

34 STRUTTURE TEM

Finora abbiamo studiato le proprietà delle cosiddette *equazioni dei telegrafisti*, e determinato le proprietà delle relative soluzioni, quasi senza riferimento alle sottostanti strutture fisiche. Solo per ricavare le equazioni dei telegrafisti, nella forma più semplice, abbiamo considerato una struttura indefinita e omogenea, con due conduttori. E abbiamo utilizzato come esempio il cavo coassiale. Successivamente abbiamo poi visto come l'assenza di certe ipotesi sulla struttura (ad esempio il fatto che i conduttori elettrici fossero perfetti) porta a modifica delle equazioni dei telegrafisti.

In realtà, le equazioni dei telegrafisti sono un modello matematico che può essere utilizzato per descrivere la propagazione virtualmente in tutte le strutture guidanti elettromagnetiche. I parametri di ingresso di questo modello matematico sono nient'altro che le costanti primarie (L, C, R, G) o secondarie (k, Z_c) che entrano nelle equazioni dei telegrafisti.

Quindi, basterà determinare, per una data struttura guidante, le costanti primarie o secondarie per poter descrivere la propagazione in tale struttura mediante equazioni delle linee di trasmissione, e quindi utilizzarne tutte le conoscenze che abbiamo sin qui sviluppato.

Nel seguito vedremo quindi le principali classi di strutture guidanti, le proprietà delle corrispondenti equazioni delle linee di trasmissione, e, per gli esempi più significativi, anche il valore delle costanti primarie o secondarie, che naturalmente dipenderà dalle proprietà geometriche ed elettromagnetiche della struttura. Infine vedremo anche l'effetto delle principali discontinuità longitudinali sulla propagazione.

La prima classe di strutture che consideriamo sono quelle che rispettano le due ipotesi fondamentali di

- struttura con due conduttori
- dielettrico trasversalmente omogeneo

e che quindi posso essere chiamate linee di trasmissione in senso proprio. Dal punto di vista elettromagnetico, la loro caratteristica è che tanto il campo elettrico, quanto quello magnetico, sono sempre completamente trasversi rispetto alla direzione di propagazione. Tali strutture vengono pertanto dette strutture *TEM*. Conseguenza di tale ipotesi è che la velocità di propagazione all'interno di tali strutture coincide esattamente con la velocità della luce nel mezzo che riempie la struttura. La costante di propagazione β vale quindi

$$\beta = \beta_0 \sqrt{\varepsilon_r}$$

dove β_0 è la costante di propagazione della linea in aria e ε_r la costante dielettrica del materiale che riempie la struttura, eventualmente complessa per tener conto delle perdite nel materiale stesso.

Tra le strutture *TEM*, la più utilizzata è senza dubbio il cavo coassiale, che viene spesso utilizzato per la trasmissione di potenza a grande distanza, in quanto la propagazione è tutta confinata tra i due dielettrici, e quindi ha una dissipazione abbastanza piccola, e non dà luogo a interferenze.

L'impedenza caratteristica di un cavo coassiale è stata già ricavata, e vale¹

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{\zeta}{\sqrt{\varepsilon_r}} \log \frac{r_e}{r_i}$$

¹ Si ricorda che, salvo chiara indicazione contraria, i logaritmi sono sempre naturali (base e)

essendo r_e , r_i i raggi esterno e interno del cavo e $\zeta = 377 \Omega$ l'impedenza caratteristica dello spazio libero.

Manca, per la caratterizzazione di una cavo coassiale, la resistenza dovuta alla conducibilità finita dei conduttori, di cui però qui non ci occupiamo.

Occorre però far notare che il modello di propagazione *linea di trasmissione* può essere utilizzato per un cavo coassiale solo purchè la frequenza non sia troppo alta, o più precisamente solo purchè le dimensioni trasverse del cavo coassiale risultino piccole rispetto alla lunghezza d'onda. Poichè un cavo coassiale ha due dimensioni caratteristiche (il raggio interno r_i e quello esterno r_e) non è facile ottenere una espressione semplice della frequenza limite di funzionamento. Una stima conservativa può essere ottenuta richiedendo che la circonferenza media del cavo coassiale sia inferiore a un quarto della lunghezza d'onda nel dielettrico che riempie il cavo. Questo conduce per la frequenza limite f_L al valore

$$f_L = \frac{c_0}{4\pi\sqrt{\epsilon_r}(r_e + r_i)}$$

essendo c_0 la velocità della luce nel vuoto e ϵ_r la costante dielettrica del materiale che riempie il cavo.

