

MICROLINHA

formação de uma linha de transmissão bifilar (Fig. 1.20) que teve um de seus elementos substituído por um plano condutor e sendo intercalado um dielétrico entre os dois elementos finais, com a finalidade de redução das dimensões do circuito.

1.2.2 - Tipos de Estruturas

Vamos a seguir descrever rapidamente cada tipo de estrutura mostrada anteriormente na Fig. 1.18, indicando suas vantagens e desvantagens.

1.2.2.1 - Microlinha de Transmissão em Fita Aberta ("Microstrip Line")

É a maneira mais usual de se empregar uma estrutura aberta para a propagação de ondas eletromagnéticas. Apresenta uma série de vantagens, entre as quais podemos citar:

- Todos os elementos condutores, mesmo com impedâncias características diferentes, podem ser construídos sobre um único substrato isolante.
- A alta constante dielétrica relativa dos substratos, normalmente empregadas nesta configuração, permite uma considerável redução nas dimensões físicas dos circuitos.
- Facilidade de montagem ou remoção de componentes ativos e passivos do circuito, assim como o acesso a qualquer ponto do circuito para medidas.

1.2.2.2 - Microlinha de Transmissão em Fita-Fechada ("Strip-Line")

Na realidade é uma variação da estrutura anterior, havendo um plano terra superior com ligação ao inferior.

ficientemente próximas é, em alguns casos indesejável, entre tanto este efeito pode ser empregado para a realização de uma série de circuitos de difícil confecção em outras configurações. Como exemplo de aplicação deste tipo de estrutura podemos citar: acopladores direcionais, filtros passa-faixa etc.

A microlinha acoplada pode ser construída na realidade, nas três configurações anteriores, sendo a mais usual, a fechada com acoplamento lado a lado. As vantagens apresentadas são as mesmas citadas anteriormente, dependendo do tipo de estrutura.

- *Microlinha de Transmissão Coplanar ("Coplanar Waveguide")*

Nesta configuração, a exemplo da microlinha suspensa, o substrato dielétrico é metalizado em apenas um lado, uma vez que todo o circuito, inclusive o plano terra encontra-se na parte superior do mesmo como vantagens para este tipo de estrutura, podemos citar:

- facilidade de colocação de componentes discretos em paralelo com a microlinha, principalmente quando estes componentes são na forma de "chips". A colocação de componentes em série é também facilitada como nas estruturas anteriores descritas
- menor dependência da impedância característica com a espessura do substrato dielétrico
- facilidade de construção de linhas de transmissão com impedâncias características elevadas.

- *Microfenda de Transmissão ("Microslot Line")*

É um tipo de estrutura plana até hoje muito pouco pesquisada mas que no futuro poderá ter inúmeras aplicações

em filtros, híbridos, dispositivos à ferrite etc. Como vantagens temos:

- facilidade de montagem de diodos, resistores e capacitores na forma de "chips"
 - menores perdas de R.F. que as estruturas anteriores
 - impedância característica função da frequência (semelhante a guias de onda)
 - possibilita a construção de circuitos com elevada faixa de passagem.
- Características Gerais das Microlinhas de Transmissão em Fita-Aberta e Fechada
- Parâmetros Importantes

Na caracterização de uma microlinha em fita, podemos partir de uma configuração mais geral, que seria a estrutura fechada, e a seguir particularizá-la para outros tipos.

Neste caso, as dimensões baseiam-se na Fig. 1.22. e são:

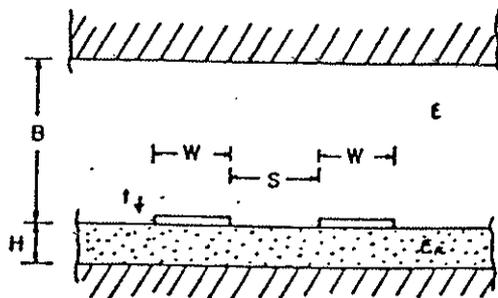
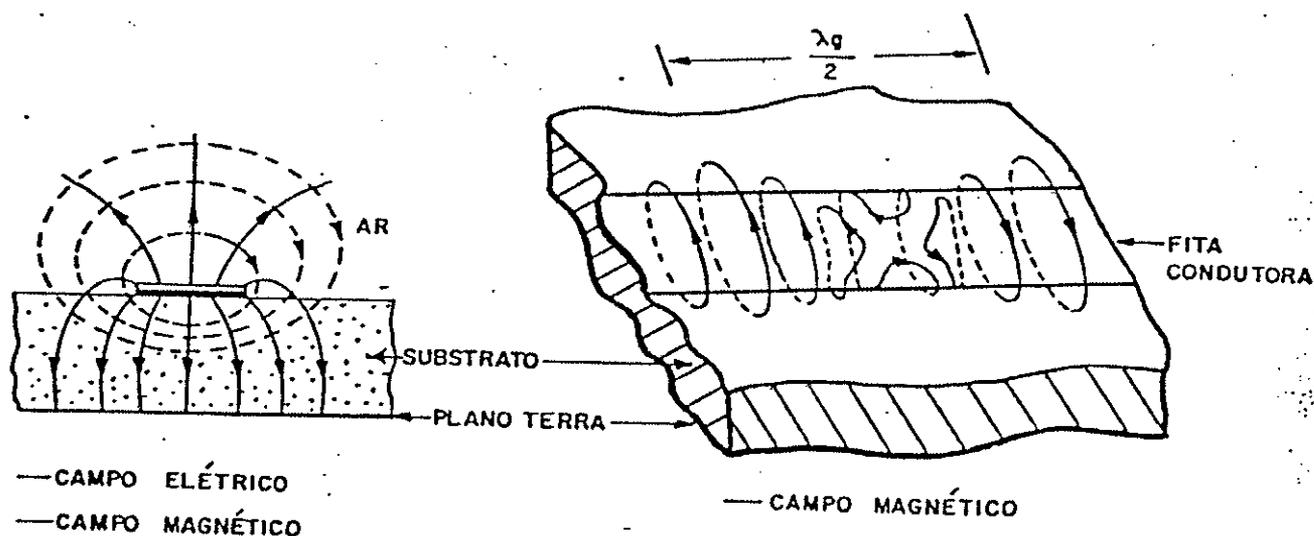


