

ESAME DI STATO PER L'ABILITAZIONE  
ALLA PROFESSIONE DI INGEGNERE

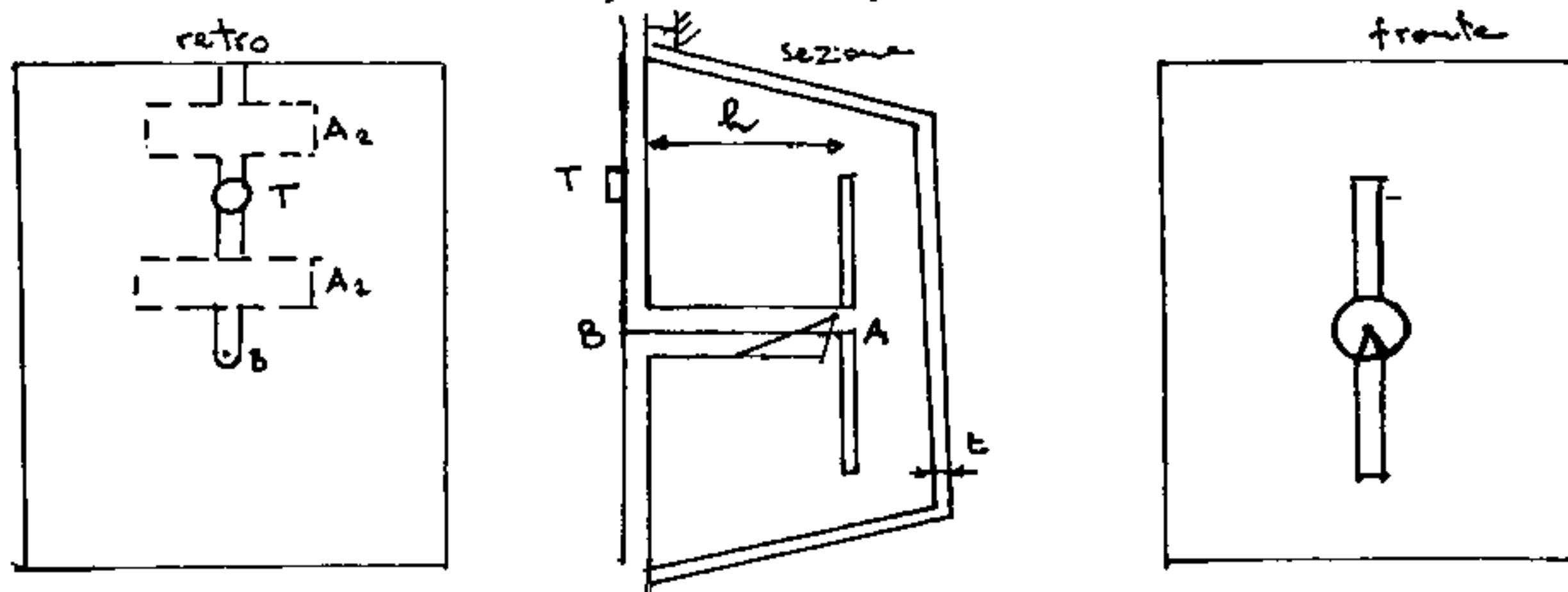
Il sessione 1996  
Ingegneria Elettronica  
Tema n. 2

La sezione finale a RF di un trasmettitore per telemetria nella banda 2.2-2.3 GHz è costituito da: 1) un amplificatore in microstriscia (rexolite,  $\epsilon_r = 2.56$ , altezza substrato 1/16"); 2) un'antenna a dipolo montata sul retro del piano di massa della microstriscia (v.fig.1); 3) una copertura protettiva dielettrica (radome).

L'amplificatore è costituito da un transistor di cui sono noti i parametri scattering, ed è alimentato da un preamplificatore di tensione a vuoto  $V_p$  e di impedenza interna  $Z_p$ .

Il dipolo è parallelo al piano di massa ed è alimentato nel punto A tramite coassiale con simmetrizzatore; il coassiale è a sua volta alimentato in B tramite transizione microstriscia-cavo.

