

Laboratori Nazionali di Frascati

LNF-64/57 (1964)

M. Coli: DIELETTRICO SOTTILE E LINEE DI RITARDO MICROSTRIP.

Estratto da: Rendiconti della LXV Riunione Annuale dell'AEI,
Palermo 1964.

M. COLI (*)

Si presentano due nuove possibilità di costruzione delle linee di ritardo microstrip per applicazioni in circuiti di elettronica rapida a semiconduttori. Una è un modo per ottenere il dielettrico sottile ad elevata costante relativa per realizzare piccoli ingombri o ritardi (linee su supporto anodizzato), l'altra è una struttura nuova di linea di trasmissione (linea con massa a pettine) che ha fornito buoni risultati sotto diversi punti di vista.

Oltre ad un riassunto delle proprietà generali delle linee microstrip, si forniscono mezzi di calcolo adatti a prevederne il ritardo, l'impedenza caratteristica e le perdite.

INTRODUZIONE.

L'idea di utilizzare delle linee a trasmissione TEM nel campo delle frequenze radio onde corte è nota da tempo [1] e la possibilità di costruirne in modo semplice ed economico nella forma di « filo sulla massa » o di « microstrip su massa diffusa » ha aperto la strada a tecniche nuove nel campo delle microne [2]. Si è mostrato [3], come per le microstrip la trasmissione alle frequenze della banda S, non si discosti molto da quella TEM pura, mentre l'attenuazione più grande che in altri mezzi, non sembrava ponesse limiti alle pratiche utilizzazioni di tali componenti.

TIPI E PROPRIETÀ DELLE LINEE.

La prima difficoltà che si pone all'uso delle linee « aperte » in alta frequenza è quella delle perdite per irradiazione. Queste possono calcolarsi, per linee in aria [1], con spaziatura, fra conduttore e piano di massa, piccola in confronto alla lunghezza d'onda λ , con la: $P_r/P = 320/Z_0 (\Pi h/\lambda)^2$ (P è la potenza trasmessa). Per una linea come in fig. 1 a, per $h = 0.64$ mm, $Z_0 = 50$ alla frequenza ($f = v/\lambda$) di 5000 MHz, il rapporto $P_r/P = 23$ dB. Se la potenza dello spazio adiacente lo investe completamente, l'efficienza di antenna di un filo parallelo è -23 dB; dunque l'accoppiamento per radiazione fra fili paralleli è pari a -46 dB. Per i tipi di fig. 1 b sono stati misurati [2], fra due striscie separate di circa $3/8$ di lunghezza d'onda, valori dell'accoppiamento pari a -35 dB.

Tale accoppiamento può essere ridotto riducendo h (secondo una legge quadratica) ma, per mantenere l'impedenza Z_0 , occorre diminuire il diametro b (o la larghezza della striscia, fig. 1 b), aumentando conseguentemente le perdite della linea, ciò che può anche non essere fondamentale per tratti corti, o ritardi brevi. Un effetto di second'ordine, al diminuire di h , è quello di « prossimità » [4] dovuto all'aumento di concentrazione di campo sul piano di massa, che aumenta le perdite.

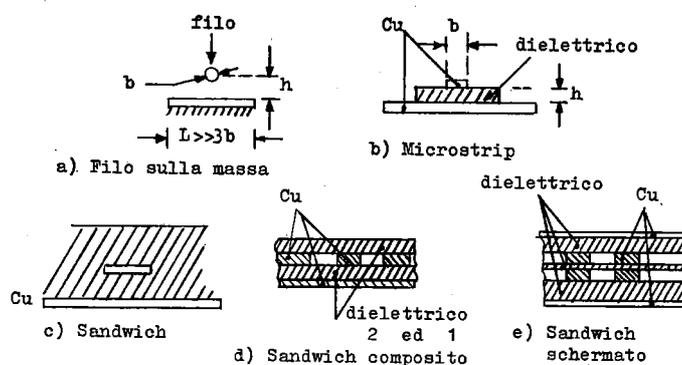


Fig. 1

Scopo di questo lavoro è mettere in risalto alcuni modi di realizzazione di linee di ritardo microstrip.

Nell'elettronica rapida a semiconduttori per la quale, la miniaturizzazione, la necessità di compattezza nei circuiti modulari e l'uso di linee di formazione e di ritardo, si rende quanto mai auspicabile l'applicazione delle tecniche suddette. Si mettono dunque in evidenza due nuove possibilità: una tecnologica (linee su supporto anodizzato) e l'altra di formazione strutturale (linee con massa a pettine).

La distribuzione della potenza in transito sulla linea nello spazio che la contorna può essere calcolata [5] in modo approssimato per un certo valore del rapporto b/h . La conclusione più interessante è che quasi tutta la potenza è compresa entro la regione di larghezza pari a circa $3b$ per valori grandi di b/h . Risulta perciò inutile, da un punto di vista realizzativo, distanziare, più di tre volte la larghezza, i diversi conduttori fra di loro.