I cavi coassiale non si prestano a realizzare circuiti, e perchè la realizzazione di linee con impedenza diversa è abbastanza difficoltoso (richiede dielettrici con varie costanti dielettriche, o la realizzazione di strutture con raggi interni o esterni variabili), e perchè è abbastanza complesso connettere altri tratti di cavo coassiale in serie o in parallelo alla linea principale.

Questi problemi vengono superati utilizzando strutture di tipo planare, ovvero costituite da una piastrina di materiale dielettrico (substrato), sulle cui facce vengono praticate delle metallizzazioni. La principale struttura planare *TEM* è la *stripline*, che è costituita da due substrati dello stesso materiale, e in genere uguali, uniti insieme. La struttura è completamente metallizzata alle due estremità, mentre al centro tra i due substrati è posta una ulteriore metallizzazione che ha lo stesso ruolo del conduttore centrale di un cavo coassiale, ovvero quello di guidare il campo elettromagnetico.

Poichè le due metallizzazione esterne sono idealmente infinite, esse sono allo stesso potenziale (il potenziale nullo dell'infinito) e quindi equivalgono a un unico conduttore. In un certo senso, si può quindi dire che una stripline è l'equivalente planare di un cavo coassiale.

L'impedenza caratteristica di una stripline dipende esclusivamente dal rapporto tra la larghezza W della linea di guida e lo spessore del substrato. Poichè quest'ultimo è fissato, è possibile modificare l'impedenza caratteristica di una stripline semplicemente agendo su W .

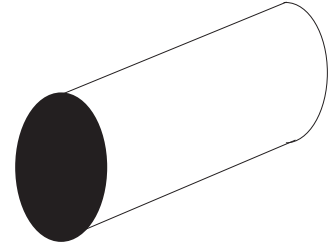


Fig 1: Cavo coassiale

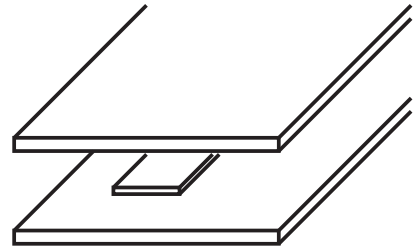


Fig 2: Stripline

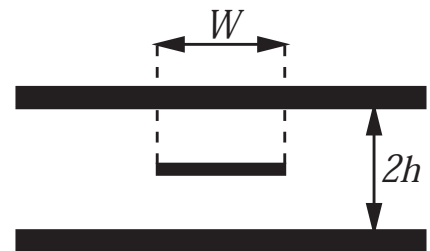


Fig 3:
Geometria di una stripline

Risulta inoltre molto semplice collegare in uno stesso nodo tre o più linee in parallelo, in modo da realizzare divisori oppure stub. Non è invece possibile collegare stub in serie.

Uno svantaggio delle stripline è che non è possibile determinare in maniera semplice la distribuzione del campo all'interno di tale struttura, diversamente, ad esempio, da un cavo coassiale. Infatti, nonostante una stripline assomigli ad un condensatore a facce piane parallele, il campo non risulta concentrato sotto la strip centrale (come in Fig. 4a), ma deborda lateralmente (Fig. 4b).



Fig.4: Campo elettrico di un condensatore a facce piane parallele (a sinistra) e campo elettrico vero di una stripline (a destra).

LA capacità di una stripline è quindi maggiore, e di questo se ne può tenere conto introducendo una *larghezza efficace* W_e , definita in modo che la capacità della stripline di larghezza W sia pari a quella di un condensatore a facce piane parallele di larghezza W_e :

$$C = \epsilon_r \frac{W_e}{h}$$

Di conseguenza l'impedenza della stripline vale

$$Z_0 = \frac{1}{2} \frac{\zeta}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{h}{W_e}$$

dove il fattore $1/2$ tiene conto che ci sono due condensatori di larghezza W_e , uno sopra e uno sotto.