Figura 1.22

- w - largura da fita condutora
 t - espessura da fita condutora
 h - espessura do substrato dielétrico
 b - distância entre a superfície do substrato dielétrico e o plano de terra superior

O substrato é caracterizado pela constante dielétrica relativa ϵ_r e permeabilidade magnética relativa μ_r , enquanto a fita condutora pela resistividade ρ do material condutor (ou condutividade σ) depositado sobre o substrato. Na Fig. 1.23 pode-se ter uma idéia das linhas de campo elétrico e magnético em uma microlinha de transmissão aberta.



Neste tipo de estrutura, as linhas de campo elétrico não atravessam igualmente o mesmo material dielétrico, podendo-se neste uso imaginar-se um único material dielétrico envolvendo a fita condutora, com constante dielétrica diferente, define-se então uma nova grandeza, a constante dielétrica efetiva, cujo valor depende de ϵ_r , w , t , h e b além da frequência (Fig. 1.24).

... - Métodos de Análise - Modos de Propagação

Embora algumas propriedades básicas das microlinhas de transmissão em fita tenham sido empregadas a partir de 1952 com os trabalhos de:

- Grieg, D.D. e Engelmann, H.F.
"Microstrip - A New Transmission Technique for K_i lomegacycle Range" - Proc. IRE, vol 40, Dec. 1952
- Assadourian, F e Rimai, E
"Simplified Theory of Microstrip Transmission Systems, Proc. IRE - vol. 40, Dec. 1952

Estudos mais rigorosos só apareceram em 1957, quando se empregou um tanque eletrolítico para configuração dos campos neste tipo de linha.

Os primeiros resultados que trouxeram uma confirmação de várias teorias já previstas foram devidas a Wheeler em seu trabalho.

- "Transmission-Line Properties of Parallel Strips Separated by Dielectric Sheet" - IEEE - Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT - 13 March- 1965.

A seguir a este trabalho, outros métodos se sucederam com o advento do computador. Entre os vários processos vamos descrever sumariamente o método proposto por Schneider, M.V. em seu trabalho: "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits" - The Bell System Technical Journal - May - June 1969.

O método supõe que:

- modo de propagação das ondas eletromagnéticas na microlinha é o Transversal-Eletromagnético (TEM)

- a permeabilidade magnética relativa do substrato dielétrico é unitária ($\mu_r = 1$)
- pequenas perdas na estrutura desta forma, teremos para a velocidade de fase v_f .

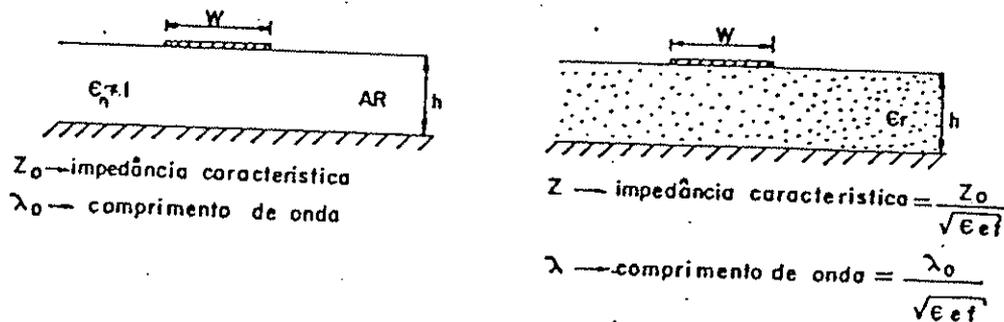
$$v_f = \frac{v_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (v_0 - \text{velocidade da luz no vácuo})$$

E para o comprimento de onda λ_g , a relação:

$$v_f = \lambda_g \cdot \epsilon f \dots \lambda_g = \frac{v_f}{f} = \frac{v_0}{f\sqrt{\epsilon_{ef}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}}$$

(λ_0 - comprimento de onda no vácuo)

Com base na hipótese que as perdas são baixas, pode-se definir impedância característica Z_0 sem a presença do substrato dielétrico e uma impedância característica Z com o substrato presente Fig. 1.25.



V-6

Figura 1.25

- a distância entre a superfície do substrato dielétrico e o plano terra superior (b) deve ser bem superior a espessura do dielétrico (h), ou seja

$$\left(\frac{b}{h} \gg 1\right)$$

A expressão empregada para a determinação da constante dielétrica efetiva com uma precisão da ordem de $\pm 1\%$ é a seguinte:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-1/2}$$

No gráfico da Fig. 1.24 é plotada a impedância característica em função da largura efetiva da fita condutora para os três tipos de materiais mais empregados em circuitos de microondas, ou seja:

- fibra de vidro-teflon (duroide) - $\epsilon_r = 2,3$
- alumina - 99,5% (Al_2O_3) - $\epsilon_r = 10,0$
- ferrita - $\epsilon_r = 15,0$

No gráfico da Fig. 1.27 é plotada a constante dielétrica efetiva em função da largura efetiva do substrato, apenas para um tipo de substrato (Alumina).

