

AMPLIFICATORI TRANSISTORIZZATI A R.F. IN STRIPLINE

Classe di lavoro

La normale classe di lavoro per un transistor di potenza per R.F. è la classe C con polarizzazione zero

Tale classe è facilmente progettabile, particolarmente efficiente e vantaggiosa per FM e CW

La maggior parte dei "data sheet" sono riferiti alla classe C

Se si desidera un amplificatore lineare il transistor andrà polarizzato per una classe di lavoro B

Usando classi di lavoro superiori alla B si avrà una riduzione della potenza di uscita e del rendimento.

Generalmente sono ammesse correnti di riposo da 50 a 100 mA

Per amplificatori di segnali a basso livello o per amplificatori ultralineari richiedenti -40; -60 dB di intermodulazione l'unica classe di lavoro possibile è la A.

Bisogna tener presente che per i transistor di potenza a RF è critica la corrente e non la tensione.

Considerazioni di progetto

Per un amplificatore di potenza transistorizzato si dovranno, in primo luogo, considerare gli adattamenti di impedenza e l'alimentazione in continua.

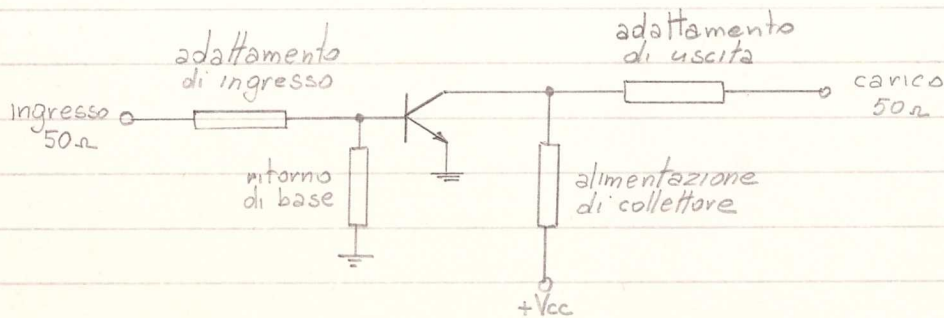


fig. 1

tipico stadio di amplificatore
a RF a transistor.

Generalmente in uno stadio amplificatore in stripline gli adattamenti sono realizzati con celle a L (fig. 2)
 In aggiunta all'adattamento questa configurazione provvede al taglio delle armoniche di ingresso e di uscita comportandosi anche da filtro passa-basso



fig. 2

Se il Q di questo stadio di adattamento è tenuto basso (da 2 a 3) si otterrà un'ampia larghezza di banda.

Il Q considerato è quello caricato del circuito di adattamento e non il Q a vuoto di ogni singolo elemento.

Scegliendo componenti ad alto Q si riducono le perdite, si allarga la banda passante e sono richiesti componenti di valore meno critico.

Un comodo sistema per determinare i valori di L, C e Q è l'uso della "carta di Smith".

Dimensionamento

Le impedenze di ingresso e di carico sono normalmente fornite sui "data sheet" dei costruttori e possono essere indicate come equivalente serie o parallelo, in ogni caso ognuna di queste può essere trasformata nell'altra. (fig. 3)

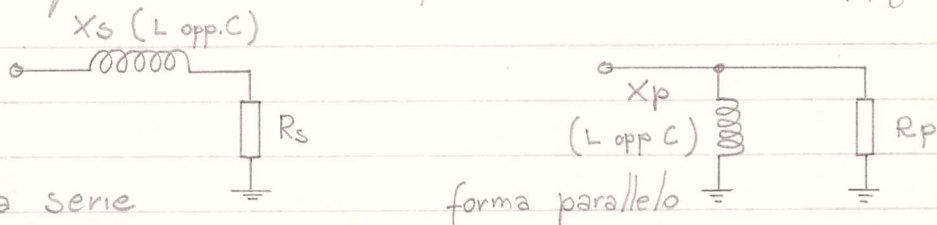


fig. 3

formule di conversione per equivalenti serie e parallelo

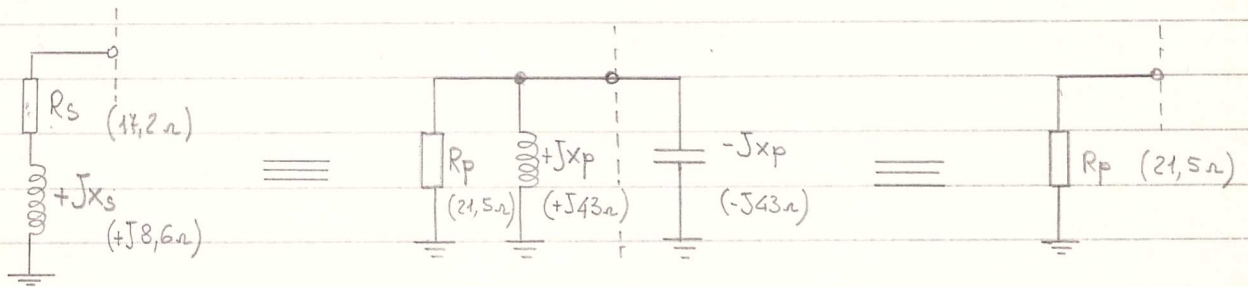
$$R_p = R_s \cdot \left[1 + \left(\frac{X_s}{R_s} \right)^2 \right]$$

$$R_s = \frac{R_p}{1 + \left(\frac{R_p}{X_p} \right)^2}$$

$$X_p = \frac{R_s \cdot R_p}{X_s}$$

$$X_s = \frac{R_s \cdot R_p}{X_p}$$

Nel dimensionamento di una rete di adattamento è necessario lavorare sempre dal transistor alla terminazione a 50Ω .
 Se il primo elemento da adattare è un elemento "shunt" deve essere usata l'impedenza equivalente parallelo, analogamente l'equivalente serie quando il primo è un elemento serie.
 Con una tale costruzione l'impedenza complessa diventa reale e uguale a R_p o R_s (fig. 4)