Il radome è piano nella parte di interesse, ed a distanza sufficientemente grande da poter trascurare i suoi effetti sull'impedenza del dipolo.



Si progetti, fornendo tutte le dimensioni significative ed un disegno quotato:

1. il dipolo (lunghezza, sezione) in modo che sia risonante alla frequenza centrale, e la sua distanza  $h$  rispetto al piano di massa per ottenere il massimo guadagno senza lobi secondari (si trascurino effetti d'impedenza mutua con l'immagine);
2. il coassiale di alimentazione tenendo conto che esso sarà riempito di dielettrico (teflon,  $\epsilon_r = 2.15$ );
3. il sistema di adattamento  $A_1$  in microstriscia a monte di B, alla frequenza centrale, in modo da massimizzare la potenza erogata all'antenna. Al fine di tale progetto, si trascurino gli effetti di discontinuità e le dimensioni del simmetrizzatore e delle transizioni: il circuito a valle di B può quindi essere approssimato come un tratto di linea ed un carico. I parametri scattering del transistor sono:  $S_{11} = 0.5 \exp j100^\circ$ ;  $S_{21} = 2.5 \exp j30^\circ$ ;  $S_{12} = 0.3 \exp j50^\circ$ ;  $S_{22} = 0.2 \exp -j150^\circ$ ;

4. il sistema di adattamento  $A_2$  in microstriscia a monte del transistor.

Si calcoli inoltre:

5. Il diagramma d'irradiazione, gli angoli a -3 dB ed il guadagno dell'antenna;
6. l'attenuazione introdotta dal radome in vetroresina ( $t = 4 \text{ mm}$ ;  $\epsilon_r = 4$ ) nella direzione di massimo guadagno (si noti che per il teorema di reciprocità tale attenuazione è la stessa di un'onda piana incidente sull'antenna perpendicolarmente allo strato di dielettrico);
7. la potenza irradiata dall'antenna, nell'ipotesi di  $V_p = 1 \text{ V}$ ,  $Z_p = 50 \Omega$  alle tre frequenze (centrale e due estreme);
8. il campo incidente sull'antenna ricevente, nell'ipotesi che questa si trovi a 500 m di distanza e all'altezza di 5 m, ed il trasmettitore sia montato su un mezzo, in modo da irradiare polarizzazione orizzontale, ad altezza di 1 m. Ai fini di tale calcolo si consideri il terreno perfettamente conduttore.

## APPENDICE

L'impedenza d'ingresso, in ohm, di un dipolo cilindrico simmetrico ed alimentato in centro è data da:

$$Z_i = R(kl) - j \left[ 120 \left( \ln \frac{2l}{a} - 1 \right) \cot kl - X(kl) \right]$$

dove  $l$  ed  $a$  sono rispettivamente la lunghezza ed il raggio di ciascun braccio dell'antenna;  $R$  è la resistenza d'ingresso;  $X$  è la differenza della reattanza rispetto al modello della linea di trasmissione; entrambe sono tabulate in Tab.(1).

$kl$	$R(kl)$ $\Omega$	$X(kl)$ $\Omega$	$kl$	$R(kl)$ $\Omega$	$X(kl)$ $\Omega$
0	0	0	0.9	18.16	15.01
0.1	0.1506	1.01	1.0	23.07	17.59
0.2	0.798	2.302	1.1	28.83	20.54
0.3	1.821	3.818	1.2	35.60	23.93
0.4	3.264	5.584	1.3	43.55	27.88
0.5	5.171	7.141	1.4	52.92	32.20
0.6	7.563	8.829	1.5	64.01	38.00
0.7	10.48	10.68	1.571	73.12	42.46
0.8	13.99	12.73			

Table 1: Funzioni  $R$  ed  $X$  per il calcolo dell'impedenza di un dipolo cilindrico.

• Impedenza caratteristica ( $Z_0$ ).

