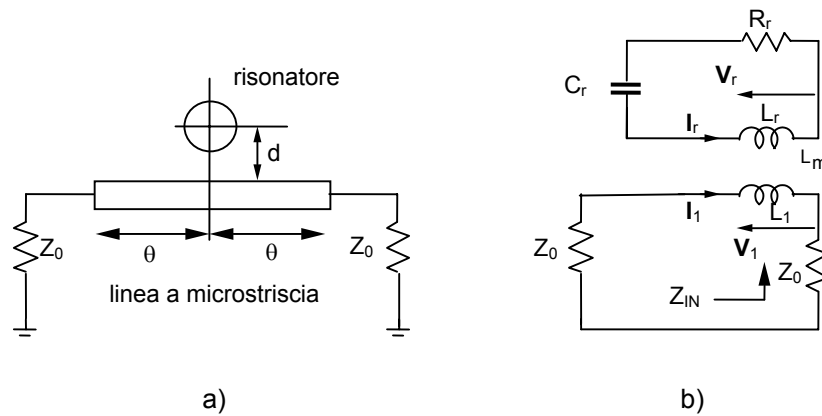


Fig. 5.21

Tra le quantità mostrate in Fig. 5.21.b valgono le seguenti relazioni:

$$\begin{aligned} V_1 &= j\omega L_1 I_1 + j\omega L_m I_r \\ V_r &= j\omega L_r I_r + j\omega L_m I_1 \end{aligned} \quad (5.1)$$

L'impedenza d'ingresso  $Z_{in}$  è data da:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = j\omega L_1 + j\omega L_m \frac{I_r}{I_1} \quad (5.2)$$

Essendo:

$$I_1 = \frac{V_r - j\omega L_r I_r}{j\omega L_m} = - \frac{\left( R_r + \frac{1}{j\omega C_r} \right) I_r + j\omega L_r I_r}{j\omega L_m} \quad (5.3)$$

si ottiene:

$$Z_{in} = j\omega L_1 + \frac{\omega^2 L_m^2}{R_r + j\omega \left( L_r - \frac{1}{\omega^2 C_r} \right)} \quad (5.4)$$

Nella (5.4), in vicinanza della frequenza di risonanza,  $j\omega L_1$  può essere trascurato. Introducendo il fattore di qualità per il risonatore non caricato:  $Q_u = \omega_0 L_r / R_r$  con  $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_r C_r}$ , l'impedenza d'ingresso nell'intorno della frequenza di risonanza ( $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ ) diventa:

$$Z_{in} = \omega_0 Q_u \frac{L_m^2}{L_r} \frac{1}{1 + j2Q_u \left( \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)} \quad (5.5)$$

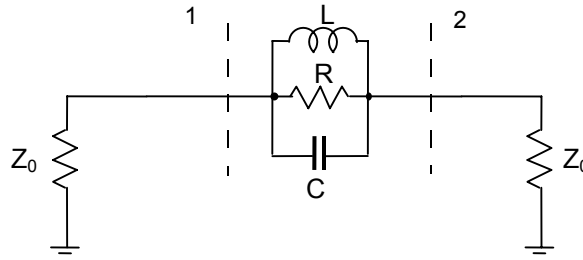


Fig. 5.22

Poiché la (5.5) è l'impedenza d'ingresso, intorno alla risonanza, di un circuito risonante parallelo ( $Q_u = R/\omega_0 L$ ), si può schematizzare la struttura in esame come in Fig. 5.22. Imponendo che i due circuiti risonanti (Fig. 5.21 e Fig. 5.22) abbiano la stessa frequenza di risonanza e lo stesso fattore di merito non caricato si ottiene:

$$L = \frac{L_m^2}{L_r}; \quad C = \frac{L_r}{\omega_0^2 L_m^2}; \quad R = \frac{\omega_0 Q_u L_m^2}{L_r}. \quad (5.6)$$