Impedenza serie

equivalente parallelo

impedenza reale

fig 4 : processo di trasformazione

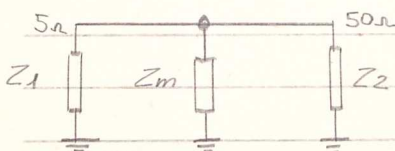
Nell'esempio di fig. 4 la capacità esterna richiesta è calcolata in accordo alla seguente equazione:

$$C_p(\text{pF}) = \frac{1}{2\pi f(\text{MHz}) \cdot X_p}$$

- * Se l'impedenza di C_p è minore di 8Ω è conveniente usare due condensatori in parallelo, uno per ogni terminale di emettitore, per minimizzare l'induttanza e equalizzare le correnti di massa.
- * Se R_p è alta (simile a 15Ω) la rete di adattamento richiede una sola sezione.

Se R_p è bassa (da 2 a 5Ω max) saranno necessarie due o più sezioni a L

- * Se sono richieste più sezioni il punto di impedenza intermedia è selezionabile approssimativamente dalla seguente formula ed eventualmente arrotondato ad un più comodo valore



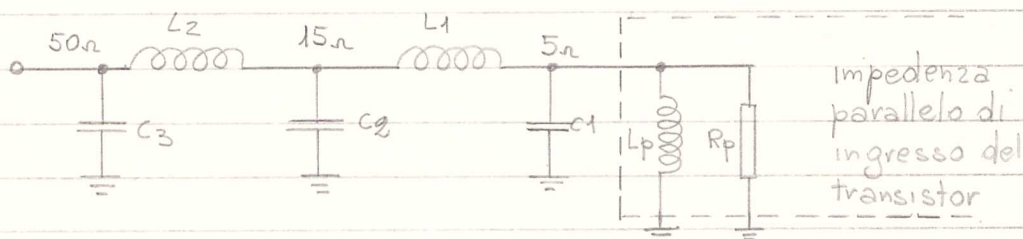
$$Z_m = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

es.: $Z_m = \sqrt{5 \cdot 50} = \sqrt{250} = 16,2\Omega$
 arrotondato $Z_m = 15\Omega$

- * Il punto ad impedenza intermedia ed il numero delle sezioni a L non sono entrambi critici a meno che non sia richiesta la massima larghezza di banda.
- * Se si desidera il minimo Q possibile le trasformazioni si eseguiranno con linee in quarto d'onda, stripline o cavo, di impedenza $Z_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_m}$.
- * la "carta di Smith" va sempre normalizzata al valore di impedenza della linea.

La "carta di Smith"

Supponiamo di dover eseguire il seguente adattamento.



Selezionato il punto di impedenza intermedia si possono calcolare L_1 e C_2 .

Per un più facile calcolo si sceglie l'impedenza della linea uguale a Z_m (15Ω)

Si normalizza la "carta di Smith" a 15Ω per cui

$$z_2 = \frac{15}{15} = 1 \quad z_1 = \frac{5}{15} = 0,333$$

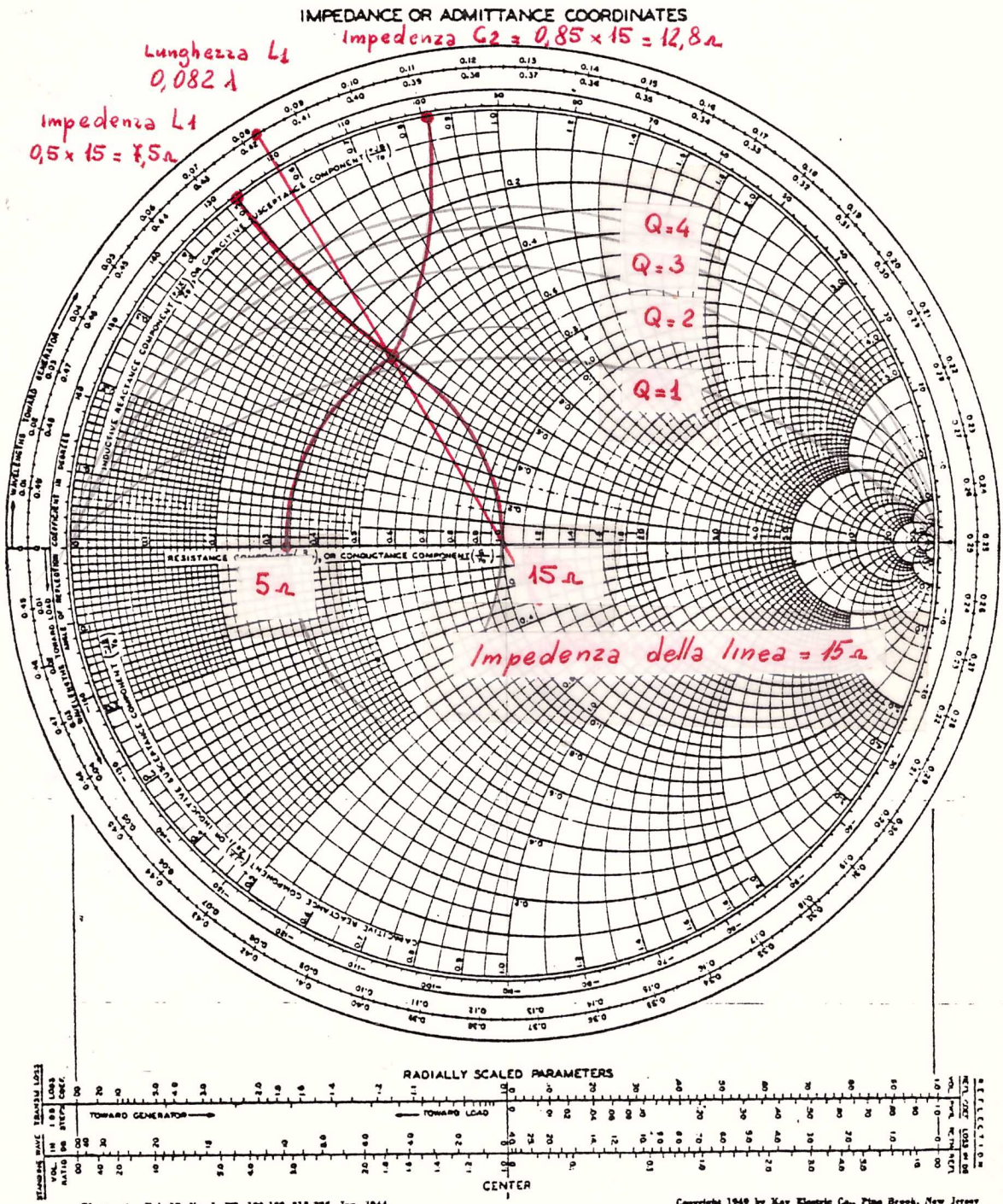
Si riportano i punti sulla carta e partendo da z_1 si avanza in senso orario in modo circolare con origine nel centro della carta, finché si raggiunge il cerchio di ammettenza che passa sull'impedenza di uscita desiderata ($Z_m = 15 \Omega$)

