

Capitolo 4

Linee a microstriscia

4.1 Introduzione

In questo capitolo viene analizzata la linea a microstriscia, sia da un punto di vista tecnologico che teorico. Sono poi fornite equazioni semplificate per l'analisi e la sintesi della struttura e per la valutazione delle perdite.

4.2 Struttura della microstriscia

Nei circuiti a microonde la tecnologia maggiormente utilizzata è quella planare. Sia la struttura guidante che le reti di adattamento e di trattamento del segnale sono realizzate a partire da un substrato dielettrico ricoperto sulle due facce da superfici metalliche. Una delle due superfici rappresenta il piano di massa mentre l'altra viene sagomata al fine di realizzare le geometrie volute. I componenti attivi possono essere aggiunti in una seconda fase, ottenendo così un circuito ibrido (Microwave Integrated Circuit = MIC), oppure possono essere realizzati direttamente sul substrato dielettrico (in questo caso un semiconduttore) ottenendo un circuito monolitico (MMIC = Monolithic MIC).

Le linee a microstriscia sono composte da un piano di massa conduttore, da un substrato dielettrico di altezza h e permittività relativa ϵ_r e da una striscia metallica di larghezza w e spessore t (Fig. 4.1). Come si vedrà nel seguito, le caratteristiche elettriche della microstriscia possono essere variate, una volta fissato il substrato, semplicemente agendo sulla larghezza della striscia superiore.

Sebbene la microstriscia abbia una semplice struttura geometrica, lo studio del campo elettromagnetico che in essa propaga presenta notevoli difficoltà in quanto sono coinvolti due dielettrici diversi: le linee del campo elettrico non sono contenute interamente tra la striscia metallica ed il piano di massa, ma in parte vengono a trovarsi in aria e quindi interessano teoricamente uno spazio infinito (Fig. 4.2).

Per la presenza di due dielettrici diversi, in questa struttura non può propagare un'onda TEM ma in generale esisterà un modo con tutte e sei le componenti del campo (modo ibrido). Tuttavia, con le usuali geometrie, fino alle frequenze delle microonde, le componenti longitudinali sono molto piccole rispetto a quelle trasversali (sono nulle a frequenza zero), per cui la differenza tra il modo presente e il modo TEM è trascurabile. Si parla dunque di modo "quasi-TEM".