Per l'attenuazione di una linea come in fig. 1 a, il calcolo fa prevedere perdite inferiori a quella dei cavi coassiali, se il dielettrico è aria. Le misure sperimentali mostrano dei valori di perdita più elevati. In generale con questi tipi di linee si hanno perdite strettamente confrontabili con quelle dei cavi coassiali.

(*) Dott. Ing. M. COLI - Laboratori Nazionali di Frascati del CNEN - Gruppo Elettronica.

La trasmissione TEM pura [5] in queste linee è comoda guida al calcolo delle loro caratteristiche.

Un requisito fondamentale per la trasmissione secondo il modo TEM è che il dielettrico sia omogeneo.

Se il dielettrico è composito possiamo notare in modo elementare che le riflessioni totali sulle superfici di discontinuità, danno luogo ad una propagazione di caratteristiche diverse da quella TEM, che si attenua rapidamente [6].

Nel caso di dielettrico composito poco si sa circa il valore da assegnare alla costante dielettrica « equivalente ». Misure del rapporto λ_o/λ_g (λ_o lunghezza d'onda del modo TEM e λ_g lunghezza d'onda di fase misurata) e della dispersione di tale rapporto, sono state eseguite, sia per le microstrip che per le linee di fig. 1 c, che molto meglio approssimano la condizione di dielettrico omogeneo (linee a sandwich). Le misure di λ_g per linee sandwich a strati sovrapposti di dielettrico hanno confermato valori sempre più vicini a λ_o all'aumentare dello spessore del dielettrico sovrapposto. Le misure hanno pure mostrato che, definito $\epsilon = (\lambda_o/\lambda_g)^2$ (equivalente), esso aumenta all'aumentare degli strati, mentre con la frequenza il rapporto λ_o/λ_g è circa costante. Z_o può essere espressa come una costante divisa per C (capacità per unità di lunghezza), ossia Z_o e C sono invarianti in funzione della frequenza [3].

È stato da noi verificato, e se ne dà conferma nella letteratura [7] per esperienze analoghe eseguite, che la diminuzione della larghezza del conduttore provoca una diminuzione del ritardo rispetto al teorico TEM: $t_d = l/v = l \sqrt{\epsilon/c}$, (v = velocità di fase e c = velocità della luce). Questo fatto risulta assolutamente nuovo e difficilmente giustificabile con quanto sopra fatto notare. Probabilmente al diminuire di b aumenta l'eccitazione dei « modi guidati » di velocità di fase maggiore della velocità TEM. L'effetto di prossimità aumenta probabilmente anche le perdite in modo notevole.

Una struttura simmetrica può essere formata (vedi fig. 1 d) costruendo due microstrip sulle due facce di un dielettrico di supporto, parallelolandole in modo da costituire una struttura equipotenziale. Il dielettrico viene disposto al di sopra della linea fra ciascuna delle facce ed un piano metallico di massa. La struttura schermata si presenta molto simile ad un coassiale a dielettrico omogeneo (linea a sandwich schermata).

Un altro tipo di linea è ottenuto includendo un foglio di dielettrico di spessore opportuno fra una piastra metallica (rame, alluminio) ed il dielettrico con sopra la linea stampata. La struttura che si ottiene è quella di una linea a sandwich con dielettrico disomogeneo, in generale (sandwich composito). Il pericolo di tali strutture molto semplici, robuste e riproducibili è che vi siano inclusioni di sacche d'aria fra il dielettrico e la linea. Queste, mentre non costituiscono una difficoltà per la trasmissione di potenza [3], provocano un aumento del rapporto di onde stazionarie presentandosi come discontinuità localizzate. In realtà se le superfici non sono grandi ed è possibile esercitare un bloccaggio meccanico dall'esterno, lo spessore del rame del laminato commerciale (35μ) è già sufficiente perchè la pressione specifica non permetta inclusione d'aria.

Un altro modo per ottenere lo stesso tipo di linea è quello di evaporare la linea sul dielettrico indi formarne un doppio sandwich con un altro strato di dielettrico, aggiungendo due piastre metalliche esterne di massa che rendono così la struttura completamente schermata.

LINEA CON MASSA A PETTINE.

Parliamo finalmente di una struttura nuova, sperimentata con successo. In essa (vedi fig. 2) il conduttore della linea è attorniato da due striscie di guardia riportate alla massa (fig. 3) che entrano quindi a pettine

entro le spire successive della linea. Il flusso elettrico può dividersi in due componenti abbastanza distinte fra di loro: una (φ_1) che interessa il conduttore e le masse di guardia, l'altra (φ_2) compresa fra il conduttore e la massa diffusa. Si può creare ancora un sandwich con un dielettrico di costante dielettrica relativa uguale a quella del supporto in modo da ridurre il più possibile le dissimmetrie. Si può anche ottenere una linea senza la massa diffusa riducendo in tal modo a zero la componente φ_2 (microstrip a conduzione superficiale). Risulta però difficile ottenere impedenze caratteristiche $< 100 \Omega$ (vedi fig. 7).