Si può notare che i valori di $L_1 - C_2$ e Q possono essere letti direttamente (Tab. 1)

Se si desidera che la lunghezza di L_1 sia più corta, si può usare un più alto valore di impedenza della "stripline" non curando la perdita del Q . (Tab. 2)

Le ulteriori sezioni a L verranno dimensionate in egual modo.

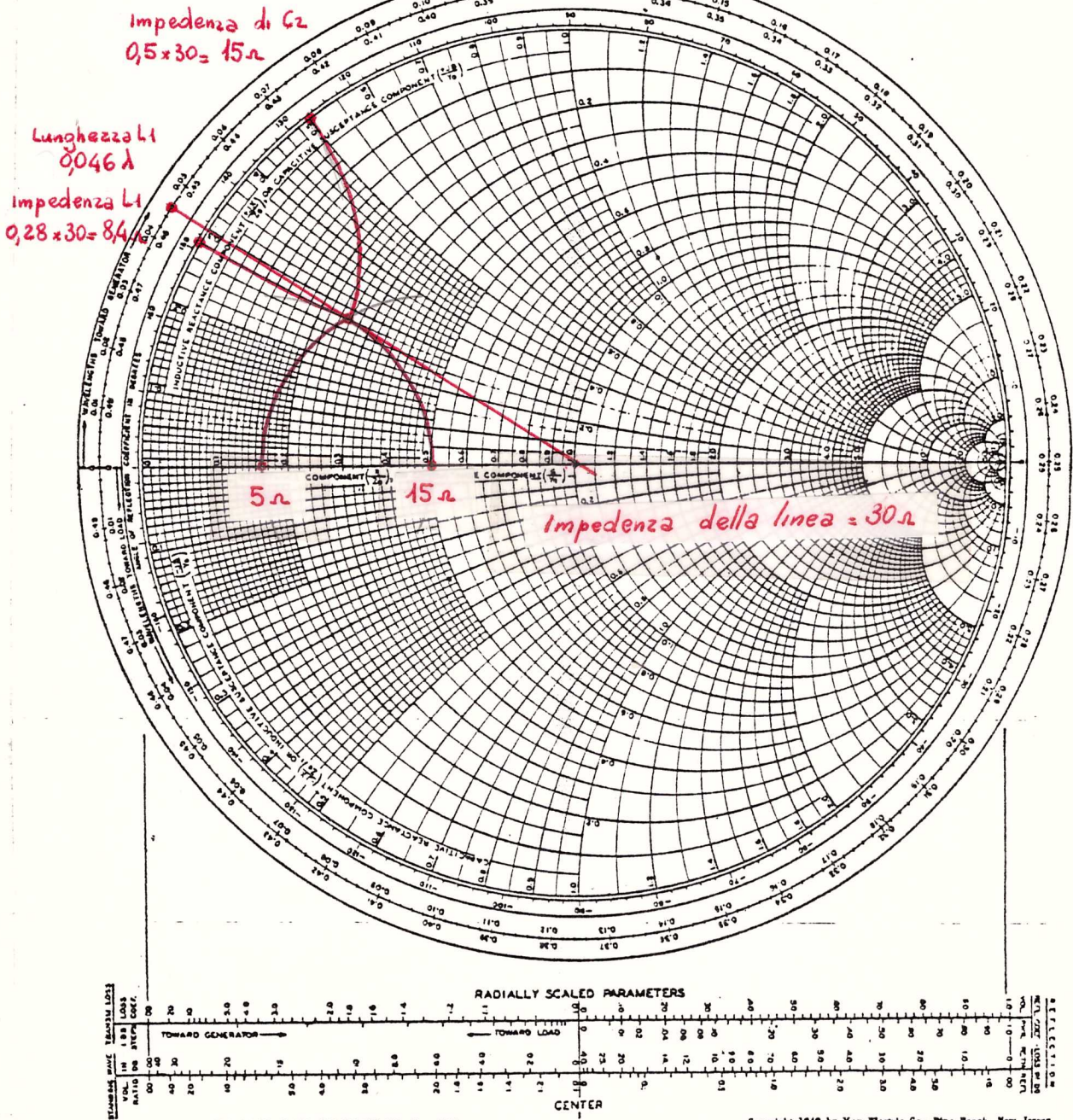
CARTA DI SMIT



TAB. 1

CARTA DI SMIT

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES



Electronics - Vol. 17, No. 1, PP. 126-133, 212-225, Jan. 1944

Copyright 1949 by Ray Electric Co., Pine Brook, New Jersey

TAB. 2

Adattamento di uscita

I costruttori di transistor forniscono normalmente l'impedenza serie del carico richiesto (simile a $4 + j2$)
l'impedenza di partenza sulla "carta di smith" è la coniugazione complessa del carico ($4 - j2$)

In alcuni casi viene indicata direttamente l'impedenza serie di uscita ($4 - j2$)

Nel caso non fosse fornita nessuna indicazione può essere determinata l'impedenza parallelo di uscita come:

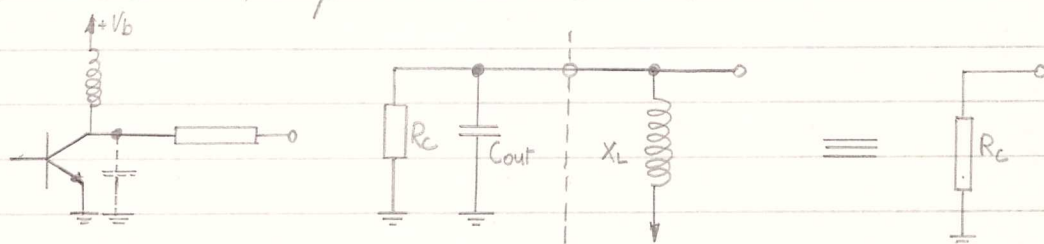
$$R_{out} = \frac{(V_{cc} - V_{ce(sat)})^2}{2 P_{out}}$$

$C_{out} = K \cdot C_{CB}$ dove C_{CB} è la capacità collettore-base e la costante K vale circa $1 \div 1,5$ per la classe C di lavoro

* Il valore di $V_{ce(sat)}$ non è normalmente fornito, ma un valore di 3 Volt è una buona approssimazione.

* In Tab. 3 viene presentato un adattamento di uscita con impedenza complessa serie.

* Scegliendo l'equivalente parallelo la capacità di uscita sarà neutralizzata dall'impedenza di alimentazione in continua del collettore

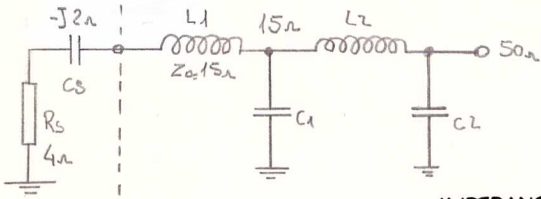


$$X_L = X_{C_{out}}$$

L'adattamento sarà poi eseguito come da Tab. 1 o 2

Un'ulteriore interessante situazione di adattamento è l'interstadio tra due transistor.

L'ottima impedenza della linea per L_1 e L_2 è praticamente bassa. Con parecchio sacrificio nel Q, viene usata un'alta impedenza per ottenere una più pratica lunghezza e larghezza della linea. (Tab. 4)