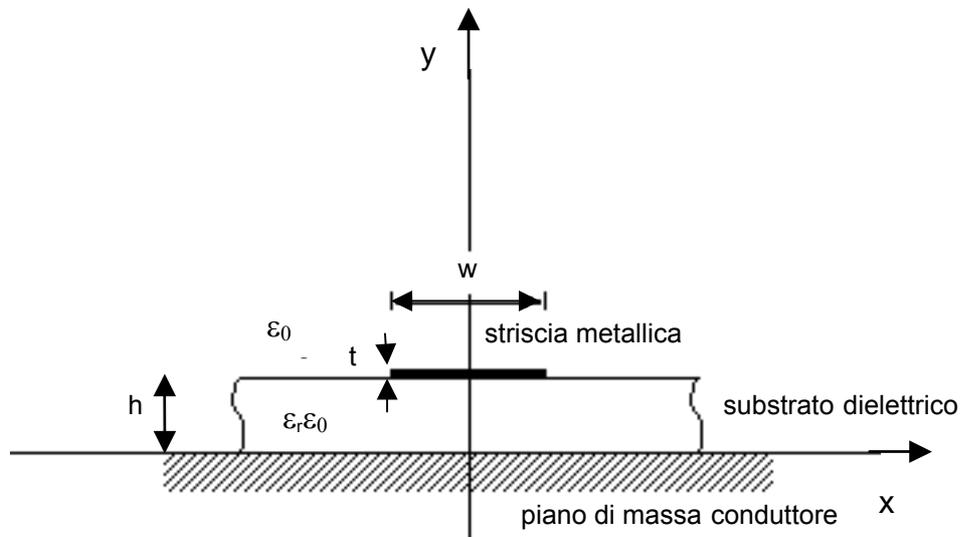


Fig. 4.1

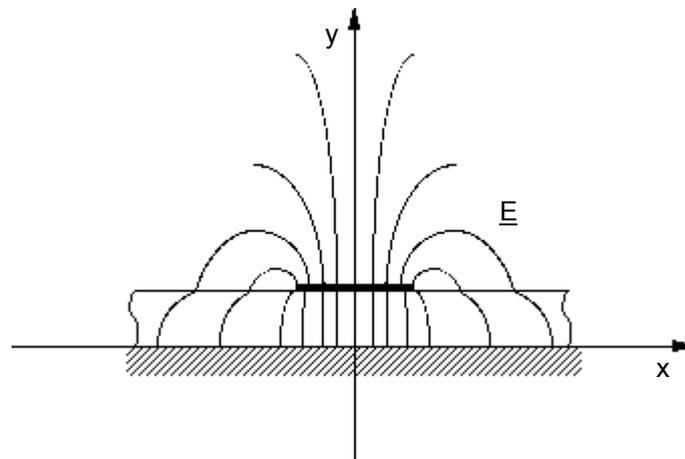


Fig. 4.2

Questa approssimazione è valida finché la lunghezza d'onda del campo guidato è maggiore dello spessore del dielettrico e della larghezza della striscia. In particolare, con permittività relative (ϵ_r) comprese tra 2 e 13, con spessori del dielettrico (h) tipicamente compresi tra 0.1 e 1 mm e larghezze della striscia (w) comprese tra 0.1 e 5 mm questo limite varia tra qualche GHz e 20-30 GHz.

4.3 Substrato

Il substrato dielettrico rappresenta il supporto meccanico della microstriscia ma ha notevoli implicazioni anche dal punto di vista elettrico. A causa del substrato dielettrico la velocità di fase (v_f) dell'onda che propaga lungo la microstriscia si riduce rispetto al caso di propagazione in aria. Diminuendo la velocità di fase, diminuisce anche la lunghezza d'onda (in guida): $\lambda_g = v_f / f$ che a sua volta interviene nel progetto di molti componenti planari come ad esempio i trasformatori a $\lambda/4$. In particolare quindi, più alta è la permittività del substrato minori saranno le dimensioni del circuito a microstriscia.

La scelta del substrato dipende da una serie di fattori quali:

- il costo, che deve essere giustificato dal tipo di applicazione;
- il tipo di tecnologia da usare (MIC o MMIC);
- le dissipazioni nel dielettrico (proporzionali alla $\tan\delta$), che devono rimanere basse nell'intervallo di frequenza in cui si opera;
- la finitura superficiale, che deve mantenere basse le perdite nel conduttore (alta rugosità = alte perdite) e al tempo stesso mantenere l'aderenza del film metallico (alta rugosità = alta aderenza);
- la robustezza meccanica e la conducibilità termica, che devono adattarsi alla particolare applicazione.

In Tab. 4.1 sono mostrate le proprietà di diversi tipi di substrati. I substrati plastici (poliolefina, duroid) sono utilizzati per circuiti fino a qualche GHz.

Tab. 4.1

materiale	finitura sup. (μm)	$10^4 \cdot \tan \delta$ (10 GHz)	ϵ_r	cond. termica ($\text{W}/\text{cm}^2/^\circ\text{C}$)
Allumina 99.5 %	0.25	1 - 2	10	0.37
Allumina 96 %	20	6	9	0.28
Allumina 85 %	50	15	8	0.20
Zaffiro	0.025	0.7	9.4	0.4
Vetro	0.025	20	5	0.01
Poliolefina	1	1	2.3	0.001
Duroid (Roger)	0.75-8.75	5-60	2-10	0.0026
Quarzo	0.025	1	3.8	0.01
Berillio	1.25	1	6.6	2.5
GaAs (alta-res)	0.025	6	13	0.3
Silicio (alta-res)	0.025	10-100	12	0.9
Aria (secca)	-	≈ 0	1	0.00024

L'allumina, riportata in tabella per diversi gradi di purezza, è il materiale maggiormente utilizzato nella realizzazione dei circuiti a microstriscia ed è un ottimo dielettrico (in termini di perdite e possibilità di lavorazione) al di sotto dei 20 GHz. Per frequenze superiori si preferisce usare il quarzo in quanto la sua permittività è circa tre volte più piccola rispetto a quella dell'allumina, e quindi le dimensioni degli elementi del circuito, a parità di frequenza d'uso, possono essere più grandi. Ciò semplifica le tecniche di realizzazione del circuito stesso.