Per  $0 < w/b < 10$ , le formule seguenti garantiscono un errore massimo di  $\pm 0,25\%$ :

$$Z_0 = 60 \ln \left( \frac{8b}{w} + \frac{w}{4b} \right) [\Omega] , \quad \frac{w}{b} < 1$$

$$Z_0 = \frac{120 \pi}{\frac{w}{b} + 2.42 - 0.44 \frac{b}{w} + \left(1 - \frac{b}{w}\right)^6} [\Omega] , \quad \frac{w}{b} > 1$$

L'andamento di  $Z_0$  in funzione di  $w/b$  secondo le formule precedenti è diagrammato in fig. 1.32.

Nel caso di  $w/b \gg 1$  valgono le approssimazioni seguenti, con un errore di  $\pm 1\%$

$$Z_0 = 60 \ln \frac{8b}{w} [\Omega] , \quad w \ll b$$

$$Z_0 = \frac{120 \pi b}{w} [\Omega] , \quad w \gg b$$

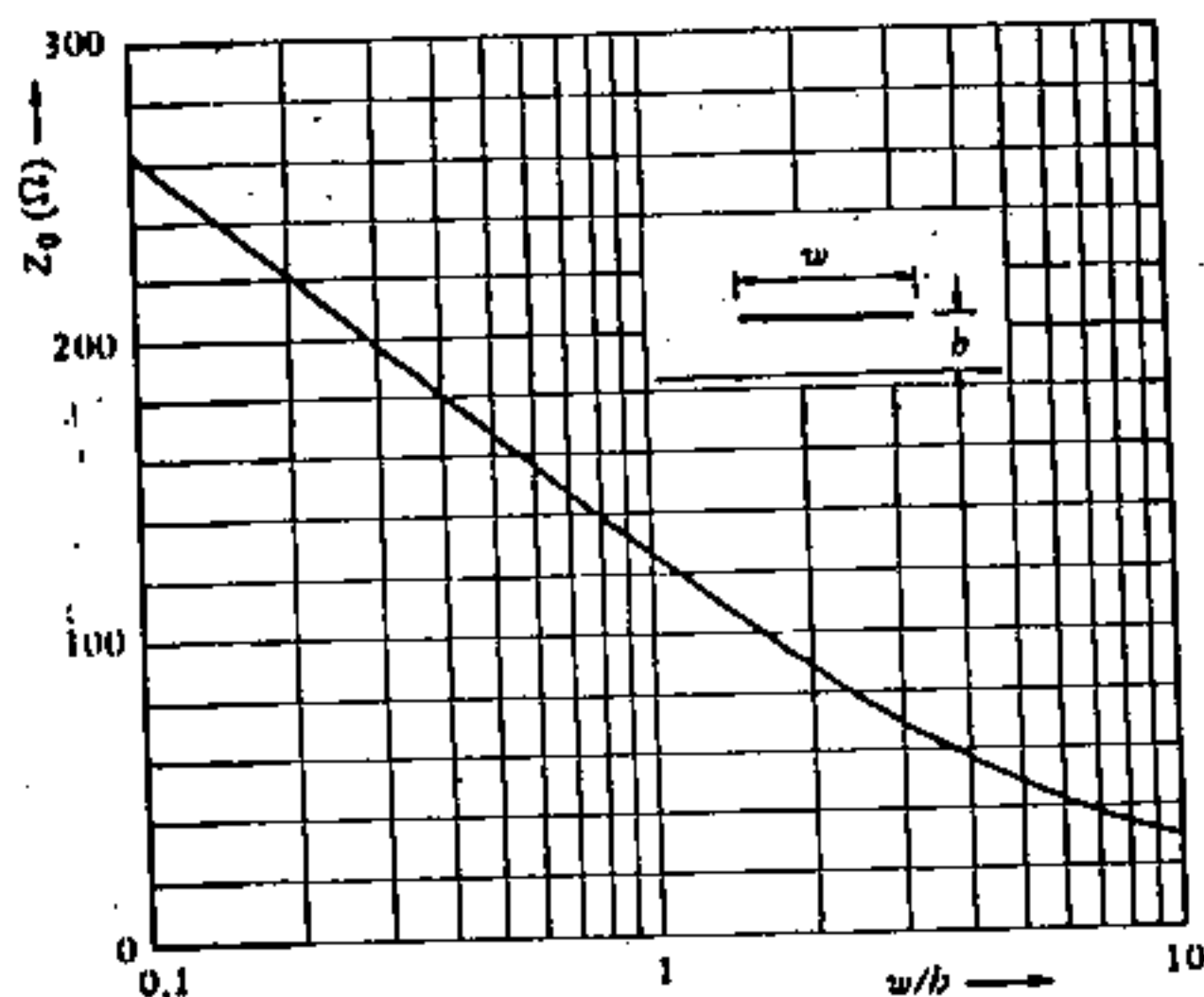
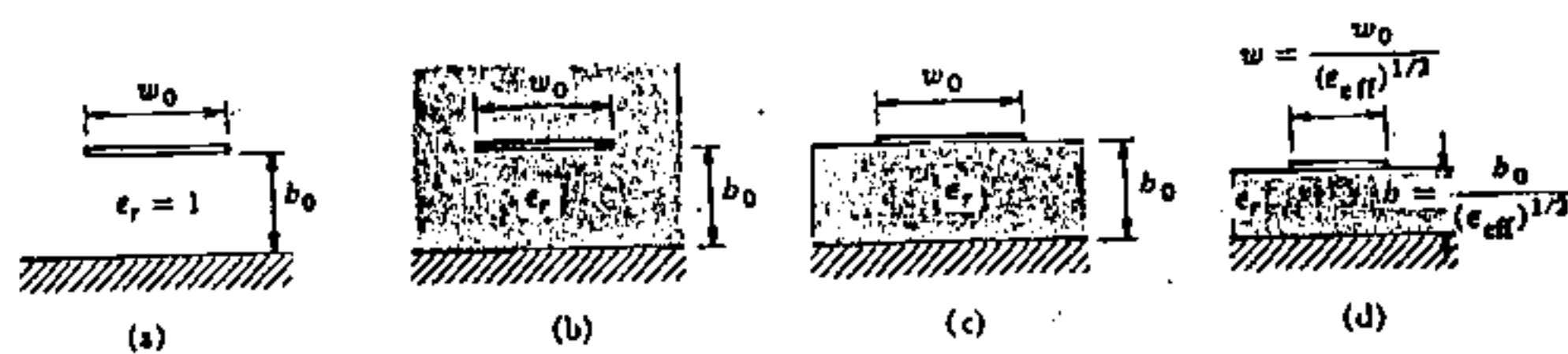