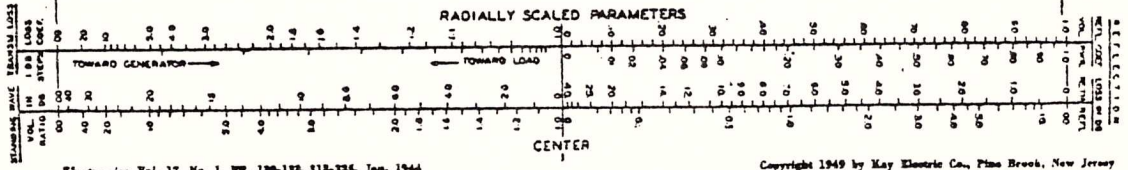
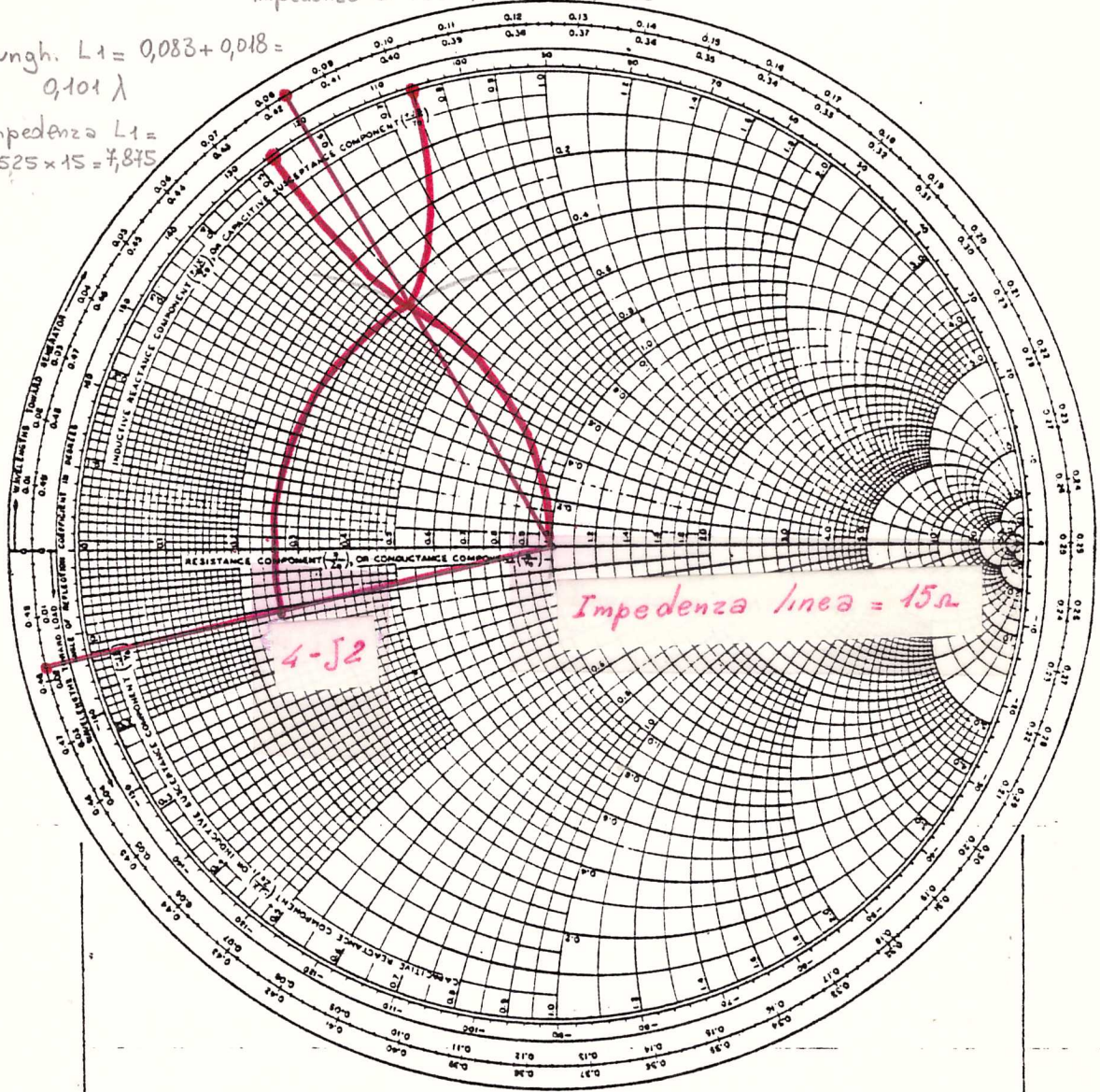
CARTA DI SMIT

IMPEDENZA OR ADMITTANCE COORDINATES

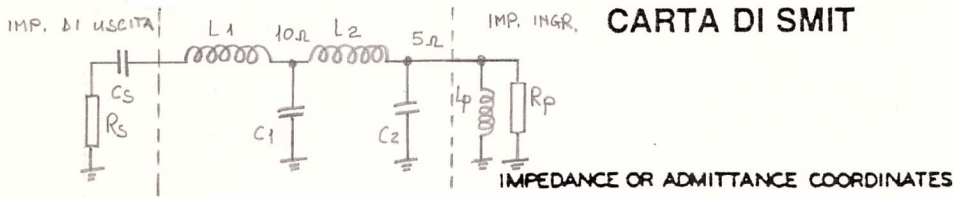
Impedenza di C1 = $0,45 \times 15 = 11,25 \Omega$