Infine, il berillio risulta essere il miglior dissipatore di calore e quindi il più adatto per applicazioni di potenza, tuttavia è un materiale tossico per cui si preferisce, se possibile, limitarne l'uso.

4.4 Striscia superiore

Per quanto riguarda i materiali che possono essere depositati sul substrato, esistono tre principali categorie: conduttori, materiali resistivi e materiali dielettrici.

a) Conduttori

Sono utilizzati per realizzare linee o collegamenti (bond) tra elementi attivi e passivi: nella Tab. 4.2 sono elencati i materiali generalmente usati. Si può notare come l'oro offra un ottimo compromesso tra la bassa profondità di penetrazione (e quindi basse perdite nel conduttore) e basso coefficiente di espansione (cioè ottima stabilità termica).

I materiali conduttori vengono depositati sul substrato dielettrico fino a raggiungere spessori pari a circa 4 volte la profondità di penetrazione alla più bassa frequenza di lavoro. Ad esempio, per sistemi che operano a frequenze superiori al GHz, lo spessore del substrato in rame deve essere di almeno 6 μm .

Tab. 4.2

materiale	conducibilità [S/m]	profondità di penetrazione ad 1 GHz [μm]	coeff. di espansione termica [K^{-1}]
Oro	$4 \cdot 10^7$	1.7	$15 \cdot 10^{-6}$
Argento	$6.17 \cdot 10^7$	1.4	$21 \cdot 10^{-6}$
Rame	$5.8 \cdot 10^7$	1.5	$18 \cdot 10^{-6}$
Cromo	$0.1 \cdot 10^7$	2.7	$8.5 \cdot 10^{-6}$
Platino	$0.95 \cdot 10^7$	2.5	$9 \cdot 10^{-6}$

b) *Materiali resistivi*

Sono utilizzati per la realizzazione di resistenze concentrate. Generalmente sono leghe di nichel-cromo o tantalio.

c) *Materiali dielettrici*

Sono utilizzati per realizzare capacità concentrate. Tipicamente sono biossido di silicio, ossidi di alluminio e tantalio, oppure polimeri.

4.5 Equazioni di analisi

Nell'ipotesi che nella microstriscia propaghi un'onda "quasi-TEM" le costanti secondarie della linea equivalente al modo possono essere ottenute semplicemente in funzione della capacità per unità di lunghezza della struttura con il dielettrico (C') e di quella relativa alla struttura in aria (C_0').

$$\beta = \omega \sqrt{L' C'} = \omega \sqrt{L_0' C' \frac{C_0'}{C_0'}} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{C'}{C_0'}} \quad (4.1)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \sqrt{\frac{L_0' C_0'}{C' C_0'}} = \frac{1}{c \sqrt{C_0' C'}} \quad (4.2)$$

dove si è posto $L' = L_0'$ (induttanza per unità di lunghezza della struttura in aria)

e $c = \frac{1}{\sqrt{L_0' C_0'}}$ è la velocità della luce nel vuoto ($c \approx 3 \cdot 10^8$ m/s).

Si definisce permittività relativa efficace della microstriscia la quantità:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{C'}{C_0'} \quad (4.3)$$

Questo parametro ci dice, in pratica, come si suddivide il campo tra l'aria ed il dielettrico. In particolare, al variare della larghezza della striscia superiore (w) (Fig. 4.1) si ha che:

- per w che tende ad infinito la struttura tende ad una linea a piatti piani paralleli indefiniti per cui tutto il campo elettrico risulta confinato nel dielettrico e risulta: $\epsilon_{\text{eff}} = \epsilon_r$;

- per w che tende a zero la struttura tende ad una linea monofilare posta sopra un piano di massa con interposto lo strato dielettrico. In questo caso il campo elettrico è ugualmente diviso tra l'aria ed il dielettrico per cui ϵ_{eff} è pari alla media delle permittività del dielettrico e dell'aria: $\epsilon_{\text{eff}} = (\epsilon_r + 1) / 2$.