Definendo il Q caricato come:

$$Q_L = \frac{R // 2Z_0}{\omega_0 L} \quad (5.7)$$

ed il Q esterno ( $Q_e$ ) come il Q del risonatore ideale con le perdite date dal carico esterno:

$$Q_e = \frac{2Z_0}{\omega_0 L} \quad (5.8)$$

si ha:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_u} \quad (5.9)$$

Si definisce coefficiente di accoppiamento il rapporto tra il Q non caricato e quello esterno:

$$\beta = \frac{Q_u}{Q_e} = \frac{R}{2Z_0} = \frac{\omega_0 Q_u L_m^2}{2Z_0 L_r} \quad (5.10)$$

Poiché il  $\beta$  dipende da  $L_m$ , esso dipenderà dalla distanza tra il risonatore e la microstriscia. Si parla di accoppiamento critico quando  $\beta = 1$ . In questo caso la potenza dissipata nel risonatore è uguale a quella dissipata nel circuito esterno. Tramite il coefficiente  $\beta$  è anche possibile correlare il fattore di qualità del risonatore isolato ( $Q_u$ ) con quello del risonatore caricato ( $Q_L$ ) e si ha:

$$Q_u = Q_L (1 + \beta)$$



Infine, per la struttura riportata in Fig. 5.22 è possibile valutare la matrice di scattering tra le bocche 1 e 2 e si ottiene:

$$S = \begin{bmatrix} \frac{\beta}{\beta + 1 + j2Q_u \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} & \frac{1 + j2Q_u \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}{\beta + 1 + j2Q_u \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \\ \frac{1 + j2Q_u \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}{\beta + 1 + j2Q_u \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} & \frac{\beta}{\beta + 1 + j2Q_u \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Poiché tipicamente i risonatori vengono fatti lavorare sovraccoppiati ( $\beta \gg 1$ ), alla frequenza di risonanza ( $\Delta\omega = 0$ ) risulta:  $S_{11} \cong 1$  e  $S_{21} \cong 0$ . Quindi il risonatore accoppiato alla linea a microstriscia alla risonanza si comporta come un aperto.

#### 5.4.b Risonatore ceramico

I risonatori ceramici (Ceramic Resonator, CR) sono realizzati con dei tratti di cavo coassiale. Un estremo del conduttore centrale è utilizzato come ingresso e si connette all'esterno con un pin (non sempre presente) (vedi Fig. 5.23), l'altro estremo può essere aperto o cortocircuitato con l'armatura esterna.

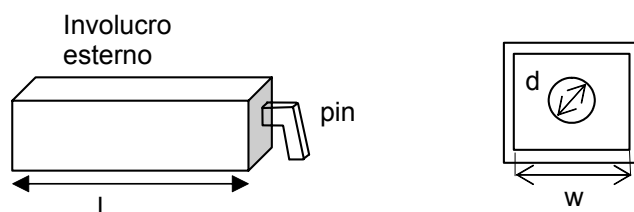


Fig. 5.23

L'armatura esterna è a sezione quadrata (lato  $w$ ) mentre il conduttore interno (diametro  $d$ ) è in alcuni casi cavo (v. Fig. 5.23). Queste caratteristiche servono a facilitare il posizionamento e il montaggio del risonatore su di un circuito planare. L'impedenza caratteristica ed il fattore di merito del cavo sono dati da (\*):

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(1.079 \frac{w}{d}\right) \quad Q = K \sqrt{f_0} \frac{\ln\left(\frac{w}{d}\right)}{\left(\frac{1}{w \cdot d}\right)} \quad (5.12)$$

(\*) H. Riblet: IEEE trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 31, 841-844, 1983.

Tipicamente, il dielettrico all'interno del cavo è costituito da un materiale ceramico i cui valori di permittività sono compresi tra 10 e 90. L'impedenza caratteristica può variare tra 10 e 30  $\Omega$ , e, poiché i materiali ceramici sono a basse perdite e stabili in temperatura, si hanno fattori di merito Q compresi tra 100 e 1000 e coefficienti in temperatura inferiori a  $\pm 10$  ppm/ $^{\circ}\text{C}$ .