Fig. 1.32 - Andamento dell'impedenza caratteristica, in funzione di  $w/b$ , per la struttura ideale di microstriscia sospesa.

Le caratteristiche delle microstriscie di impiego comune vengono calcolate a partire dalla struttura ideale già descritta, introducendo una costante dielettrica modificata  $\epsilon_{eff}$ , secondo la tabella di fig. 1.35.



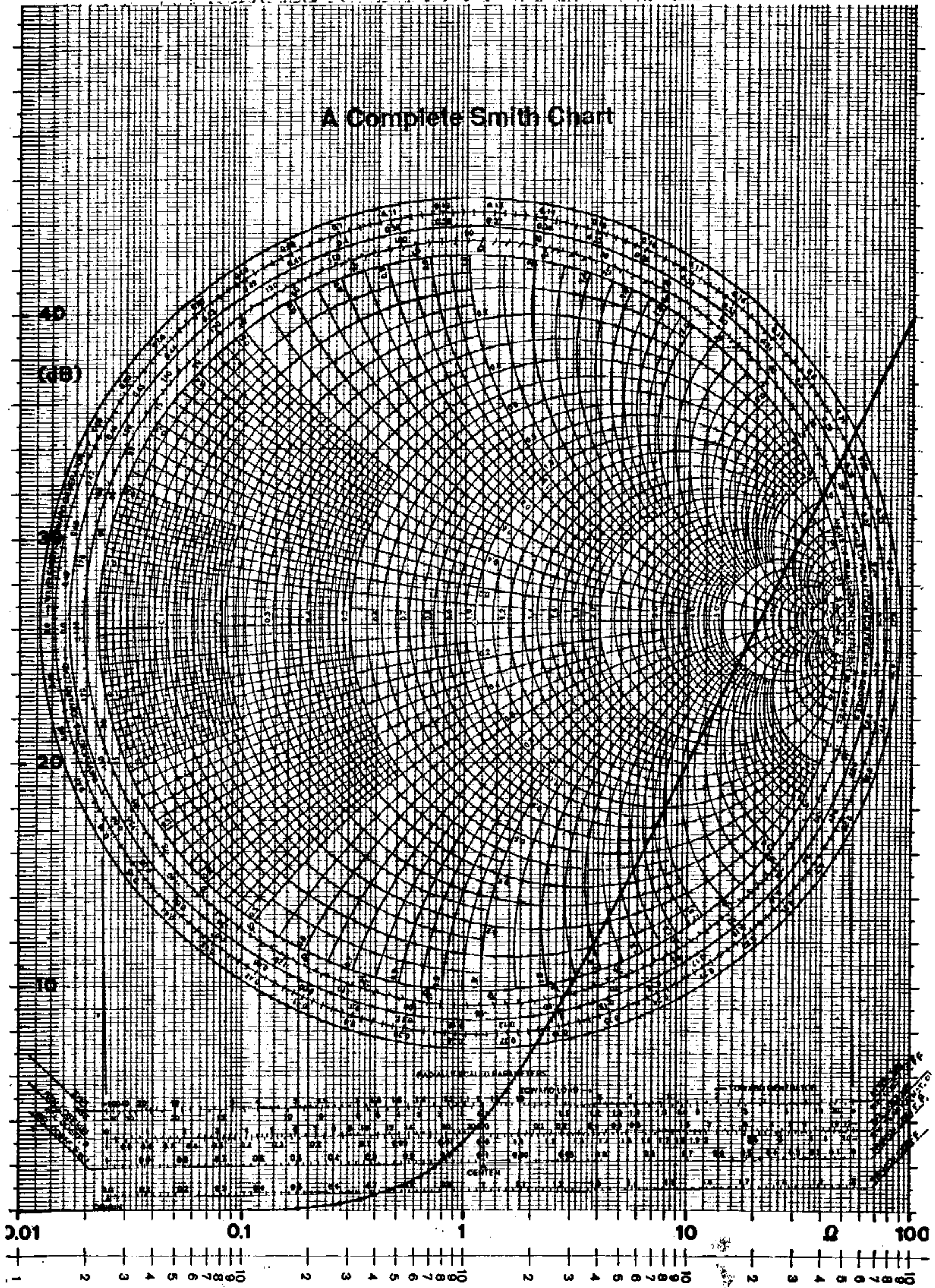
$Z_0$	$Z_m = \frac{Z_0}{(\epsilon_r)^{1/2}}$	$Z_m = \frac{Z_0}{(\epsilon_{eff})^{1/2}}$	$Z_m = \frac{Z_0}{(\epsilon_{eff})^{1/2}}$
$\lambda_0$	$\lambda = \frac{\lambda_0}{(\epsilon_r)^{1/2}}$	$\lambda = \frac{\lambda_0}{(\epsilon_{eff})^{1/2}}$	$\lambda = \frac{\lambda_0}{(\epsilon_{eff})^{1/2}}$
$a_0$	$a = (\epsilon_r)^{1/2} a_0$	$a = (\epsilon_{eff})^{1/2} a_0$	$a = \epsilon_{eff} a_0$

Fig. 1.35 - Caratteristiche delle strutture reali determinate in funzione della struttura ideale (a). Riducendo in proporzione le dimensioni (caso d) si mantiene lo stesso valore di  $Z_m$ , ma aumenta l'attenuazione.

La costante  $\epsilon_{eff}$  dipende da  $\epsilon_r$  e dalle dimensioni della microstriscia secondo la relazione (con errore massimo di  $\pm 2\%$ )

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

# A Complete Smith Chart



2.01 0.1 1 10 20 50 100

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71 72 73 74 75 76 77 78 79 80 81 82 83 84 85 86 87 88 89 90 91 92 93 94 95 96 97 98 99 100