Nas Tab. 1 e 2 são fornecidas para alguns valores de W/h as constantes dielétricas efetivas, as impedâncias características e para algumas frequências os comprimentos de onda (λ_g).

TABELA 2

ALUMINA (99,5%) $\epsilon_r = 10,2$

W/h	ϵ	σ	f	Z (Ω)	λ_g (cm)	
					f = 7 GHz	f = 10 GHz
0,1000	6,18			100,7	1,722	1,205
0,1359	6,22			94,6	1,713	1,202
0,1849	6,27			87,7	1,710	1,197
0,2511	6,32			81,1	1,702	1,191
0,3414	6,39			74,2	1,692	1,185
0,4641	6,49			67,1	1,681	1,177
0,6309	6,59			59,7	1,667	1,166
0,8576	6,73			52,4	1,649	1,154
1,1659	6,90			45,3	1,629	1,140
1,5848	7,10			38,4	1,605	1,123
2,1544	7,37			31,7	1,576	1,103
2,9286	7,64			25,89	1,548	1,084
3,9810	7,80			21,71	1,533	1,073
5,4116	8,29			15,66	1,486	1,040
7,3564	8,94			11,49	1,431	1,002

TABELA 1

FLOM - (DUROIDE) $\epsilon_r = 2,30$

Z (Ω)	λ_g (cm)		
	f = 3 GHz	f = 4 GHz	f = 5 GHz
138,9	7,50	5,60	4,50
132,4	7,49	5,62	4,49
125,0	7,48	5,61	4,48
118,1	7,46	5,59	4,47
110,6	7,44	5,58	4,46
102,7	7,42	5,56	4,45
94,1	7,39	5,54	4,43
85,1	7,35	5,51	4,41
75,7	7,31	5,48	4,38
66,1	7,25	5,44	4,35
56,1	7,19	5,39	4,31
46,9	7,12	5,34	4,27
39,8	7,10	5,31	4,25
35,8	7,05	5,29	4,23
29,7	6,97	5,23	4,18
24,9	6,88	5,16	4,13
22,8	6,84	5,13	4,10

V-8

Desta forma, as seguintes relações clássicas são válidas:

$$z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad e \quad z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

- L_0 - indutância por unidade de comprimento ao longo da linha sem substrato dielétrico
- C_0 - capacitância por unidade de comprimento ao longo da linha sem substrato dielétrico
- L - indutância por unidade de comprimento ao longo da linha com substrato dielétrico
- C - capacitância por unidade de comprimento ao longo da linha com substrato dielétrico.

Como a indutância ao longo da linha não se altera com a presença do substrato:

$$L = L_0 \quad e$$

$$z = z_0 \cdot \sqrt{\frac{C_0}{C}} \quad e \quad C = \epsilon_{ef} C_0$$

$$z = \frac{z_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}}$$

Resta desta forma, encontrar uma expressão para o cálculo da impedância característica z_0 sem o substrato e outra para a determinação da constante dielétrica efetiva ϵ_{ef} .

Expressões rigorosas para estas duas variáveis envolve transformações conforme, cuja precisão não é necessária na maior parte das aplicações para este tipo de estrutura. Assim sendo Schneider propõe, para uma precisão da ordem de $\pm 0,25\%$ as duas seguintes expressões aproximadas para o intervalo:

$$0 < \frac{w}{h} \leq 10$$

$$Z_0 = 60 \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \text{ ohms para } \frac{w}{h} \leq 1$$

e

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\left[\frac{w}{h} + 2,42 - 0,44 \frac{h}{w} + \left(1 - \frac{h}{w}\right)^6 \right]} \text{ ohms para } \frac{w}{h} \geq 1$$

Para a largura efetiva $w/h > 10$ a última expressão pode ser empregada com precisão da ordem de $\pm 1\%$.

Na aplicação destas duas expressões deve-se observar as seguintes limitações:

- o substrato dielétrico deve ter baixas perdas,
- o emprego de $w < \frac{\lambda_g}{2}$ assegura a propagação do modo TEM,
- a espessura (t) da fita condutora em relação a do dielétrico (h) deve ser suficientemente pequena ($\frac{t}{h} \ll 1$).

1.2.3.3 - Perdas nas Microlinhas

A atenuação de sinais de microondas nas microlinhas é função de uma grande variedade de parâmetros:

- Impedância característica Z_0
- Constante dielétrica (ϵ_r) e efetiva (ϵ_{ef})
- Fator de dissipação ou tangente de perdas ($\text{tg}\delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$) do substrato dielétrico
- Resistividade (ρ) ou condutividade (σ) dos condutores (fita e planos terra)
- Rugosidade da superfície do substrato dielétrico
- Configuração do circuito.

Todos estes itens podem ser agrupados em:

- perdas devido à propagação da onda eletromagnética no dielétrico, descrita pela constante de atenuação α_d .
- perdas causadas pelo fluxo de corrente nos condutores (fita condutora e planos de terra). Estas perdas são descritas pela constante de atenuação α_c .
- perdas devido a irradiação de energia (do circuito para fora), descrita pela constante de atenuação α_i .