Ovviamente il problema è spostato al calcolo di W_e . Da una analisi matematica del problema si trova che, per una strip infinitamente sottile ¹, la larghezza equivalente è molto ben approssimata da

$$W_e = W + \frac{4 \log 2}{\pi} h$$

Questo concetto della larghezza efficace è utile in molti casi, ed è quindi ampiamente usato. Ad esempio si assume che due stripline affiancate interagiscano in maniera consistente se la loro distanza è tale che stripline di larghezza W_e si sovrappongano, e sono invece abbastanza indipendenti se ciò non avviene.

Per quanto riguarda i piani di massa, questi dovrebbero essere infiniti. Tuttavia si assume che se la distanza tra la stripline e il bordo di piani di massa è di almeno 6 volte la dimensione della zona centrale (ovvero del più grande tra W ed h), allora il piano di massa

¹ Lo spessore tipico della metallizzazione è di 30–50 μm . L'ipotesi di metallizzazione infinitamente sottile è una ragionevole approssimazione solo se W risulta molto più grande dello spessore, altrimenti occorre utilizzare espressioni più complesse che tengono conto anche dello spessore.

si comporta come se fosse infinito. Per distanze più piccole, ovviamente, l'approssimazione insita nel considerare infinito un piano di massa che è in realtà finito risulta via via meno buona. Comunque tale approssimazione risulta accettabile se la distanza è di almeno 4 volte la dimensione della zona centrale.

Anche la frequenza limite può essere calcolata a partire da W_e . Si trova che la frequenza limite deve essere significativamente più piccola (60%–70%) di

$$f_L = \frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}W_e}$$

Ad esempio una stripline in Teflon ($\varepsilon_r = 2.2$) con larghezza pari a 5 mm può essere usata sino a una frequenza limite di circa 14 GHz, avendo utilizzato un margine di sicurezza del 30%. Per alzare la frequenza limite occorre ridurre la larghezza della stripline. Ciò è possibile, mantenendo inalterata l'impedenza, solo se si riduce proporzionalmente lo spessore del substrato. Si vede cioè che lo spessore del substrato va scelto sulla base della massima frequenza a cui si vuole utilizzare la struttura, oltrechè per considerazioni di tipo economico e costruttivo. Stripline a frequenze molto elevate (100 GHz o più) richiederebbero substrati molto sottili. Poichè tali substrati sono di difficile realizzazione (e di conseguenza costosi), ne segue che a tali frequenze si preferisce utilizzare strutture guidanti diverse.

Il principale svantaggio dell'uso di una stripline è la necessità di avere un ulteriore piano di massa al di sopra della struttura. Oltre a una certa maggiore difficoltà realizzativa, e al maggior costo dovuto al substrato di elettrico che va posto sopra le linee di guida, quest'ulteriore piano di massa impedisce completamente l'inserzione di componenti concentrati (sia passivi, sia attivi), e, inoltre, non consente una messa a punto del circuito, mediante modifica meccanica delle linee di guida (eliminazione o aggiunta di metallizzazione).

35 MICROSTRIP

Gli svantaggi della stripline sono legati alla presenza del secondo substrato e relativo piano di massa. Ovviamente questi inconvenienti possono essere superati eliminando completamente sia il dielettrico superiore, sia il piano di massa di chiusura, ottenendo una struttura che prende il nome di microstriscia o *microstrip*. Naturalmente, per una tale struttura, l'ipotesi di dielettrico trasversalmente omogeneo cade in quanto il campo elettromagnetico si sviluppa in parte tra la microstriscia di guida e il piano di massa inferiore (quindi nel dielettrico), e in parte al di sopra della microstriscia stessa, quindi nel vuoto. La propagazione in una microstrip non può quindi essere di tipo *TEM*, almeno se la frequenza è maggiore di zero, il che è ovviamente il caso che ci interessa.

Se però le dimensioni trasverse della struttura (W ed h) sono considerevolmente più piccole della lunghezza d'onda il campo elettromagnetico in una microstrip è molto simile a un campo *TEM*, nel senso che le componenti longitudinali del campo elettrico e del campo magnetico sono molto più piccole di quelle trasverse. Questo tipo di campo prende il nome di campo *quasi-TEM*, e esiste, più o meno con le stesse caratteristiche, non solo in una microstrip, ma in qualunque struttura planare con dielettrico non omogeneo, purchè tale struttura supporti, a frequenza nulla, un campo elettrostatico.