Introducendo la (4.3) nelle (4.1) e (4.2) si ha:

$$\beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \quad (4.4)$$

$$Z_0 = \frac{1}{c C'_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (4.5)$$

Purtroppo non esistono espressioni analitiche semplici che diano in forma chiusa l'andamento della capacità C'_0 e di ϵ_{eff} in funzione dei parametri della microstriscia (ϵ_r, w, h, t).

Una delle tecniche che consente di valutare la capacità per unità di lunghezza della microstriscia fa uso delle trasformazioni conformi ed è stata proposta da Wheeler^(*). Il metodo proposto riconduce la struttura aperta della microstriscia con i due dielettrici ad una struttura a piatti piani paralleli di larghezza w_{eff} ed altezza h (come la struttura reale) chiusa ai lati con pareti magnetiche perfette e riempita con un unico dielettrico di permittività ϵ_{eff} (Fig. 4.3).

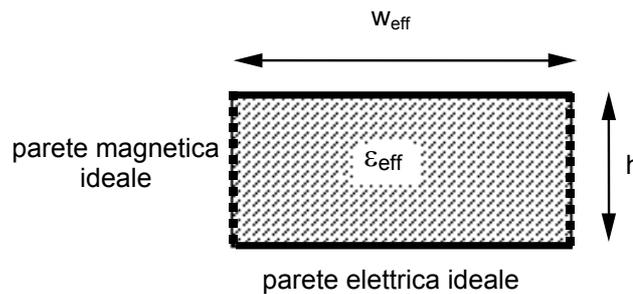


Fig. 4.3

Per questa struttura si ha: $C'_0 = \frac{\epsilon_0 W_{\text{eff}}}{h}$ e quindi:

$$Z_0 = \frac{1}{c \frac{\epsilon_0 W_{\text{eff}}}{h} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} = \frac{\eta_0 h}{W_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} = \frac{120 \pi h}{W_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (4.6)$$

Il calcolo di ϵ_{eff} e di w_{eff} attraverso la trasformazione conforme è piuttosto laborioso: fortunatamente nelle applicazioni pratiche è sufficiente utilizzare delle espressioni semplificate che forniscono i valori cercati con un errore inferiore all'1%.

(*) H. A. Wheeler: IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 13, 172 - 185, 1965.

Espressioni di questo tipo sono state fornite da diversi autori. Nel seguito sono riportate quelle proposte da Hammerstad (*):

per $w/h \leq 1$

$$w_{\text{eff}} = \frac{2\pi h}{\ln\left(\frac{8h}{w_{\text{eq}}} + 0.25 \frac{w_{\text{eq}}}{h}\right)} \quad (4.7)$$

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{w_{\text{eq}}}\right)^{-1/2} + 0.041 \left(1 - \frac{w_{\text{eq}}}{h}\right)^2 \right] \quad (4.8)$$

per $w/h > 1$

$$w_{\text{eff}} = h \left[\frac{w_{\text{eq}}}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w_{\text{eq}}}{h} + 1.444\right) \right] \quad (4.9)$$

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w_{\text{eq}}}\right)^{-1/2} \quad (4.10)$$

Nelle espressioni riportate è inserita, al posto della larghezza della microstriscia (w), una larghezza equivalente (w_{eq}) che tiene conto dello spessore (t) della striscia metallica. La larghezza equivalente è così definita:

per $w/h > 1/(2\pi)$

$$w_{\text{eq}} = w + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right) \quad (4.11)$$

per $w/h < 1/(2\pi)$

$$w_{\text{eq}} = w + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t}\right) \quad (4.12)$$

In Fig. 4.4 è riportato l'andamento dell'impedenza caratteristica Z_0 al variare del rapporto w/h per spessori della striscia nulli ($t=0$) e per diversi valori di ε_r . La figura è stata ottenuta graficando le Eqq. (4.6)-(4.10) con $w_{\text{eq}} = w$. Come emerge dal grafico, a parità di ε_r e al crescere del rapporto w/h , dal momento che aumentano sia la ε_{eff} che la w_{eff} , si ha una riduzione dell'impedenza caratteristica.