Il calcolo dell'impedenza caratteristica è stato effettuato indicativamente, fondandosi sulla suddivisione dei flussi. Per simmetria consideriamo due conduttori vicini (larghezza d , distanza a , fig. 2 b) e paralleliamoli ai conduttori simmetrici. Il dielettrico non è omogeneo al di sopra e al di sotto della linea; possiamo tuttavia assumere un valore della costante dielettrica relativa, medio fra i due dielettrici. Infine occorre parallelare l'impedenza della striscia verso la massa diffusa (flusso φ_2). Il calcolo così eseguito è solo orientativo ma conduce ad un accordo entro il 20% con l'impedenza misurata.

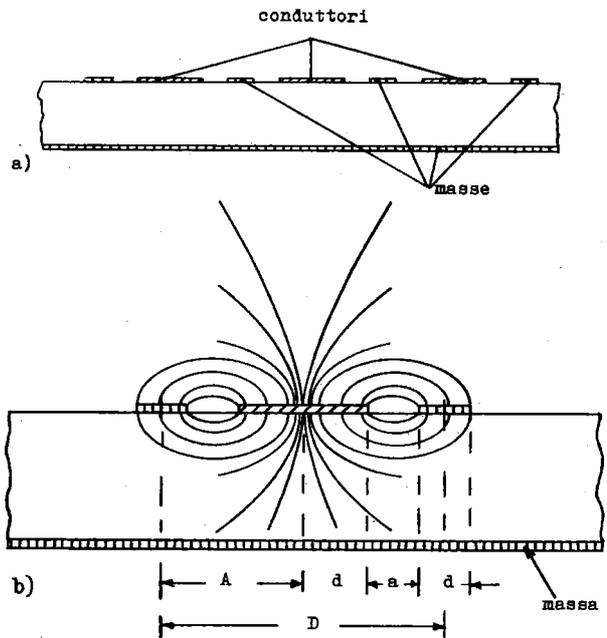


Fig. 2

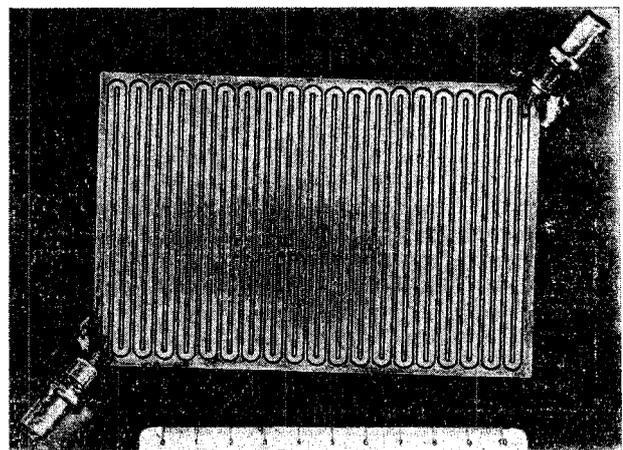


Fig. 3

PREVISIONE DEL RITARDO, DELL'IMPEDENZA E DELLE PERDITE.

Tutti i tipi di linea di cui abbiamo parlato possono riportarsi come calcolo ad una linea microstrip a dielettrico omogeneo come quella di fig. 4. Per essa riportiamo le formule per la impedenza caratteristica come calcolate in [8] (*).

$$Z_o = \frac{Z_o'}{1 + \frac{2h}{\Pi b} \left[\ln \left(1 + \frac{\Pi b}{2h} \right) + 1 \right]} \quad (1)$$

$$Z_o' = \frac{h}{b} \left(\frac{\mu}{\epsilon} \right)^{1/2} = \frac{h}{b} \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} \left(\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \right) = 377 \frac{h}{b} \left(\frac{\mu_r}{\epsilon_r} \right)^{1/2}$$

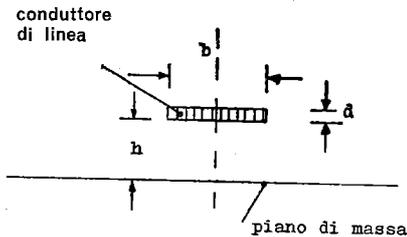


Fig. 4

Tali espressioni non cambiano per gli spessori di conduttore di pratica realizzabilità ($b \ll h \ll d$). Un

in cui f è espressa in MHz e A è data dal grafico di fig. 6.