Desta forma a constante de atenuação total pode ser colocada na expressão:

$$\alpha_{\text{total}} = \alpha_d + \alpha_c + \alpha_i$$

Perdas Dielétricas

$$\alpha_d = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\epsilon''}{2\epsilon'} = \frac{\pi}{\lambda} \text{tg}\delta \quad (\text{nepers/unidade de comprimento})$$

$$\alpha_d \text{ (dB/unidade de comprimento)} = \frac{8,68\pi}{\lambda} \cdot \text{tg}\delta = \frac{27,3}{\lambda} \cdot \text{tg}\delta$$

Em microlinhas em fita onde o substrato dielétrico superior é idêntico ao inferior (ϵ_r), então $\epsilon_{ef} = \epsilon_r$, todas as fórmulas anteriores são válidas, e o cálculo das perdas dielétricas obedece a expressão:

$$\alpha(\text{dB/u.c}) = \frac{27,3}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot \text{tg } \delta$$

Em microlinhas de transmissão abertas, onde o substrato dielétrico superior é ar ($\epsilon_r = \epsilon_0$) e o substrato inferior é qualquer (ϵ_r), teremos:

$$\alpha(\text{dB/u.c}) = \frac{27,3}{\lambda} \cdot \text{tg } \delta \cdot \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{ef}} \cdot \left(\frac{\epsilon_{ef} - 1}{\epsilon_r - 1} \right)$$

$$\alpha(\text{dB/u.c}) = \frac{27,3}{\lambda_0} \cdot \text{tg } \delta \cdot \sqrt{\epsilon_{ef}} \cdot \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{ef}} \cdot \left(\frac{\epsilon_{ef} - 1}{\epsilon_r - 1} \right)$$

Quando são empregados substratos dielétricos com valores elevados ($\epsilon_r \geq 10$), pode-se empregar a aproximação:

$$\epsilon_{ef} \gg 1$$

$$\alpha(\text{dB/u.c}) = \frac{27,3 \cdot \text{tg } \delta}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\epsilon_{ef}} = \frac{27,3 \cdot \text{tg } \delta}{\lambda}$$

Na tabela 3 encontram-se valores da atenuação devido ao dielétrico para um tipo de substrato muito empregado em microondas cujas características indicamos abaixo:

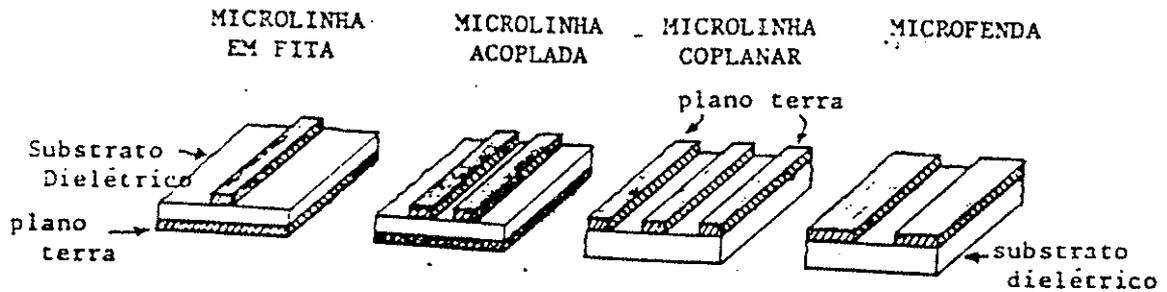
- Tipo de substrato dielétrico - Alumina 99,5%
- Constante dielétrica relativa - $\epsilon_r = 10$
- Fator de dissipação $\text{tg } \delta = 10^{-4}$
- Constante dielétrica efetiva para uma impedância característica de 50 ohms $\epsilon_{ef} = 6,7$