Per comprendere il funzionamento dei risonatori ceramici si ricorda che, per una linea chiusa in corto circuito lunga "l" si ha:  $Z_{\text{IN}} = jZ_0 \tan \beta l$  e quindi, se  $l = \lambda/4$  la linea avrà in ingresso un comportamento tipo circuito risonante parallelo (vedi Fig. 2.9). Analogamente, per una linea aperta lunga "l" si ha:  $Y_{\text{IN}} = jY_0 \tan \beta l$  e quindi, se  $l = \lambda/2$  la linea avrà in ingresso ancora un comportamento tipo circuito risonante parallelo (vedi Fig. 2.12).

Sebbene si parli di risonatori ceramici, queste strutture operano generalmente a frequenze inferiori alla frequenza di risonanza (self resonant frequency - SRF) dove mostrano un comportamento tipo induttore con elevati fattori di qualità. Ad esempio, con riferimento ad un cavo in corto lungo  $\lambda/4$ , a frequenze molto inferiori alla SFR il cavo si comporta come un'induttanza ideale (il valore di induttanza è indipendente dalla frequenza) il cui valore è proporzionale all'induttanza per unità di lunghezza della linea equivalente (vedi Eq. 2.60). Valori di induttanza troppo piccoli non sono realizzabili esiste tuttavia un'ampia regione di frequenze (Fig. 5.24) con un comportamento induttivo e valori di induttanza compresi tra 3 e 20 nH. Al crescere della frequenza ci si avvicina alla SFR ed il cavo in corto non si comporta più come un'induttanza ideale ma può essere meglio modellato come un circuito RLC parallelo.

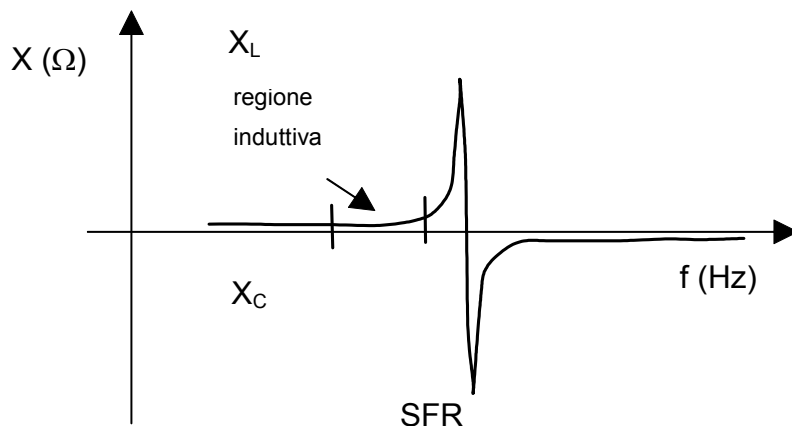


Fig. 5.24

L'applicazione tipica di questi risonatori è in oscillatori (anche sintonizzabili - VCO) in cui il risonatore si comporta come un'induttanza e risuona con gli ingressi capacitivi dei transistor. Dei varactor sono poi aggiunti al circuito per ottenere la sintonia in frequenza in bande che vanno da 200 MHz fino a 5 o 6 GHz. Non si riesce ad operare a frequenze maggiori in quanto le dimensioni meccaniche del risonatore diventano troppo piccole.

Si noti infine che per un corretto utilizzo dei risonatori dielettrici è importante considerare anche il contributo aggiuntivo di induttanza dovuto al

pin (vedi Fig. 5.23). Sperimentalmente è stato osservato che un filo conduttore aggiunge un contributo di circa 1 nH per ogni millimetro di lunghezza per cui si devono considerare dei contributi aggiuntivi di induttanza variabili tra 0.5 e 2 nH.

Per la scelta di un particolare risonatore ceramico si deve inizialmente fissare la frequenza centrale di lavoro ( $f_0$ ) ed il desiderato valore di induttanza tenendo anche conto, come detto in precedenza, del contributo aggiuntivo dell'induttanza del pin che si presenta in serie a quella del cavo.