L'attenuazione dovuta al dielettrico si può calcolare con [9]:

$$a_d = 0,915 \cdot f \left(\frac{\epsilon}{\epsilon_1} \right) \cdot \sqrt{\epsilon_r} \quad (\text{dB/m}); f \text{ in MHz} \quad (3)$$

essa è indipendente dalla geometria dei conduttori. ϵ/ϵ_1 è la cotangente dell'angolo di perdita avendo supposto la costante dielettrica complessa espressa come $\epsilon' = \epsilon + j\epsilon_1$.

In fig. 5 sono riportati in funzione del rapporto b/h , i valori di Z_o^v per linee formate da conduttori paralleli nel vuoto a simmetria verticale [vedi (1)]. Tali diagrammi insieme a quelli della fig. 7 [9], che danno la Z_o^l per due conduttori paralleli nel vuoto a simmetria laterale, servono per il calcolo dell'impedenza della linea con massa a pettine. Assumendo infatti per il dielettrico omogeneo equivalente, una

$$\epsilon_r' = \left(\frac{1 + \sqrt{\epsilon_r d}}{2} \right)^2$$

essendo ϵ_{rd} la costante relativa per il dielettrico di formazione (per la resina epossidica e tessuto di vetro $\epsilon_{rd} \approx 5$) (**), si ha per l'impedenza della linea:

$$Z_o = \frac{Z_{od}^v \cdot Z_{od}^l}{Z_{od}^v + Z_{od}^l} = \frac{Z_o^v Z_o^l}{\sqrt{\epsilon} Z_o^l + (1 + \sqrt{\epsilon_{rd}}) \frac{Z_o^v}{Z}} \quad (4)$$

$Z_o^v(\alpha)$

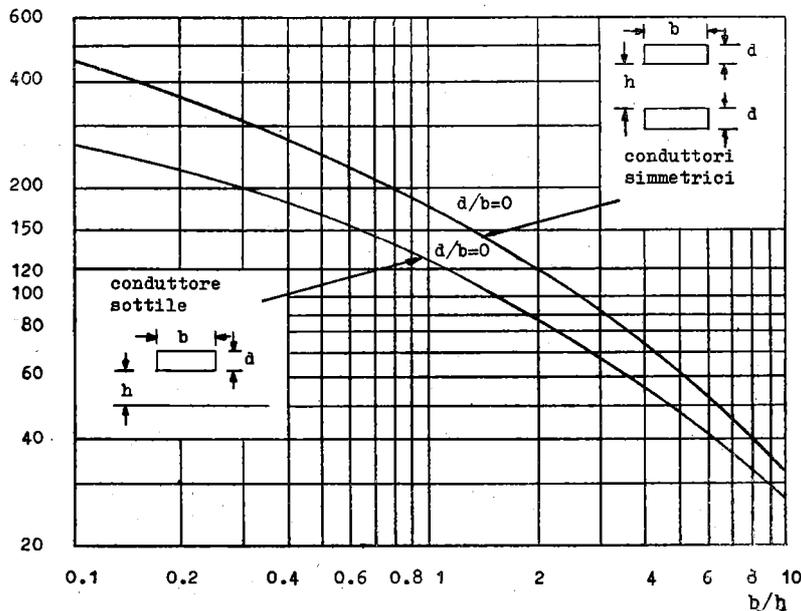


Fig. 5

andamento di Z_o in funzione di b/h appare in fig. 5 [5] per una linea in aria. Le perdite nel conduttore di rame si esprimono in dB/m mediante [9]:

$$a_{Cu} = 2,38 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{A}{h} \sqrt{f \epsilon_r} \quad (\text{dB/m}) \quad (2)$$

(*) Un tracciamento più rigoroso delle linee di forza del campo che conduce ad un'espressione un po' diversa (circa il 10%) compare in [9].

(**) Infatti se Y_o^l e Y_{od}^l sono rispettivamente le ammettenze caratteristiche senza e con dielettrico di costante relativa ϵ_{rd} , risultando le zone simmetriche una con dielettrico e l'altra senza, si ha, per il campo di frequenze d'interesse:

$$\sqrt{\epsilon_r} y_o^l = y_{od}^l = \frac{y_o^l}{2} + \frac{y_o^l}{2} \sqrt{\epsilon_r d} = \frac{y_o^l}{2} (1 + \sqrt{\epsilon_r d})$$

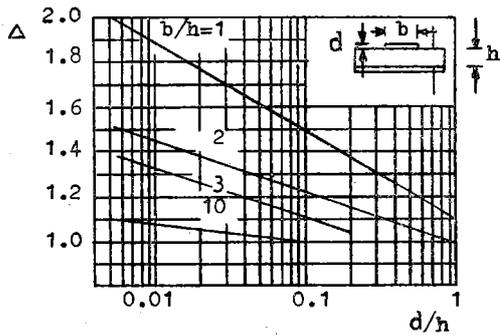


Fig. 6

in cui Z_{od}^v, Z_{od}^l sono le impedenze caratteristiche delle linee a simmetria verticale e laterale con dielettrico (ϵ_{rd}).