ESTRUTURAS PLANARES

TIPOS DE COMPONENTES EMPREGADOS NOS CIRCUITOS DE MICROONDAS

I - Componentes distribuídos

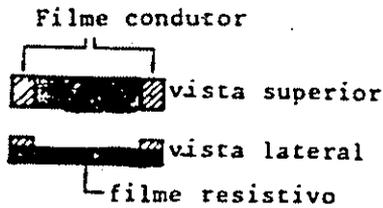
Microlinhas de transmissão



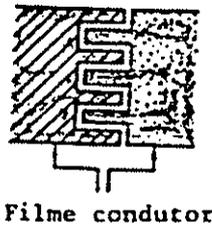
TIPOS DE COMPONENTES EMPREGADOS NO C.I. DE MICROONDAS

II - Componentes concentrados

RESISTORES

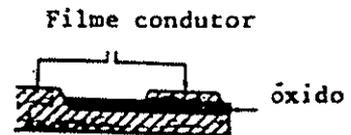


Interdigital

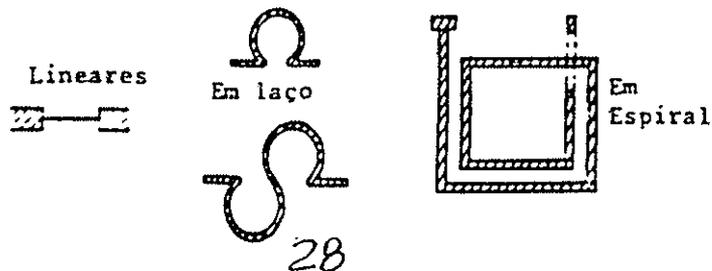


CAPACITORES

Metal-Óxido-Metal



INDUTORES



RELAÇÃO DOS FABRICANTES DE SUBSTRATOS FLEXÍVEIS

FABRICANTE	TIPO	COMPOSIÇÃO	CONS. DIELETRICA	FACTOR DE DISSIPACAO	ESPESSURAS DISPONIVEIS	TOLERANCIA ESPESSURA	ESPESSURA DO METAL ((OHRN))
POLIFLON CO	Curlon	PTFE	2.10	4.5×10^{-1}	0.010"	± 10%	1/3 OZ: 12 µm
		Puro	1 a 18 GHz	1 a 18 GHz	0.020" 0.030" 0.062"		1/2 OZ: 17µm
ROGERS	Duroid-RT	Microfibra de vidro/ Teflon	2.25		0.010" 0.031" 0.062" 0.125"	± 3%	1/2 OZ: 1/8 OZ 1 OZ: 1/4 OZ 2 OZ: 1/2 OZ
		Teflon	1.0,02	7×10^{-1}			
ROGERS	Duroid-RT	PTFE	2.33			± 3%	
		Microfibra de Vidro/Teflon	1.0,02				
ROGERS	AT/Duroid	PTFE/ Cerâmica	10,0	12×10^{-1}			
		PTFE/ Cerâmica	± 0.20				
ROGERS	AT/Duroid	PTFE/ Cerâmica	6,0	2.7×10^3			
		PTFE/ Cerâmica	± 0.20				
KEENE	Di-Clad	PTFE	2,5 ± 0,05	$1,0 \times 10^3$ (MHz)			Placas nas dimensões 16" x 36"
		Vibra de vidro	(2,4 - 2,6)	2×10^3 (10 GHz)			
KEENE	Di-Clad	PTFE	10,2 ± 0,25	2×10^3			Placas nas dimensões 9" x 9"
		Cerâmica		10 GHz			

V-56

TABELA 1

SUBSTRATOS	Constante Dielétrica Relativa (Intervalo)	Tangente do Ângulo de Perdas ($\tan \delta$)	Rugosidade da Superfície (μm)	Condutividade Térmica ($\text{W/cm}^\circ\text{C}$)	Aplicação do substrato na Construção de C.I.s.
Fibra de Vidro Teflon	2.40 a 2.60	$\approx 2 \times 10^{-4}$		0.003	C.I. de Microondas em filme espesso
Politetrafluoretileno	2.10 a 2.35	$\approx 5 \times 10^{-4}$ (10 GHz)		0.002	C.I. de Microondas em filme espesso
Alumina — 96%	9.0 a 9.5	$\approx 6 \times 10^{-4}$	0.60	0.28	C.I. Híbridos em filme espesso
Alumina — 99.5%	10	$\approx 1 \times 10^{-4}$ (7 GHz)	0.10	0.30	C.I. Híbridos em filme fino
Safira (Cristal)	10.5	$\approx 1 \times 10^{-4}$ (10 GHz)	0.025	0.40	C.I. de Microondas em filme fino C.I. Monolíticos, S.O.S., Dispositivos de ondas Superficiais (SAW)
Berília (BeO)	6.5	$\approx 1 \times 10^{-4}$	0.025	2.50	C.I. de Microondas em altas potências
Quartzo-Fundido (SiO_2)	3.6 a 3.8	1×10^{-4}	0.025	0.01	C.I. de Microondas C.I. Híbridos em filme fino, baixa frequência
Vidro (Borosilicato)	5.0 a 6.0	2×10^{-3}	0.025	0.01	C.I. Híbridos em filme fino, baixa frequência
Ferite	15.0	2×10^{-4}	0.3	0.03	C.I. de Microondas não recíprocos (isoladores, circuladores, ...)
Arseneto de Gálio (GaAs), tipo de alta resistividade	13.0	$1,6 \times 10^{-4}$	0.025	0.03	C.I. Monolíticos de Microondas