(*) E.O. Hammerstad, Proc. 5th Eur. Microwave Conf., 268 - 272, 1975.

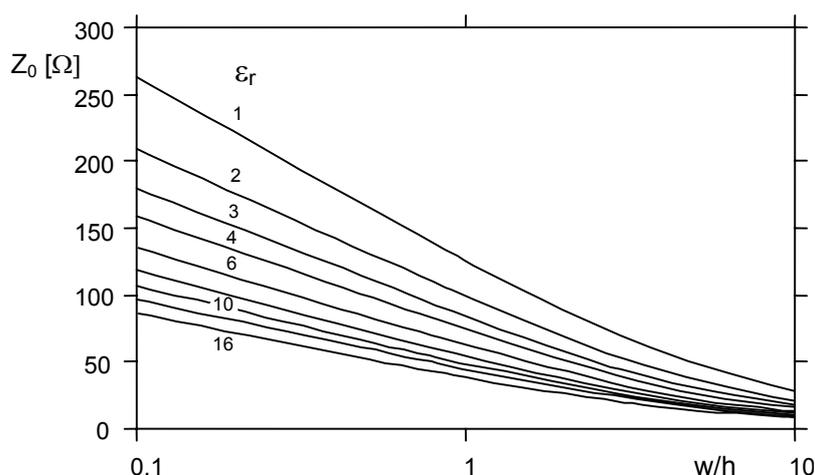


Fig. 4.4

4.6 Dispersione

L'analisi riportata nel precedente paragrafo era basata su considerazioni statiche valide, a seconda dei casi, fino a 2 - 30 GHz. Per frequenze superiori il campo elettromagnetico tende a concentrarsi sotto la striscia metallica determinando un aumento della costante dielettrica efficace. Tale comportamento viene chiamato dispersione e può essere tenuto in conto introducendo la dipendenza dalla frequenza nella costante dielettrica efficace e nella larghezza efficace.

Un'analisi della dispersione condotta da Getsinger(*) ha portato alla seguente relazione per la $\epsilon_{\text{eff}}(f)$:

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}}(0)}{1 + G \left(\frac{f}{f_d} \right)^2} \quad (4.13)$$

con
$$f_d = \frac{Z_0}{2h\mu_0} \quad (4.14)$$

e
$$G = 0.6 + 0.009 Z_0 \quad (4.15)$$

dove la $\epsilon_{\text{eff}}(0)$ rappresenta il valore statico calcolato con l'Eq. (4.8) o (4.10) e Z_0 rappresenta l'impedenza caratteristica valutata con la (4.6).

(*) W. J. Getsinger: IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 21, 34 - 39, 1973.

Per quanto riguarda la larghezza efficace un'espressione semplificata in funzione della frequenza è stata proposta da Kompa e Mehran (**):

$$w_{\text{eff}}(f) = w - \frac{w - w_{\text{eff}}(0)}{1 + \frac{f}{f_g}} \quad (4.16)$$

$$f_g = \frac{c}{2w\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.17)$$

Utilizzando il set completo di equazioni è possibile graficare l'andamento dell'impedenza caratteristica della microstriscia in funzione della frequenza e per diversi valori dell'impedenza caratteristica statica. Questo risultato è riportato in Fig. 4.5 per $\epsilon_r = 10.1$.