Per il calcolo dell'impedenza delle linee tipo sandwich schermato si può ricorrere o ad un ragionamento sulla simmetria speculare di una struttura come quella di fig. 1 b (microstrip) con quella della fig. 1 d (sandwich schermato) oppure si può ricorrere al grafico della fig. 8 che fornisce risultati [9] in buon accordo con le misure sperimentali.

Il ritardo specifico (ns/m) per tutti i tipi di linee considerate viene calcolato come se la velocità di fase fosse indipendente dalla frequenza (assenza di dispersione):

$$\tau_s = \frac{1}{v} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{C}; \quad (5)$$

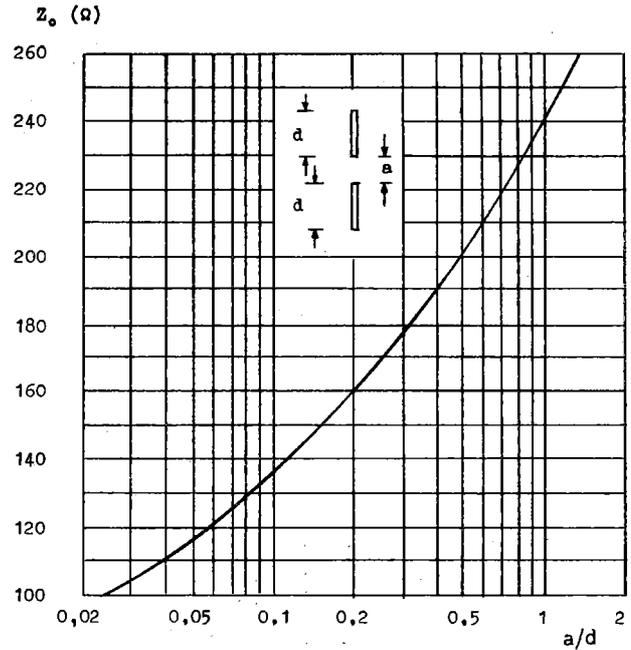


Fig. 7

LINEA SU SUPPORTO ANODIZZATO.

Un tipo di linea microstrip che si è dimostrata interessante compare nella foto di fig. 9. È infatti possibile, utilizzando un dielettrico di costante relativa elevata (10 nel caso dell' Al_2O_3), realizzare ritardi specifici

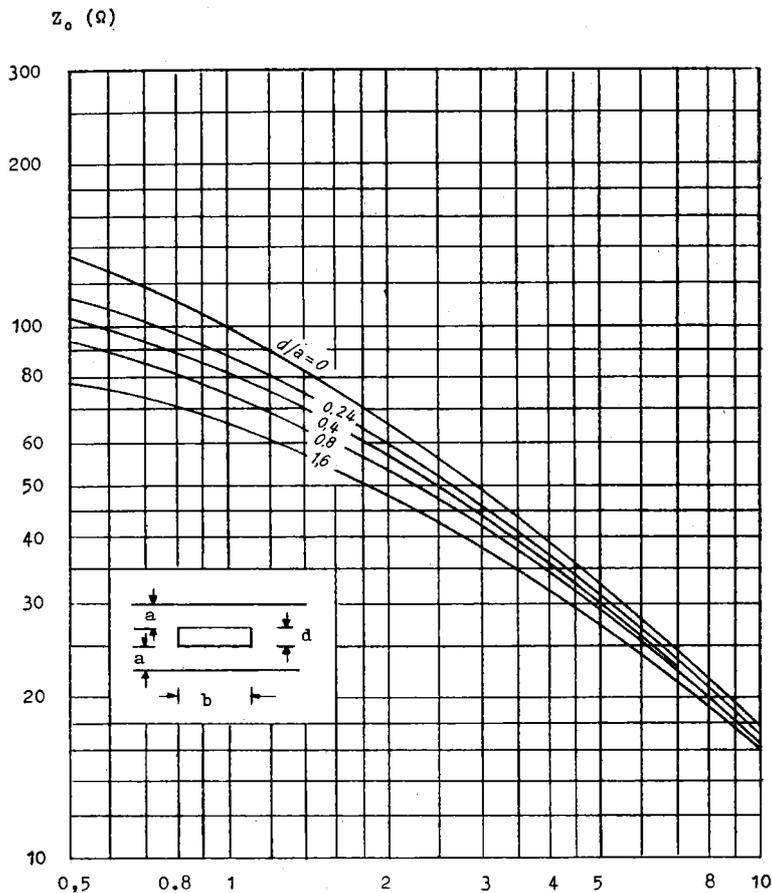


Fig. 8

elevati. Nel caso di una linea $Z_0 = 50 \Omega$, costruita con dielettrico Al_2O_3 , il ritardo specifico è circa 8 ns/m. Il valore elevato di ϵ_{rd} permette di ridurre anche il valore di b , ossia di ottenere una linea di piccolissimo ingombro (alta densità di ritardo, in ns/cm³). Il limite è dato dal processo tecnologico impiegato. Per un attacco chimico del rame (o argento) dello strato su cui viene formato il conduttore, si può sperare in una buona definizione fino a valori di b di circa 50 μ . Per