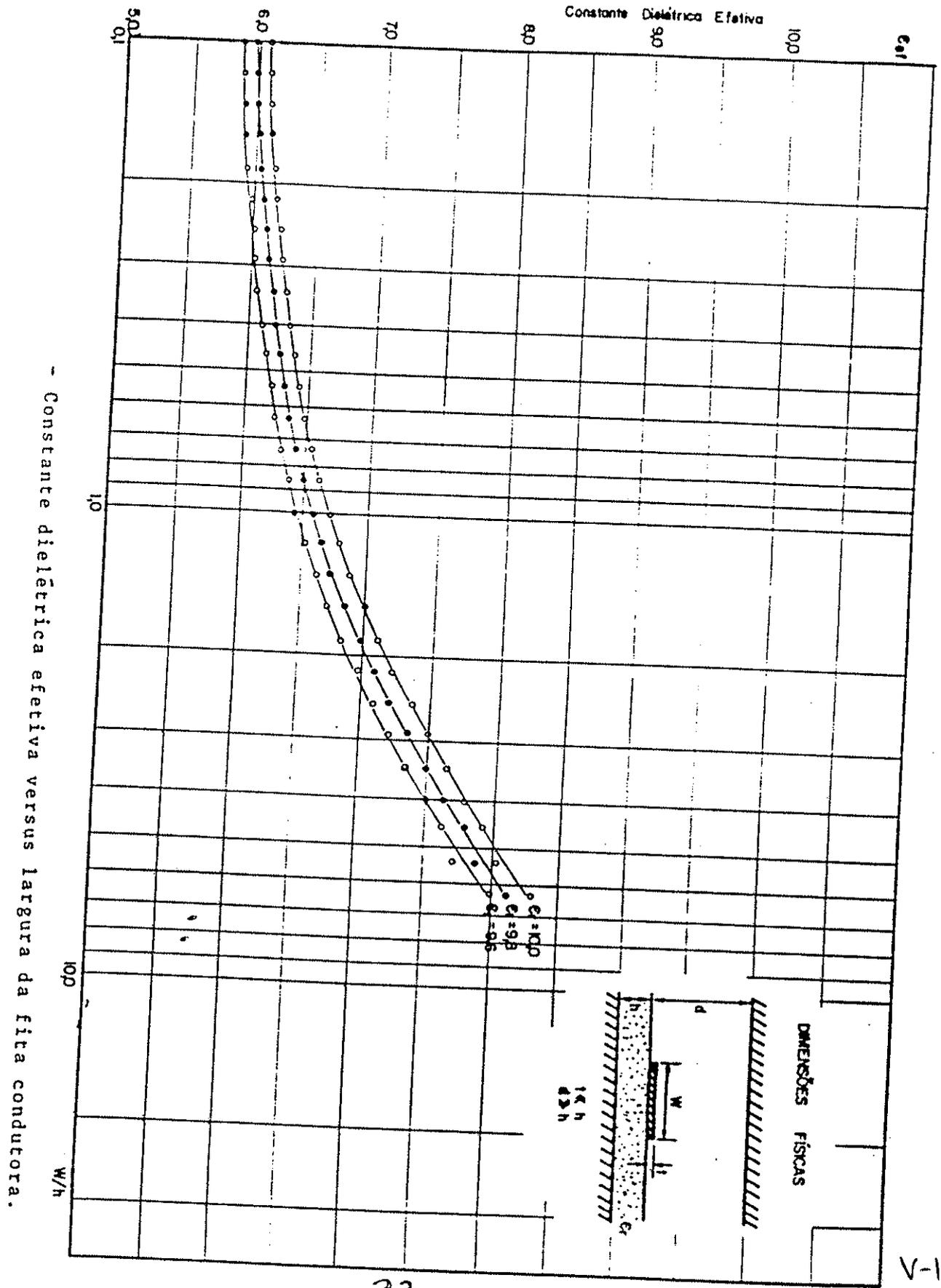
TABELA 2

SUBSTRATOS PIEZO-ELETRICOS	Tipo de Corte	Velocidade da Onda Acústica (m/s)	Rugosidade da Superfície (μm)	Atenuação da onda Acústica no ar em 1 GHz ($\text{dB}/\mu\text{s}$)	Coefficiente de Temperatura ($\text{ppm}/^\circ\text{C}$)
Quartzo	— 20° Rodado em Y, Propagação Z	3.209	<0.025	>2.0	-32
Quartzo	Corte ST Propagação X	3.157	<0.025	≈ 3.0	0
Li Nb O_3	Corte Y Propagação Z	3.488	<0.025	≈ 1.0	-90

Table 1.10 Comparison of Al₂O₃ ceramic and glass fiber reinforced PTFE substrates.

Parameter	Units	Al ₂ O ₃ Ceramic	Glass Fiber Reinforced PTFE
Production Tolerances			
Thickness tolerance Δh	mm	± 0.025 at 0.635 mm thickness ± 0.05 at 1.27 mm thickness	$\pm 3\%$ of the thickness
Edge length tolerances Δl	mm per inch length	± 0.025	
Camber Δd	mm per inch length	0.05	
Surface roughness σ_{dl}	μm	0.04 polished 0.25 (as fired)	
Purity	% by weight	99.5	
Mechanical Parameters			
Hardness (Rockwell 45N)		81	
Density	g/cm^3	3.86-3.90	2.15
Flexural strength σ_{fb}	N/mm^2	350	100
Compressive strength σ_{cb}	N/mm^2	2400	70
Tensile strength σ_{tb}	N/mm^2	200	50
Thermal Parameters			
Thermal expansion coefficient $\Delta l/l/\Delta T$	1/K	6.3×10^{-6}	6×10^{-6}
Thermal conductivity κ_{Th}	W/(K cm)	0.37	0.0015
Maximum permissible temperature T_{max}	$^{\circ}\text{C}$	1600	260
Electrical Parameter			
Relative permittivity ϵ_r		$9.8 \pm 2\%$	$2.55 \pm 3\%$
Dielectric loss factor $\tan\delta$, (25 $^{\circ}\text{C}$, 10 GHz)		$\frac{0.0001}{0.0001}$	$\frac{0.002}{0.002}$
Specific resistance ρ	cm	10^{14}	2×10^{13}
Electrical breakdown E_{max}	KV/cm	92	20

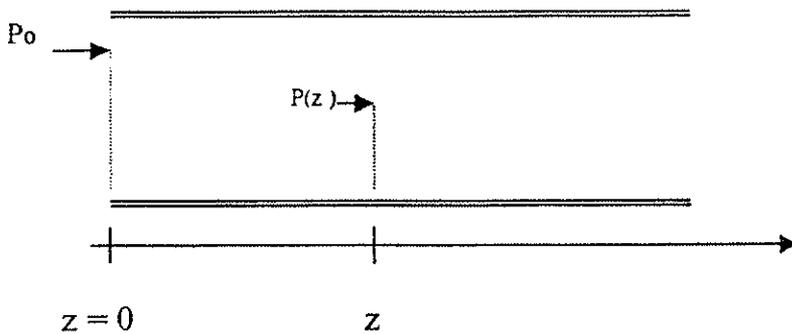
Conversions: 1 inch = 25.4 mm
 Length: 1 mil = 0.001 inch = 25.4 μm
 Mechanical strength: 1(N/mm²) = 145.04 pounds force per square inch
 Thermal conductivity: 1(kcal/cm s K) = 4.187 W/(K cm)



- Constante dielétrica efetiva versus largura da fita condutora.