Indicando con  $X_{IN}$  la reattanza d'ingresso del cavo e considerando il caso di una linea chiusa in corto circuito si ha:

$$X_{IN} = Z_0 \tan(\beta l) = Z_0 \tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right) = Z_0 \tan\left(\frac{2\pi l}{c} f_0 \sqrt{\epsilon_r}\right) \quad (5.13)$$

da cui si ricava

$$l = \frac{a \tan\left(\frac{X_{IN}}{Z_0}\right)}{\frac{2\pi}{c} f_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.14)$$

Analogamente, se si considera una linea in aperto, si avrà:

$$X_{IN} = -\frac{Z_0}{\tan(\beta l)} = -\frac{Z_0}{\tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)} = -\frac{Z_0}{\tan\left(\frac{2\pi l}{c} f_0 \sqrt{\epsilon_r}\right)} \quad (5.15)$$

da cui si ricava

$$\arctan\left(-\frac{Z_0}{X_{IN}}\right) = \frac{2\pi l}{c} f_0 \sqrt{\epsilon_r}$$

$$\pi - \arctan\left(\frac{Z_0}{X_{IN}}\right) = \frac{2\pi l}{c} f_0 \sqrt{\epsilon_r}$$

e quindi:

$$l = \frac{\pi - \arctan\left(\frac{Z_0}{X_{IN}}\right)}{\frac{2\pi}{c} f_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.16)$$

Si noti, infine, che in questi conti è stato considerato un modello del cavo a linea di trasmissione ideale e, al fine di semplificare i calcoli, sono stati trascurati i parassiti.

Le equazioni sopra riportate sono spesso implementate in CAD specifici, forniti dalle case costruttrici dei risonatori ceramici, che consentono, a partire dalla frequenza di lavoro, dal valore di induttanza e da altri parametri come il desiderato fattore di merito di risalire alla sigla del componente da acquistare.

### 5.4.c Risonatore YIG

I risonatori Yttrium-Iron-Garnet (YIG) sfruttano il principio per cui, se una sfera di questa ferrite è posta in un campo magnetico statico  $\underline{H}_0 = H_0 \underline{z}_0$ , essa si comporta come un risonatore ad una frequenza proporzionale ad  $H_0$ . Quindi la frequenza di risonanza può essere variata variando il campo magnetico di polarizzazione.

Quando la ferrite è posta in un campo magnetico statico  $\underline{H}_0$  i dipoli magnetici al suo interno tendono ad allinearsi parallelamente al campo, con un movimento a spirale che avviene con velocità angolare  $\omega_0$  (con  $\omega_0$  pulsazione naturale di precessione). L'allineamento dei dipoli produce una magnetizzazione  $\underline{M}$  (momento magnetico per unità di volume) e quindi un'induzione magnetica  $\underline{B}$  che nel sistema CGS si esprime come:  $\underline{B} = \underline{H}_0 + 4\pi\underline{M}$  (\*). Al crescere del campo magnetico statico applicato, l'induzione  $B$  ha qualitativamente l'andamento riportato in Fig. 5.25a.