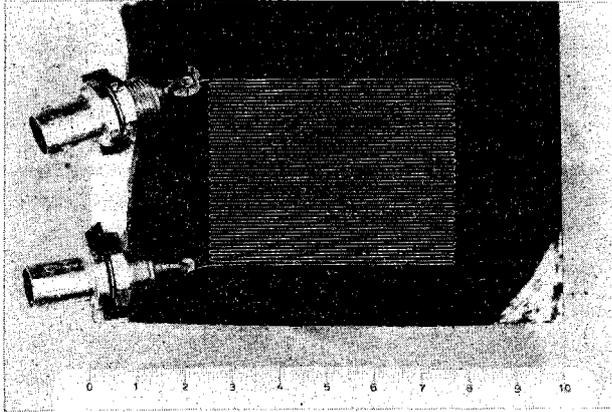


Fig. 9

$Z_0 = 50 \Omega$, $\epsilon_r = 10$, deve essere $h \approx b$. Lo strato di Al_2O_3 è ottenuto anodizzando la piastra di Al che forma il conduttore di massa. Chiudendo i pori della superficie anodizzata con materiale plastico isolante si può procedere ad un'evaporazione di circa 10 μ di Cu od Ag uniforme (la mascheratura è difficile e non permette larghezze b superiori a 100 μ).

Lo strato evaporato è arricchito galvanicamente fino ad uno spessore di 100 μ indi trattato con le tecniche del circuito stampato per ottenere il microstrip. La striscia risulta sufficientemente aderente ed è ancora possibile un arricchimento galvanico (oltre 200 μ). Si sono ottenute con tale dielettrico (vedi la Tabella 1) linee di buona qualità con densità di ritardo elevata (> 5 ns/cm). Il ritardo specifico è inferiore al calcolato [secondo la (5)] per le ragioni esposte (b piccolo), mentre le perdite sono assai più elevate di quelle calcolate con le (3) e (4), forse per effetto di prossimità.

RISULTATI.

Sono state realizzate numerose linee microstrip dei diversi tipi descritti.

Ogni esemplare realizzato è stato calcolato servendosi delle formule e dei grafici dati prima.

Maggiore attenzione è stata data alle linee su supporto anodizzato ed a quelle con massa a pettine. Nella Tabella 1 compaiono alcuni risultati tipici ottenuti.

TABELLA 1

Rif.	Tipo	Dielet-	Lungh. tot. (m)	Ritardo spec. τ_s (ns)	Atten. α' (dB/m)	Freq. limit. Banda (MHz)	Atten. (impuls.) α'' (dB/ns)	Dens. ritar. (ns/cm ³)	Note tecnolog.
a	Supporto anodizz.	Al_2O_3	2,7	8,0	1,1 ⁽¹⁾	100	-0,07	4 ÷ 10	60 μ Al_2O_3 , Rame 35 μ + argentatura 50 μ
b	Massa a pettine	Epovit (G 10)	3,5	5,1	0,86 ⁽²⁾	230	-0,06 (-0,04) ^y	3 ÷ 5	Rame 35 μ + y = argentatura 50 μ circa
c	Sandw. compos.	Teflon + Epovit (G 10)	6,75	5,2	0,44	145	-0,06	2 ÷ 3	Rame 35 μ , Teflon 200 μ , Epovit 1,5 mm, pressaggio con viti ai bordi
d	Sandw. compos.	Mylar + Epovit (G 10)	2,86	5,25	1,05	225	-0,072	2 ÷ 3	Rame 35 μ , Mylar 250 μ , Epovit 1,5 mm, pressaggio con viti ai bordi
e	Sandw. scherm.	Teflon	6,75	4,7	0,44 ⁽³⁾	210	-0,01 < -0,007 ^y	1 ÷ 2	Rame 35 μ , biplaccato, Epovit sostegno, teflon 5 mm. y = argentatura 50 μ
f	RG-174-U	Teflon + aria	9,00	4,5	0,33	166	-0,045	0,4	Cavo coassiale, miniatura 50 Ω

⁽¹⁾ A 30 MHz $\alpha' = 0,59$ dB/m γ

⁽²⁾ A 30 MHz $\alpha' = 0,172$ dB/m; a 100 MHz $\alpha' = 0,57$ dB/m.