Microlinhas de Transmissão em Fita – Microstrip Line

Perdas no Dielétrico e Condutores



Fluxo de Potência num ponto qualquer $z \rightarrow P(z)$
 Na origem $z = 0 \rightarrow P_0$

$$P(z) = P_0 \cdot e^{-2\alpha z} \quad \frac{dP(z)}{dz} = -2\alpha \cdot P_0 \cdot e^{-2\alpha z}$$

Potência dissipada na L-T = $P_d = P_L$ (“Power Loss”)

$$P_d = P_L = -\frac{dP(z)}{dz} \quad \alpha = \frac{P_d}{2P} = \frac{P_L}{2P}$$

α = constante de atenuação em Nepess/unidade de comprimento

$$\alpha_{\text{total}} = \alpha_{\text{condutores}} + \alpha_{\text{dielétrico}} = \alpha_c + \alpha_d$$

Nos meios com pequenas perdas, as constantes podem ser expressas por :

$$\alpha_d = \frac{G \cdot Z_0}{2} \quad \text{perdas devido ao dielétrico}$$

$$\alpha_c = \frac{R}{2Z_0} \quad \text{perdas devido aos condutores}$$

V-20

Expressões para as Perdas

Perdas dielétricas

$$\alpha_d = \frac{G \cdot Z_0}{2} = \frac{w \cdot C \cdot \text{tg} \delta \cdot Z_0}{2}$$

$$\alpha_d = \frac{2\pi f \cdot C \cdot \text{tg} \delta}{2} \sqrt{L/C} = \pi f \text{tg} \delta \sqrt{L/C}$$

$$\alpha_d = \frac{\pi f \cdot \text{tg} \delta}{v} = \frac{\pi \cdot \text{tg} \delta}{\lambda} = \frac{\pi \epsilon''}{\epsilon' \lambda} \quad (\text{Nepers/unidade de comprimento})$$

$$\alpha_d = \frac{\pi f \cdot \text{tg} \delta}{v} = \frac{\pi \cdot \text{tg} \delta}{\lambda} = 8.68 \frac{\pi \epsilon''}{\epsilon' \lambda} \quad (\text{dB/unidade de comprimento})$$

Em microlinhas em fita onde o substrato dielétrico superior é idêntico ao inferior (ϵ_r), então $\epsilon_{\text{ef}} = \epsilon_r$, todas as fórmulas anteriores são válidas, e o cálculo das perdas dielétricas obedece a expressão:

$$\alpha_d (\text{dB/u.c.}) = \frac{27,3}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot \text{tg} \delta$$

Em microlinhas de transmissão abertas, onde o substrato dielétrico superior é ar ($\epsilon_r = \epsilon_0$) e o substrato inferior é qualquer (ϵ_r), teremos:

$$\alpha (\text{dB/u.c.}) = \frac{27,3}{\lambda} \cdot \text{tg} \delta \cdot \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{\text{ef}}} \cdot \left(\frac{\epsilon_{\text{ef}} - 1}{\epsilon_r - 1} \right)$$

$$\alpha (\text{dB/u.c.}) = \frac{27,3}{\lambda_0} \cdot \text{tg} \delta \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{ef}}} \cdot \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{\text{ef}}} \cdot \left(\frac{\epsilon_{\text{ef}} - 1}{\epsilon_r - 1} \right)$$

Quando são empregados substratos dielétricos com valores elevados ($\epsilon_r \geq 10$), pode-se empregar a aproximação:

$$\epsilon_{\text{ef}} \gg 1$$

$$\alpha (\text{dB/u.c.}) = \frac{27,3 \cdot \text{tg} \delta}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{ef}}} = \frac{27,3 \cdot \text{tg} \delta}{\lambda}$$

Na tabela 3 encontram-se valores da atenuação devido ao dielétrico para um tipo de substrato muito empregado em microondas cujas características indicamos abaixo:

- Tipo de substrato dielétrico - Alumina 99,5%
- Constante dielétrica relativa - $\epsilon_r = 10$
- Fator de dissipação $\text{tg} \delta = 10^{-4}$
- Constante dielétrica efetiva para uma impedância

V-24

Perdas nos Condutores

O cálculo das perdas nos condutores metálicos se faz, em geral, com a hipótese simplificada que o fluxo de corrente nos condutores é uniforme.

Com base na expressão geral, deduzida anteriormente:

$$= \frac{1}{2} \left[R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} + G \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \right] = \alpha_d + \alpha_c$$

Teremos o valor das perdas nos condutores:

$$\alpha_c = \frac{1}{2} R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{1}{2} \frac{R}{Z_0} \quad (\text{nepers/unidade de comprimento}) \quad (\text{nepers/u.c})$$

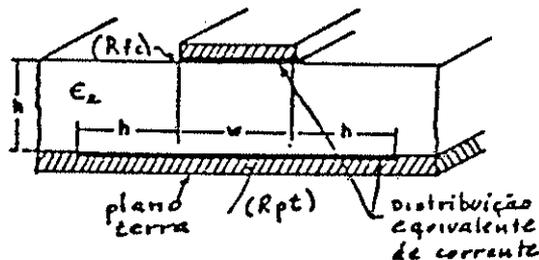
A resistência R , por unidade de comprimento é devida à fita condutora (R_{fc}) e ao plano terra (R_{pt}).

Logo

$$\alpha_c (\text{nepers/u.c}) = \frac{R_{fc} + R_{pt}}{2 Z_0}$$

As expressões aproximadas para cada uma destas resistências, em função da resistência específica do filme condutor (R_s em ohms/p) serão:

$$R_{fc} \cong \frac{R_s}{w} \quad \text{e} \quad R_{pt} \cong \frac{R_s}{(2h + w)}$$



V-22

onde de $R_s = \sqrt{\pi \cdot f \cdot u \cdot \rho}$.

Voltando a expressão anterior e fazendo as substituições teremos:

$$\alpha_c \text{ (nepers/u.c)} \equiv \frac{R_s}{2Z_0} \left(\frac{1}{w} + \frac{1}{2h + w} \right)$$

$$\alpha_c \text{ (db/u.c)} \equiv \frac{8,68 R_s}{2 Z_0} \left(\frac{1}{w} + \frac{1}{2h + w} \right)$$

Tomando-se para o ouro uma resistividade de $\rho = 2,3 \times 10^{-6}$ ohms.cm e substituindo-se nas expressões encontradas, obtêm-se as perdas nos condutores em função da frequência, também indicado na tabela 3. A atenuação total, nesta tabela é calculada desprezando-se as perdas por irradiação, que no caso de linhas de 50 ohms podem ser desprezíveis. Conforme pode-se notar na tabela, as maiores perdas são devidas aos condutores.