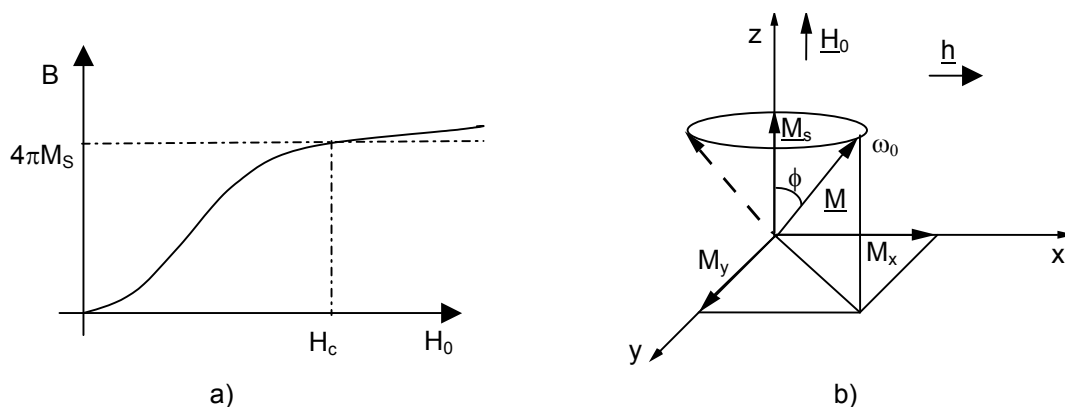


Fig. 5.25

Come mostrato in figura, al crescere di  $H_0$   $M$  satura e per  $H_0 = H_c$  raggiunge il valore  $4\pi M_s$  con  $M_s$  magnetizzazione di saturazione. Tipicamente risulta  $H_c \approx 1$  Gauss mentre  $4\pi M_s \approx 1780$  Gauss per YIG puro e  $\approx 250$  Gauss per YIG drogato con Gallio. Per campi maggiori di  $H_c$ ,  $M$  non cresce più mentre  $B$  seppur lentamente continua a crescere tuttavia, essendo  $M$  molto maggiore di  $H_0$ , si può ritenere che anche  $B$  saturi.

Se si applica alla ferrite anche un campo a radiofrequenza ( $\underline{h}$ ) perpendicolare ad  $\underline{H}_0$  il vettore  $\underline{M}$  forma un angolo  $\phi$  (precessione) con  $\underline{H}_0$  e ruota alla frequenza del campo a radiofrequenza intorno all'asse  $z$  (Fig. 5.25b).  $\underline{M}$  può essere visto come la somma di  $\underline{M}_s$  e di due componenti  $M_x$  ed  $M_y$  variabili sinusoidalmente nel tempo di eguale ampiezza ed in quadratura. L'angolo  $\phi$  e quindi  $M_x$  ed  $M_y$  sono in genere piccoli eccetto che alla frequenza naturale di precessione dei dipoli magnetici ( $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ ). A questa frequenza,  $M_x$  ed  $M_y$  crescono notevolmente (diventano infiniti in assenza di perdite).

(\*) Si ricorda che nel sistema CGS le grandezze  $B$ ,  $H$ ,  $M$  si misurano in Gauss o Oersted (Oe) e risulta: 1 Gauss = 1 Oersted  $\approx 80$  A/m ed inoltre 1 Tesla =  $10^4$  Gauss.

Questa frequenza è data da:

$$f_0(\text{MHz}) = \gamma H_0 \quad (5.17)$$

dove  $\gamma$  = rapporto giromagnetico = 2.8 MHz/Oe

Il fattore di qualità del risonatore isolato ( $Q_u$ ) può essere espresso in funzione della banda frazionale (BW) o, analogamente, in funzione dell'allargamento di riga  $\Delta H$  (\*). Si dimostra che si ha:

$$Q_u = \frac{H_0 - \frac{1}{3}4\pi M_s}{\Delta H} = \frac{f_0(\text{MHz}) - \frac{1}{3}4\pi M_s \gamma}{\Delta H \gamma} \quad (5.18)$$

Per  $f = f_c = (1/3)4\pi M_s \gamma$  si ha  $Q_u = 0$  quindi perdite infinite. Questa frequenza vale circa 1600 MHz per il YIG puro e circa 200 MHz per il YIG drogato.

Per operare con basse perdite si sceglie:

$$f > 2f_c = \frac{2}{3}4\pi M_s \gamma \quad (5.19)$$

Per un YIG puro si deve quindi operare a frequenze  $f > 3.2$  GHz mentre per quello drogato si deve scegliere  $f > 400$  MHz.