⁽³⁾ A 30 MHz $\alpha' = 0,21$ dB/m; a 170 MHz $\alpha' = 0,34$ dB/m.

Risultati delle prove su diversi tipi di linee ($Z_0 = 50 \Omega$).

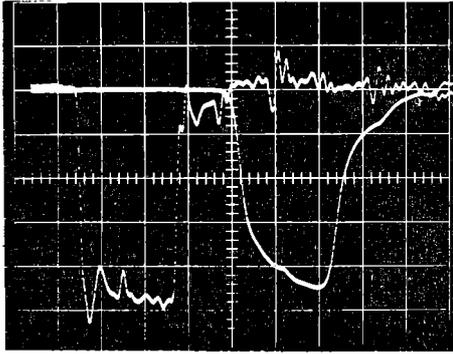


Fig. 10 a. - Risposta impulsiva della linea *a* di Tabella 1 (supporto anodizzato) (ritardo di 21 ns) orizz. 5 ns/cm vert. 100 mV/cm

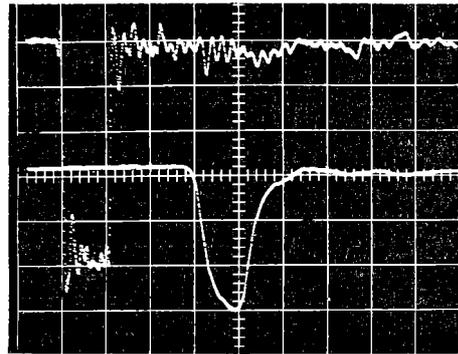


Fig. 10 c. - Risposta impulsiva della linea *c* di Tabella 1 (sandwich composito) (ritardo 35 ns) orizz. 10 ns/cm vert. 200 mV/cm, 300 mV/cm (scalibraz.)

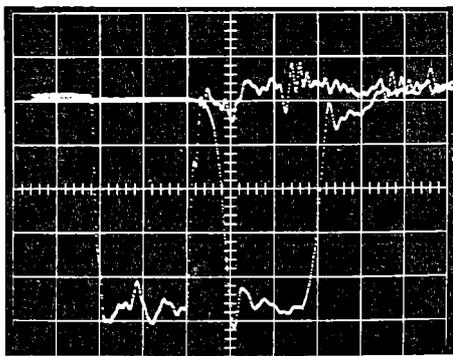


Fig. 10 b. - Risposta impulsiva della linea *b* di Tabella 1 (con massa a pettine) (ritardo 18 ns) orizz. 5 ns/cm vert. 200 mV/cm

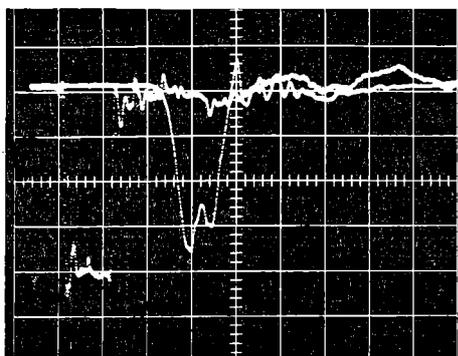


Fig. 10 d. - Risposta impulsiva della linea *e* di Tabella 1 (a sandwich schermato) (ritardo 32 ns) orizz. 10 ns/cm vert. 200 mV/cm

La prova più indicativa, per l'uso che ci si ripromette in circuiti di elettronica rapida a semiconduttori, è il rilevamento della risposta ad una eccitazione impulsiva. La misura ha fornito il ritardo specifico τ_s e l'attenuazione dell'impulso di risposta, che abbiamo riferito convenzionalmente al ritardo totale (α''). Per la misura di α'' l'eccitazione è di tipo a gradino (impulso molto lungo).

Il tempo di ritardo è stato misurato fra i due punti sui fronti dell'impulso d'ingresso e d'uscita al 10% dell'ampiezza massima.

I ritardi e le perdite specifiche in generale (soprattutto per il tipo con dielettrico Al_2O_3) non sono invarianti con la lunghezza. I campioni di linea dello stesso tipo avevano perciò ritardi sempre confrontabili.

Il ritardo e l'attenuazione specifici sono le grandezze caratteristiche che forniscono un indice della qualità del dielettrico e della striscia formante la linea. La densità di ritardo (in ns/cm³) è indice del grado di miniaturizzazione ottenibile.

È stata ancora eseguita, su ogni campione, una misura di banda *B*. È stato verificato che il prodotto $B \cdot \tau_s \cong 0.5$, (entro il 10% per ogni tipo di linea esaminata). L'attenuazione specifica ($\alpha' = \text{dB/m}$) si riferisce ai 3 dB del limite di banda (la frequenza di taglio superiore è segnata nella colonna accanto).