Oltre ad avere le componenti longitudinali dei campi molto più piccole di quelle trasverse, la principale caratteristica di un campo *quasi-TEM* è di avere una costante di propagazione sostanzialmente indipendente dalla frequenza, e intermedia tra le costanti di propagazione dei materiali che riempiono la struttura stessa. Se cominciamo considerare strutture prive di perdite, la costante di propagazione β viene normalmente scritta nella forma

$$\beta = \sqrt{\varepsilon_e} \beta_0$$

dove β_0 è la costante di propagazione nel vuoto alla stessa frequenza, e la *costante dielettrica efficace* ε_e assume un valore intermedio tra le costanti dielettriche relative dei vari mezzi.

Più precisamente si può dire che la costante dielettrica efficace è una media di queste costanti dielettriche, pesata al sulla base del campo elettrico. In altri termini, nel calcolare tale media, le zone in cui il campo elettrico è elevato pesano più delle zone in cui il campo elettrico è piccolo. Nel caso di una microstrip, poichè il campo elettrico (Fig. 3) è principalmente concentrato tra la striscia metallica di guida e il piano di massa, la costante dielettrica efficace risulta più vicina alla costante dielettrica del

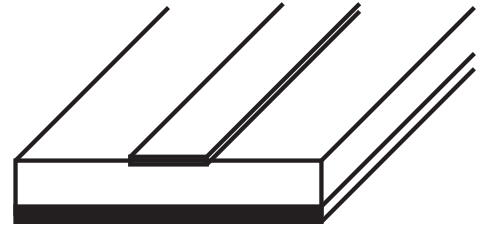


Fig 1: Microstrip

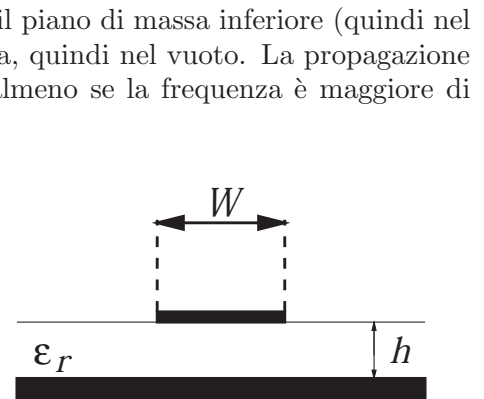


Fig 2:
Geometria di una microstrip

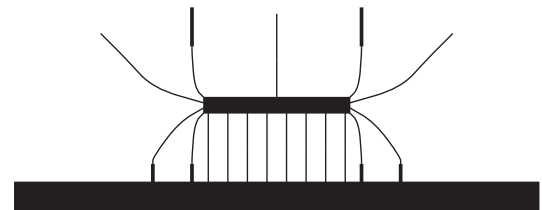


Fig 3:
Campo di una microstrip

substrato piuttosto che a 1 (costante dielettrica relativa dell'aria). Ovviamente, quanto più è larga la striscia di guida rispetto allo spessore del substrato, tanto più il campo risulta confinato all'interno del substrato stesso, e quindi tanto più la costante dielettrica efficace si avvicina a quella relativa del substrato.

Esistono, sia per una microstrip, sia per tutte le altre strutture *quasi-TEM*, un certo numero di espressioni approssimate che legano la costante dielettrica efficace ai parametri geometrici ed elettromagnetici della struttura. Tali espressioni hanno precisioni diverse, e complessità diversa: normalmente le formule più precise sono anche quelle più complesse. Noi qui ci limitiamo a considerare solo il caso di una microstrip per la quale una espressione sufficientemente precisa della costante dielettrica efficace è:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} + \Xi \left(\frac{W}{h} \right) \right]$$

dove

$$\Xi \left(\frac{W}{h} \right) = \begin{cases} 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 & \frac{W}{h} < 1 \\ 0 & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$$

Da tale espressione, e l'andamento della costante dielettrica equivalente al variare di W/h riportato in figura 4 si vede immediatamente quando detto sopra relativamente alla interpretazione della costante dielettrica efficace come media pesata delle costanti dielettriche relative. ε_e risulta maggiore della media aritmetica delle costanti dielettriche relative (il primo termine), ed è tanto maggiore quanto più grande è il rapporto W/h , che (sotto radice) risulta a fattore del secondo addendo.