Lungh. $L1 = 0,083 + 0,018 = 0,101 \lambda$

Impedenza $L1 = 0,525 \times 15 = 7,875$



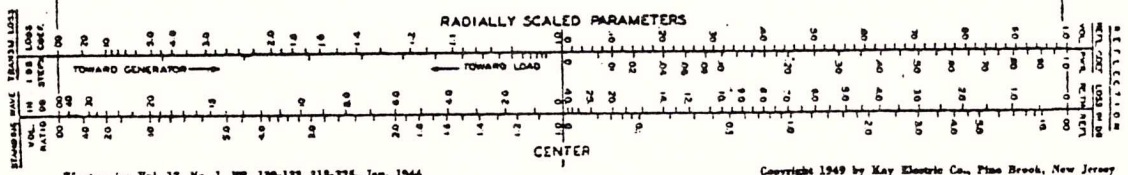
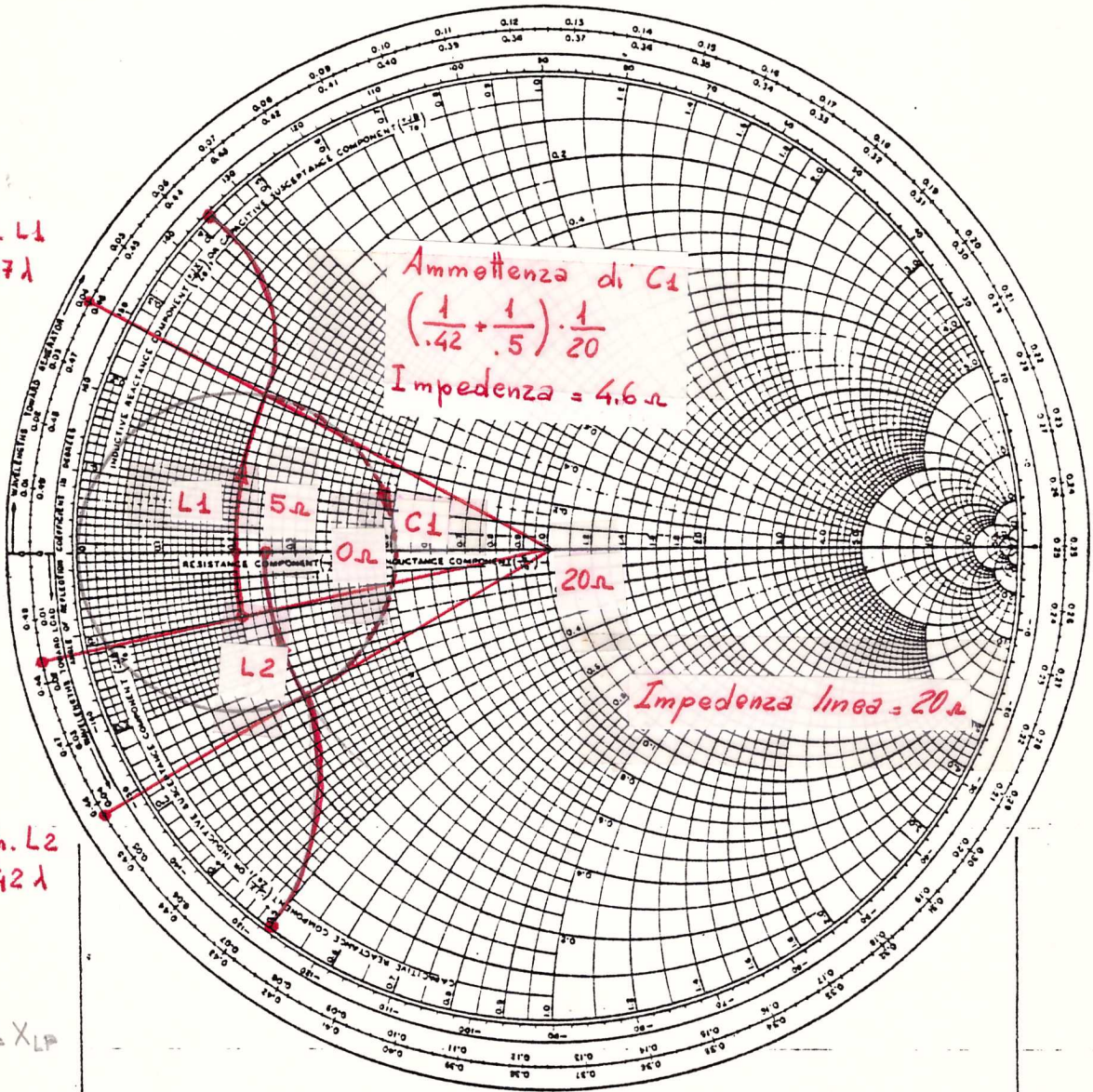