TABELA 3

f (GHz)	λ (cm)	α_d (db/cm) x 10^{-3}	α_c (db/cm) x 10^{-3}	α_{total} (db/cm) x 10^{-3}
3,0	3,86	0,707	29,51	30,22
4,0	2,90	1,05	34,73	35,78
5,0	2,32	1,10	39,55	40,73
6,0	1,93	1,41	44,12	45,53
7,0	1,66	1,65	48,51	50,16
8,0	1,45	1,88	52,78	54,66
9,0	1,29	2,12	56,96	59,08
10,0	1,16	2,32	61,07	63,42

LineCalc 610 202 11-Jul-1996
Wed Jul 15 16:57:25 1998

Element name: MLIN
Element ID: MLIN_DEFAULT

Units

Freq = GHz
Length = mm
Res = ohm
Angle = deg

Frequency = 10.000

MSUB Substrate

ER = 9.900
H = 0.535
T = 0.005
RHO = 1.000
RGH = 0.001

TAND = 0.0002

HC = 0.000

W1 = 0.000

W2 = 0.000

TEMP = 16.850

Physical Parameters

W = 0.615
L = 25.454

Electrical Parameters

Z0 = 50.000
E_EFF = 805.143

Results

K_EFF = 6.937
A_DB = 0.223
Skin depth = 0.0008

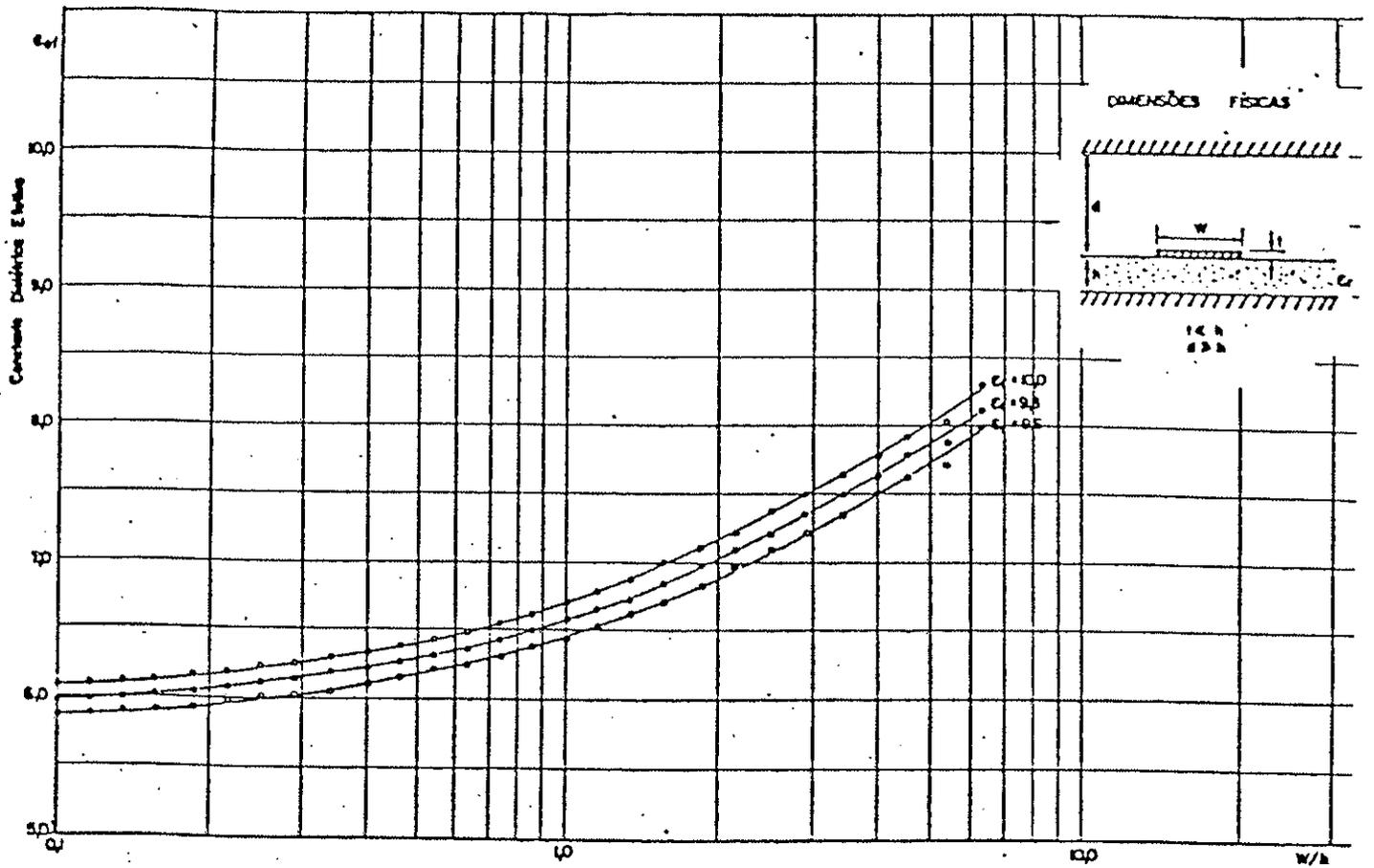


Fig. 1.25c - Constante dielétrica efetiva versus largura da fita condutora.