Da un punto di vista macroscopico il funzionamento dei YIG si comprende se si osserva la relazione tensoriale che esiste tra l'induzione magnetica  $\mathbf{b}$  ed il campo magnetico  $\mathbf{h}$  in una ferrite magnetizzata secondo l'asse z e nell'ipotesi di assenza di perdite nel materiale:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_x \\ \mathbf{b}_y \\ \mathbf{b}_z \end{bmatrix} = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_1 & j\mu_2 & 0 \\ -j\mu_2 & \mu_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_x \\ \mathbf{h}_y \\ \mathbf{h}_z \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Nella espressione del tensore di permeabilità magnetica si nota la presenza delle quantità:

$$\mu_1 = 1 + \frac{\rho}{1 - \tau^2} \quad \mu_2 = \frac{\rho \tau}{1 - \tau^2} \quad (5.21)$$

dove:

$$\rho = \frac{M_s}{H_0} \quad \tau = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (5.22)$$

---

(\*) L'allargamento di riga  $\Delta H$  è il valore per cui il modulo dell'impedenza d'ingresso del risonatore, visto come componente ad una bocca, si riduce di 3 dB. Per maggiori dettagli si veda: P.M. Ollivier: IEEE J. Sol. Stat. Circ., vol. 7, 54-60, 1972.

Le quantità  $\mu_1$  e  $\mu_2$ , per  $\omega$  tendente ad  $\omega_0$ , tendono ad infinito. Quindi, in prossimità della pulsazione  $\omega_0$ , essendo alcune componenti del tensore  $\mu$  di valore elevato, basta avere un piccolissimo valore di  $\underline{h}$  per ottenere valori sensibili di  $\underline{b}$ .

L'effetto di risonanza elettronica può essere sfruttato in un componente come quello di Fig. 5.26.a. In esso, al centro di un loop, è disposta una sferetta di ferrite magnetizzata. In Fig. 5.26.b è mostrato il corrispondente circuito equivalente nell'intorno della frequenza di risonanza: esso è costituito da un circuito risonante parallelo in serie all'induttanza del loop.

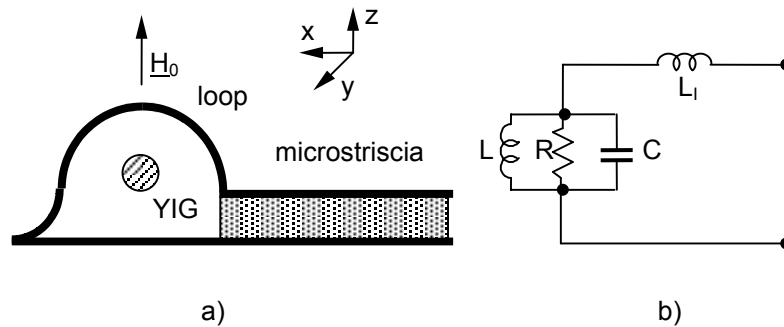


Fig. 5.26

In assenza di ferrite si avrebbe solo l'induttanza  $L_1$ . A causa della ferrite che viene saturata lungo l'asse  $z$ , il campo magnetico a radiofrequenza  $\underline{h} = h_y \underline{y}_0$  prodotto dalla spira genera un'induzione:

$$\underline{b} = b_x \underline{x}_0 + b_y \underline{y}_0 = j\mu_0\mu_2 h_y \underline{x}_0 + \mu_0\mu_1 h_y \underline{y}_0 \quad (5.23)$$

La componente  $b_y$  si concatena con la spira inducendo una tensione all'ingresso del loop. Tale tensione è massima per  $\omega = \omega_0$  e decresce rapidamente all'allontanarsi di  $\omega$  da  $\omega_0$ .

In conclusione quando la struttura in esame è eccitata alla frequenza di risonanza del materiale ferromagnetico ai capi della spira si induce una elevata tensione con una bassa corrente quindi si ha un comportamento tipo circuito aperto mentre allontanandosi da questa frequenza la struttura si comporta come un corto. Quindi, il comportamento globale è simile a quello del risonatore parallelo mostrato in Fig. 5.26.b. Per questi risonatori si ottengono fattori di qualità compresi tra 500 e 2000.