TAB. 3



Lungh. L1
0,057λ

Lungh. L2
0,042λ

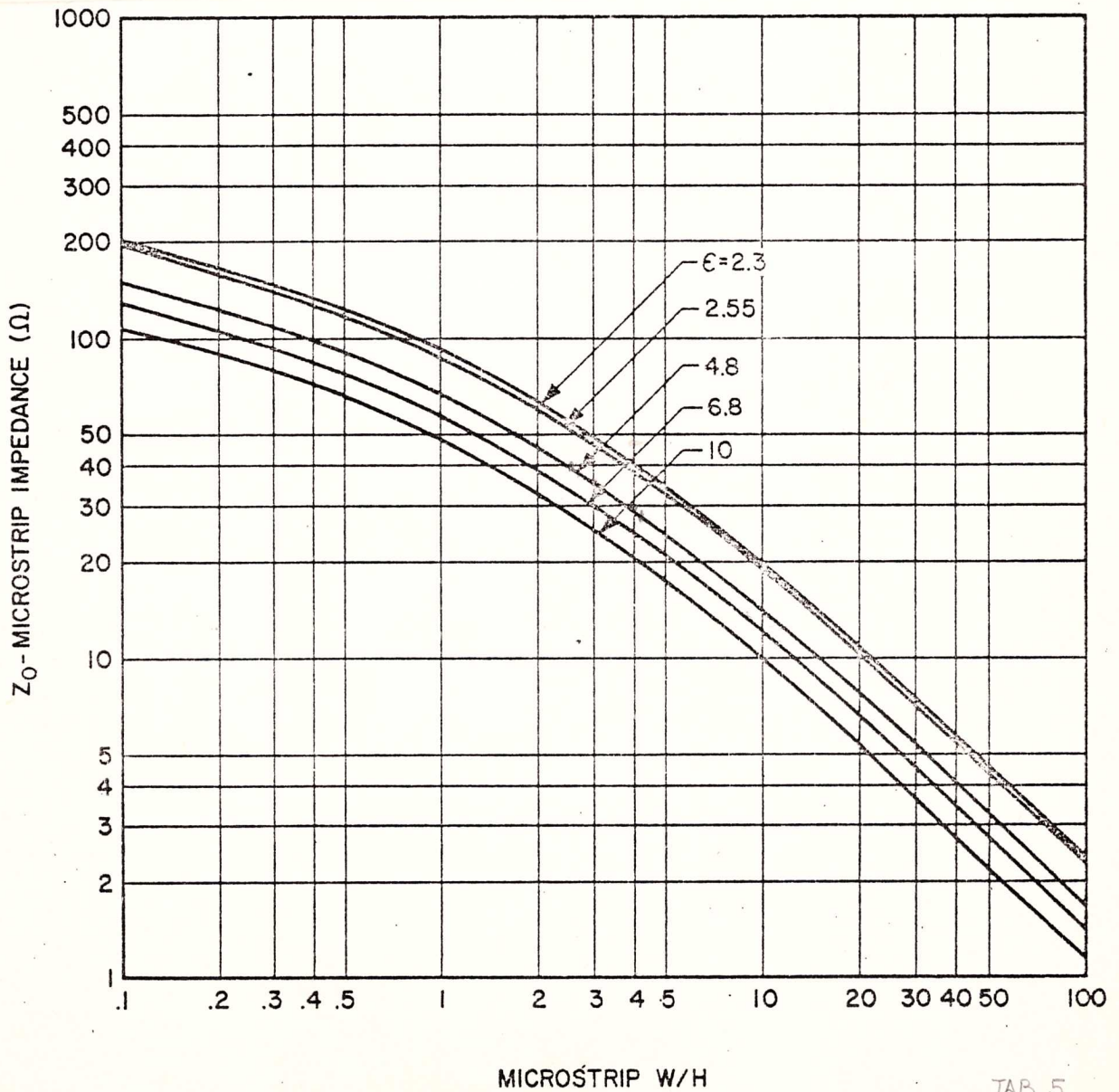
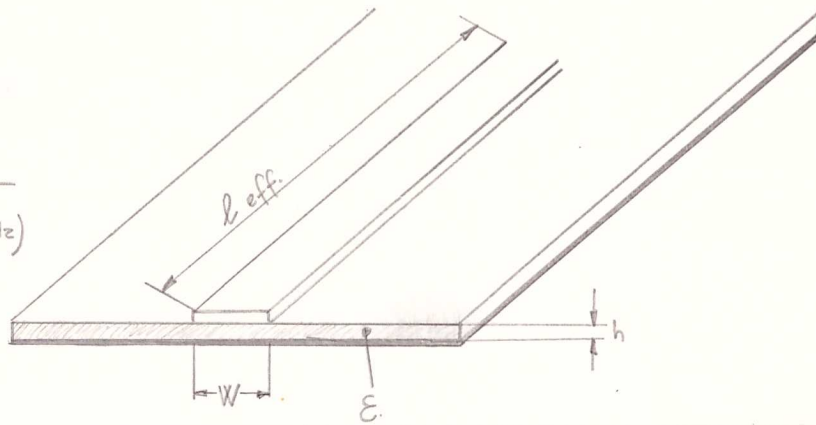
$X_{C2} = X_{Lp}$