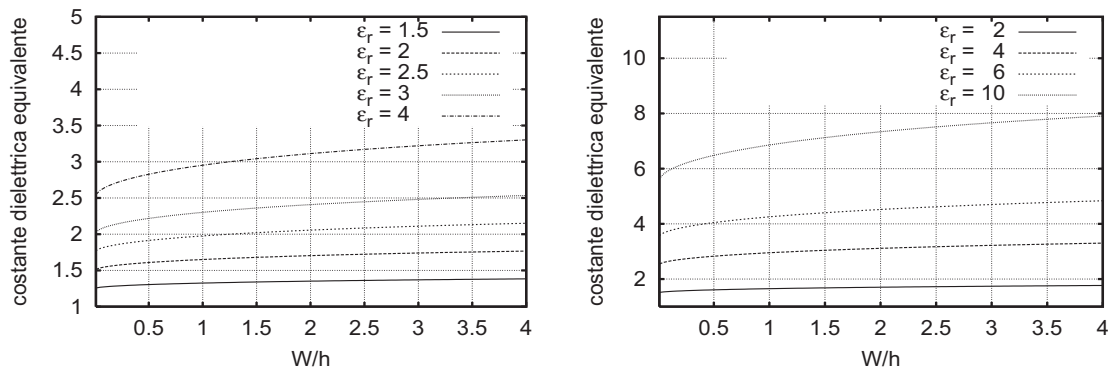


Fig 4: Andamento della costante dielettrica equivalente per una microstrip

Per linee molto larghe ($W \gg h$), la costante dielettrica equivalente tende ad ε_r . Ha quindi interesse la differenza tra ε_e e ε_r , che è mostrata nella figura 5.

La costante dielettrica efficace può anche essere espressa tramite il cosiddetto *fattore di riempimento* q , definito da

$$\varepsilon_e = q \cdot \varepsilon_r + (1 - q) \cdot 1$$

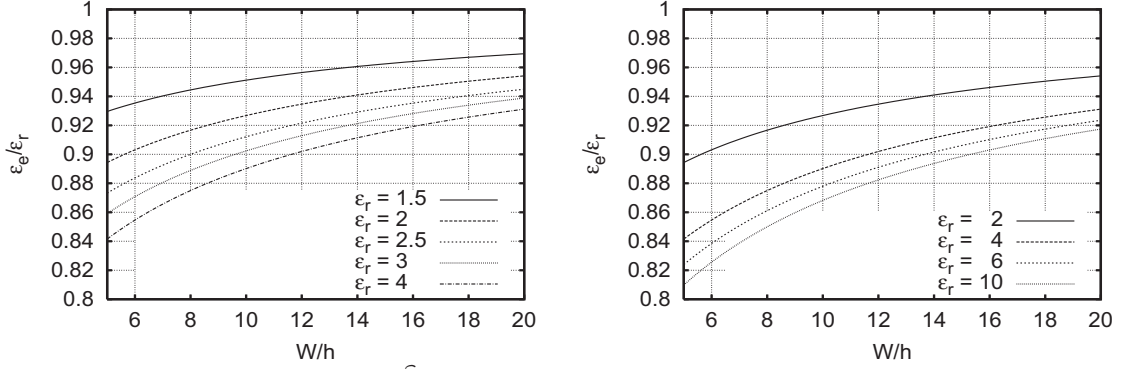


Fig 5: Valore di $\frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_r}$ per microstrip molto larghe ($W \gg h$).

e che risulta tanto più grande quanto più il campo è concentrato all'interno del dielettrico.