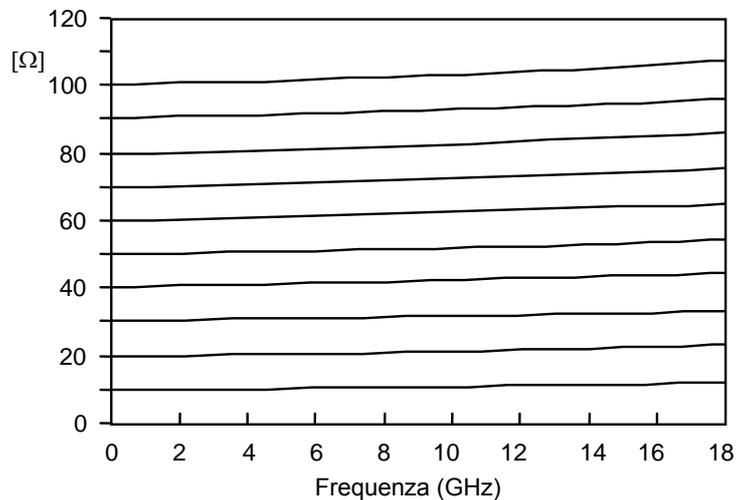


Fig. 4.5

Come evidenziato dalla figura si ha un andamento crescente dell'impedenza caratteristica in funzione della frequenza. Questo è dovuto al fatto che al crescere della frequenza si ha un aumento della permittività efficace, ma una contemporanea riduzione della larghezza efficace. In particolare, con riferimento al denominatore dell'Eq. 4.6, la riduzione della larghezza efficace è più rapida rispetto all'aumento della permittività efficace per cui l'impedenza caratteristica cresce con la frequenza.

Utili informazioni sul comportamento in frequenza della microstriscia possono essere ottenute dall'analisi dell'andamento della costante di fase β in funzione della pulsazione ω (Fig. 4.6). La figura mostra l'andamento per il modo dominante (linea continua) confrontato con quello del modo quasi-TEM (linea tratteggiata).

(**) G. Kompa and R. Mehran: Electron. Lett., vol. 11, 459 - 460, 1975.

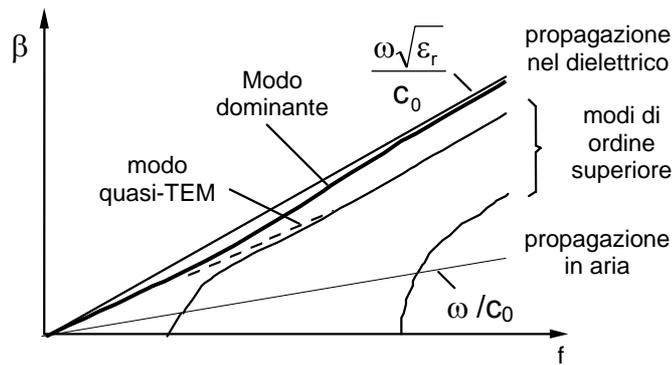


Fig. 4.6

In figura è anche riportata la costante di fase nel caso di microstriscia in aria (ω/c_0) o completamente riempita di dielettrico ($\omega\sqrt{\epsilon_r}/c_0$) (linee sottili)

Come si evince dalla Fig. 4.6, alle basse frequenze l'approssimazione quasi-TEM è ben soddisfatta, al crescere della frequenza comincia a manifestarsi la natura ibrida del modo fondamentale e si ha un comportamento dispersivo.

Continuando a crescere con la frequenza il campo tende sempre più a concentrarsi nel dielettrico ($\epsilon_{eff} \rightarrow \epsilon_r$ e $w_{eff} \rightarrow w$) per cui l'onda diventa effettivamente di tipo TEM (un solo dielettrico).

In figura sono anche riportati gli andamenti qualitativi della costante di fase per alcuni modi di ordine superiore. Le frequenze di taglio di questi modi possono essere ricavate con buona approssimazione utilizzando il modello a piatti piani riportato in Fig. 4.3 (*).

Ad esempio, in Fig. 4.7 sono riportate le linee di forza e l'andamento del campo elettrico trasverso per i modi TE_{10} (Fig. 4.7.a) e TE_{20} (Fig. 4.7.b) nel modello a piatti piani di larghezza w_{eff} .