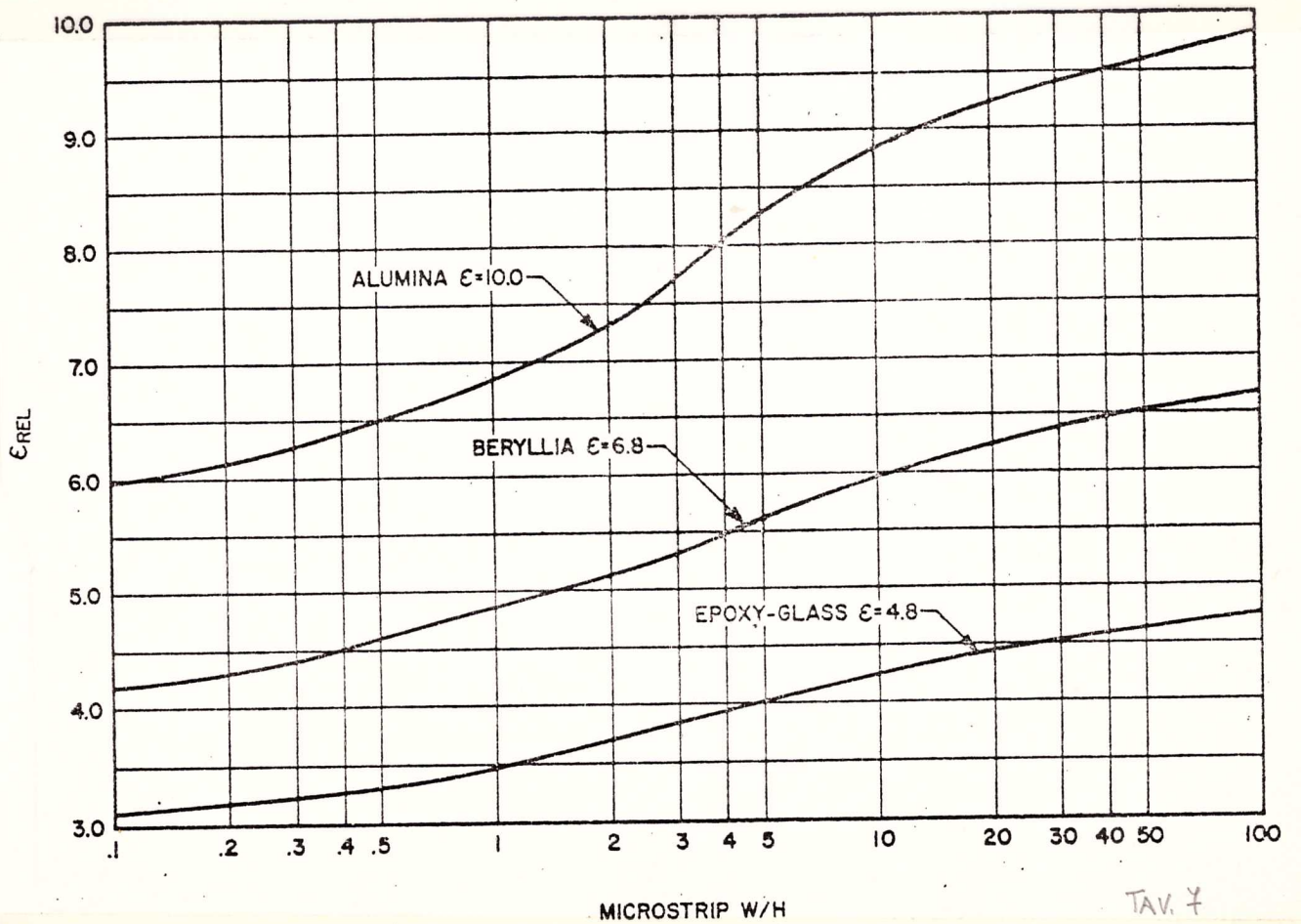
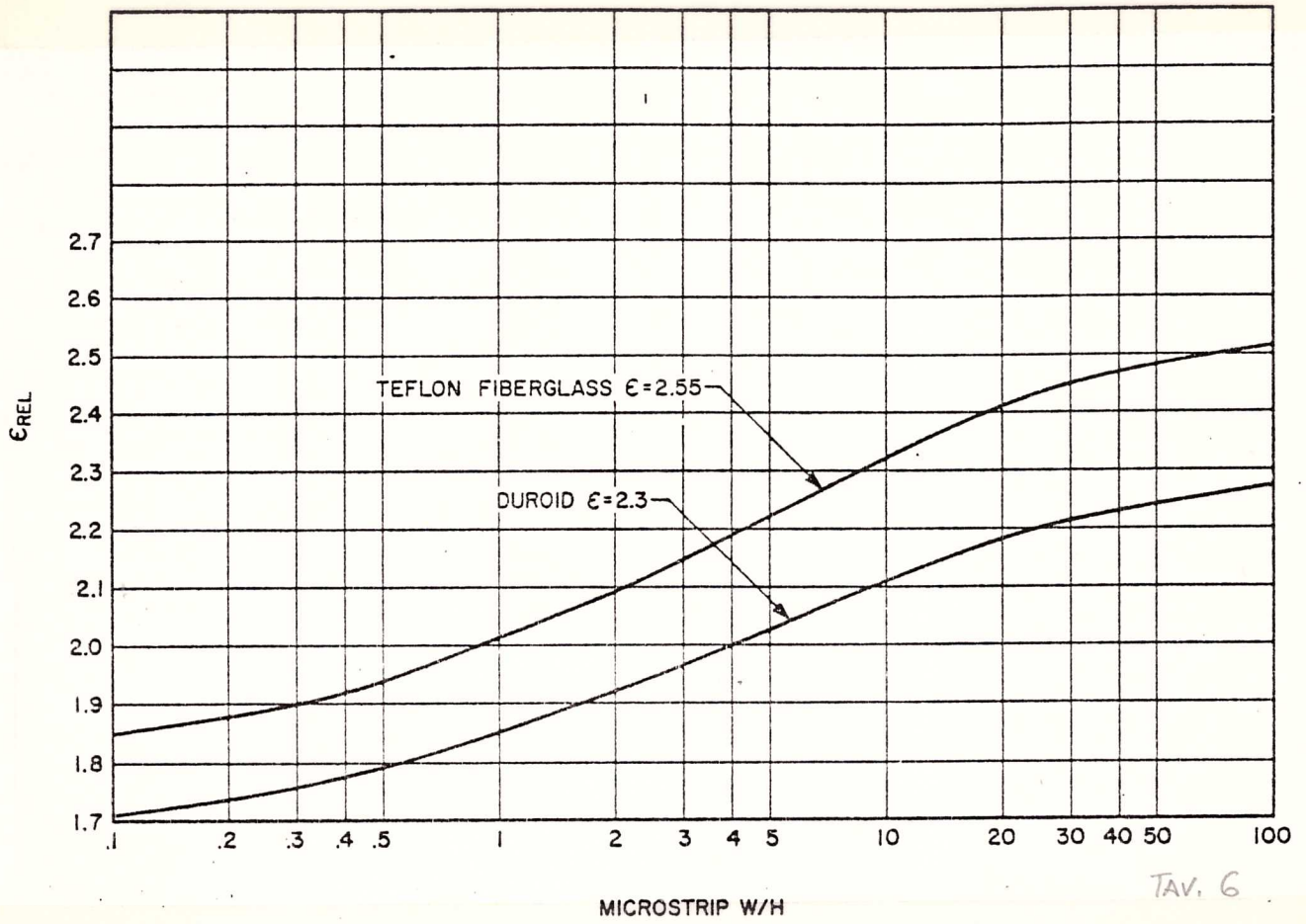
TAB. 4