Il conduttore di linea è stato ottenuto, incidendo piastre mono e biplaccate per circuiti stampati (dielettrico a norme NEMA G 10, Epovit). L'angolo di perdita del dielettrico (resina epossidica e tessuto di vetro) è assai elevato ($\sim 1,7 \cdot 10^{-4}$). Miglioramenti sostanziali si possono sperare utilizzando piastre di polistirene o di resina fenolica placcate.

Le linee su supporto anodizzato realizzano i più alti ritardi specifici e le più alte densità di ritardo. L'attenuazione in funzione della frequenza (α') è elevata. Buoni risultati si ottengono per ritardi intorno ai 20 ns per frequenze fino ai 100 MHz.

Per tre diversi campioni del tipo a sandwich composito i risultati compaiono in Tabella 2. Tale tipo di linea ha caratteristiche molto vicine a quelle del cavo coassiale, mentre τ_s ed α' sono quasi invarianti col ritardo totale per le dimensioni realizzate (propagazione TEM). Per queste tre linee si dà il valore di α' oltre che alla frequenza di taglio di banda, anche a frequenze scelte entro la banda. Si noti la dipendenza di τ_s dalla geometria nonché la riduzione delle perdite specifiche α'' , quando il volume d'aria aumenta.

La realizzazione di tale tipo non richiede tecnologie speciali ed è perciò attraente.

Ancora più semplice, perchè non richiede nemmeno il montaggio, ma solo la tecnica del circuito stampato, è il tipo con massa a pettine. Calcolando la Z_0 con la (4) non si nota, alle prove impulsive, un disadattamento maggiore del 20%.

L'attenuazione specifica α'' , determinata principalmente dalle perdite del rame, è inferiore a quella del cavo coassiale miniatura mentre la densità di ritardo è maggiore di un fattore almeno 5.

Le caratteristiche complessive rendono questo tipo di linea migliore di tutte quelle realizzate.

Nella Tabella 1 abbiamo inserito per confronto le caratteristiche di un cavo miniatura. Infine per il tipo a sandwich schermato si ritrovano caratteristiche simili a quelle del tipo sandwich composito con attenuazioni lievemente inferiori. Tuttavia la densità di ritardo è

TABELLA 2

Dimen- sioni totali (mm)	Spessore dielet- trico (mm)	Conduttore		Lun- ghezza totale (m)	Ritardo τ_s (ns)	Attenuazione				
		largh. (μ)	spess. (μ)			Impulso α'' (dB/ns)	Freq. limite banda		α' (dB/m)	f (MHz)
							α' (dB/m)	(MHz)		
40 × 60	0,2 Teflon	600	35	0,9	5,5	—	3,34	850	0,67	30
	1,5 Epovit								Spazio inter. 2,5 mm	2,1
50 × 145	0,2 Teflon	600	35	2,86	5,85	0,07	1,05	270	0,117	30
	1,5 Epovit								Spazio inter. 2 mm	0,52
110 × 145	0,2 Teflon	600	35	6,75	5,2 (1)	0,061	0,45	145	0,23	30
	1,5 Epovit								Spazio inter. 2 mm	0,38

(1) Dovuto forse a maggior quantità di aria nel dielettrico.

Risultati per tre diversi campioni di linee a sandwich composto (Teflon + Epovit).

bassa poichè rilevante è l'ingombro della doppia piastra di massa. Tale tipo si dimostra utile, quando la schermatura è necessaria.

RINGRAZIAMENTI.

I Sig.ri p.i. S. Lupini e F. Pepi si ringraziano in modo sentito per il lavoro di realizzazione e di misura, nonché per gli spunti che hanno condotto ad originali sviluppi.

BIBLIOGRAFIA

- [1] E. J. STERBA, C. B. FELDMAN: « PIRE », 20, July 32, (1163-1202).
- [2] D. D. GRIEG, H. F. ENGELMAN: « PIRE », 40, Dic. 52, (1644-1650).
- [3] J. A. KOSTRIZA: « PIRE », 40, Dic. 52 (1658-63).
- [4] J. C. CARSON: « Phil. Mag. », series 6, 41, (607-633), April 21.
- [5] F. ASSADOURIAN, E. RIMAL: « PIRE », 40, Dic. 52, (1651-57).
- [6] D. BRICK: « PIRE London », pt. C (1955), Monograph 113, Radio Section (1954).
- [7] STANLEY H. GORDON: « Elect. Design News », Dec. 63, (32-39).
- [8] J. C. MAXWELL: « Electricity and Magnetism », 3rd ed. (309), 1904.
- [9] H. B. PALMER: « Trans. AIEE », 56 (1937), pag. 363.
- [10] Reference data for radio Engineers. 4th ed., International Teleph. Telegraph Co.