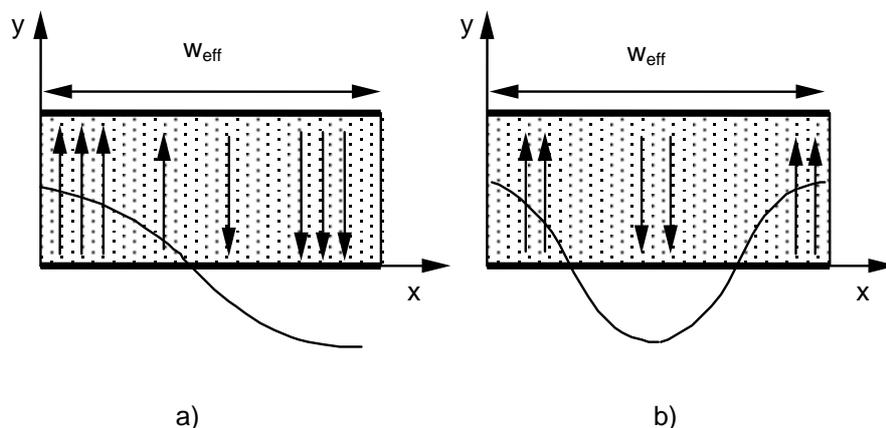


Fig. 4.7

(*) G. Kompa: Doctoral Thesis, University of Aachen, Germany, 1974.

Per questi modi la frequenza critica risulta:

$$f_c(\text{TE}_{10}) = \frac{c/\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{2w_{\text{eff}}} \quad f_c(\text{TE}_{20}) = \frac{c/\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{w_{\text{eff}}} \quad (4.18)$$

Si noti che nelle (4.18) si è supposto di assegnare ai modi di ordine superiore la stessa ϵ_{eff} e w_{eff} del modo TEM. Questa approssimazione è ragionevole per i modi che non presentano variazioni del campo elettrico con la coordinata y .

4.7 Equazioni di sintesi

Le equazioni di sintesi consentono, noto il substrato e l'impedenza caratteristica Z_0 della linea, di dimensionare la larghezza w della microstriscia. Queste relazioni risultano particolarmente utili al progettista dei circuiti a microstriscia. Nel seguito sono riportate le formule proposte da Wheeler (*).

per $w/h < 2$:

$$\frac{w}{h} \cong 4 \left[\frac{1}{2} \exp(A) - \exp(-A) \right]^{-1} \quad (4.19)$$

dove:

$$A = \pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} \frac{Z_0}{120\pi} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (4.20)$$

per $w/h > 2$:

$$\frac{w}{h} \cong \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] + \frac{2}{\pi} [B - 1 - \ln(2B - 1)] \quad (4.21)$$

dove:

$$B = \frac{120\pi^2}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.22)$$

(*) H. A. Wheeler: IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 25, 631 - 647, 1977.

4.8 Perdite

Nella linea a microstriscia le perdite sono dovute essenzialmente alla conducibilità finita dei conduttori e del dielettrico e possono essere tenute in conto tramite il coefficiente di attenuazione α .

L'attenuazione dovuta alle perdite nel conduttore, come anche quella dovuta alle perdite nel dielettrico, è esprimibile in funzione della geometria della linea, della conducibilità e della frequenza. Espressioni approssimate sono state proposte da Gupta et al. (*).

L'attenuazione dovuta alle perdite nei conduttori è esprimibile come:

per $w/h \leq 1$:

$$\alpha_c = 1.38 A \frac{R_s}{h Z_0} \left[\frac{32 - \left(\frac{w_{eq}}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{w_{eq}}{h}\right)^2} \right] \text{ [dB/m]} \quad (4.23)$$

per $w/h > 1$:

$$\alpha_c = 6.1 \cdot 10^{-5} A \frac{R_s Z_0 \epsilon_{eff}}{h} \left[\frac{w_{eq}}{h} + \frac{0.667 \left(\frac{w_{eq}}{h}\right)}{1.444 + \left(\frac{w_{eq}}{h}\right)} \right] \text{ [dB/m]} \quad (4.24)$$

dove:

per $w_{eq}/h \leq 1/(2\pi)$

$$A = 1 + \frac{h}{w_{eq}} \left[1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \left(\frac{2\pi w_{eq}}{t} \right) \right] \quad (4.25)$$

per $w_{eq}/h > 1/(2\pi)$

$$A = 1 + \frac{h}{w_{eq}} \left[1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] \quad (4.26)$$

e R_s rappresenta la resistenza superficiale (v. par. 2.2.b).