Dimensionamento della linea

$$l_{eff} = \frac{300}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot f \text{ (MHz)}}$$



TAB. 5



Esempio:

Volendo realizzare la linea L1 come dalla tabella 1 si determina il rapporto w/h in funzione dell'impedenza caratteristica della linea e della costante dielettrica ϵ del materiale di supporto. Supponendo del laminato in fibra di vetro tipo G10 con spessore $1,5 \text{ mm}$ e $\epsilon = 4,8$ dalla TAB 5:

$$\text{(per } 15 \Omega) \quad w/h = \approx 7,5 \quad \text{da cui} \quad w = 7,5 \times 1,5 = 11,25 \text{ mm}$$

Dalla TAB 7 per $w/h = 7,5$, ϵ_r vale circa 4,2

$$\text{se} \quad l = l_{\text{eff}} \times \lambda_{\text{eff}}$$

$$l_{\text{eff}} = \frac{300}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot f(\text{MHz})}$$

$$\lambda_{\text{eff}} = 0,082 \lambda$$

$$f_0 = 100 \text{ MHz}$$

$$l_{\text{eff}} = \frac{300}{\sqrt{4,2} \cdot 100} = \frac{300}{2,049 \cdot 100} = 1,46$$

$$l = 1,46 \times 0,082 = 0,12 \text{ mt.}$$

larghezza della linea = 11 mm

lunghezza della linea = 12 cm.

The Complete Smith Chart

Black Magic Design