Per quanto riguarda l'impedenza di una microstriscia, questa è legata, oltre che alla costante dielettrica efficace, anche al rapporto tra la larghezza della linea e lo spessore del substrato. Analogamente alle stripline, anche per una microstriscia è utile definire una larghezza efficace W_e , con la quale è possibile esprimere l'impedenza caratteristica nella forma

$$Z_0 = \frac{\zeta}{\sqrt{\varepsilon_e}} \frac{h}{W_e}$$

Per calcolare la larghezza efficace, possono essere utilizzate le equazioni seguenti, in dipendenza dal valore di W/h :

$$\begin{cases} W_e = W + \left[1.393 + 0.667 \log \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right] h & W > h \\ W_e = \frac{2\pi}{\log \left[\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right]} h & W < h \end{cases}$$

Come già detto per ε_e , queste sono espressioni approssimate, ricavate a partire dai risultati di analisi elettromagnetiche accurate, adattando a tali risultati delle espressioni semplici. In particolare, le espressioni precedenti, e le altre che vedremo, forniscono risultati con un errore massimo del 2%.

La larghezza efficace è evidentemente maggiore della larghezza fisica, ma la differenza dipende anche da W . Per microstrip abbastanza sottili ($W < 2h$), tale differenza è prossima a $2h$, e poi aumenta con W . In Fig. 6 è riportata la differenza normalizzata tra la larghezza efficace e quella vera, limitatamente al caso di microstrip larghe.

Anche per le microstrip la larghezza efficace può essere utilizzata per valutare se due microstrip parallele interagiscono oppure no.

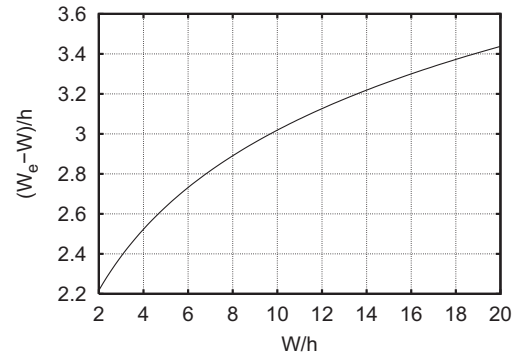


Fig 6: Allargamento di una microstrip

Una altra differenza sostanziale tra microstrip e stripline è nella sintesi, ovvero nella determinazione della larghezza W necessaria per ottenere una data impedenza. Nel caso di una stripline, il procedimento è molto semplice, mentre la dipendenza di ε_e da W in una microstrip rende molto più complicato invertire le equazioni di analisi.

Sono quindi state sviluppate delle equazioni di sintesi, che forniscono direttamente W in funzione della impedenza Z_0 che si vuole realizzare. Quelle che utilizzeremo dipendono dal valore della impedenza da sintetizzare e sono,

$$Z_0\sqrt{\varepsilon_e} > 89.91$$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp A}{\exp(2A) - 2}$$

$$Z_0\sqrt{\varepsilon_e} < 89.91$$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \log(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\log(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\}$$

Le grandezze A e B valgono, rispettivamente

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right]$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}$$

Si noti che la scelta tra le due equazioni di sintesi dipende da un parametro incognito, ovvero ε_e , che dipende da W . Poichè $\varepsilon_e < \varepsilon_r$, se $Z_0\sqrt{\varepsilon_r} < 89.91$, può comunque essere usata la seconda. Negli altri casi andrebbero utilizzate entrambe, per vedere, *a posteriori*, quale delle due è applicabile. Tuttavia una stima del valore di ε_e è possibile (vedi Fig. 4,5), e quindi, in genere, è possibile valutare quale delle due equazioni è probabilmente quella da utilizzare.

36 PERDITE NELLE MICROSTRIP

La presenza di perdite nel dielettrico o nel metallo conduce evidentemente ad una dissipazione di potenza. Esaminiamo in dettaglio i due meccanismi.

Le perdite nel dielettrico possono essere modellate tramite una σ_d oppure una parte immaginaria di ε_r . Non è però possibile utilizzare le espressioni generali delle linee con perdite nel dielettrico (che invece valgono nei cavi coassiali e nelle stripline) in quanto le perdite ci sono solo in parte della sezione trasversa.

Se ne può tener conto (analogamente a quanto fatto per la costante dielettrica) introducendo nel calcolo della costante di propagazione una conducibilità efficace σ_e , media pesata delle conducibilità delle due zone, che può essere semplicemente calcolata tramite il fattore di riempimento