(*) K. C. Gupta, R. Garg, and I. J. Bahl: Microstrip Line and Slotline, A. House, 1979.

Le formule (4.23) - (4.24) hanno un limite superiore al variare di w_{eq}/h dato da:

$$\alpha_c = 8.686 \frac{R_s}{Z_0 w} \text{ [dB/m]} \quad (4.27)$$

Le espressioni (4.23) - (4.24) non tenendo conto della rugosità superficiale, sono valide per dielettrici con finitura superficiale pari a zero.

Analogamente, per l'attenuazione dovuta alle perdite nel dielettrico, Gupta et al. (op. citata) hanno fornito delle espressioni approssimate:

$$\alpha_d = 4.43 \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_r - 1} \sigma_d \text{ [dB/m]} \quad (4.28)$$

dove σ_d è la conducibilità dielettrica anche esprimibile come:

$$\sigma_d = 2\pi f \epsilon_r \epsilon_0 \tan \delta \quad (4.29)$$

con δ angolo di perdita.

Nella Fig. 4.8 sono riportati gli andamenti, in funzione della frequenza, dell'attenuazione dovuta al dielettrico per diversi tipi di substrato.

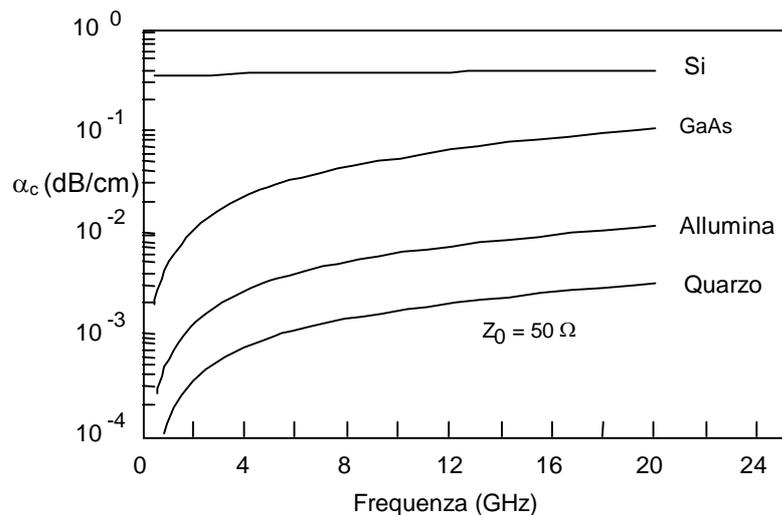


Fig. 4.8

4.9 Massima potenza trasportabile

Sebbene le microstrisce siano principalmente applicate in sistemi di bassa potenza, esse sono in grado di trasportare potenze medie fino ad alcuni kiloWatt. Il limite superiore alla potenza media è fissato essenzialmente dalla conducibilità termica del substrato che determina quanto rapidamente può essere rimosso il calore generato. Come mostrato nella Tab. 4.1, le migliori conducibilità termiche si hanno con l'allumina e con i substrati a semiconduttore con i quali si possono trasportare potenze fino a qualche kiloWatt.

La potenza di picco trasportabile è invece limitata dalla rigidità dielettrica il cui valore è di circa $3 \cdot 10^6$ V/m per l'aria mentre cresce nei dielettrici ($4 \cdot 10^8$ V/m nell'allumina). Tra i punti più critici a questo riguardo vi sono i lati delle metallizzazioni ed eventuali spigoli dove si hanno i più elevati livelli di campo elettrico.