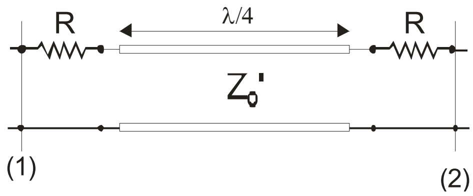
RESOLUCIÓ DE L'EXAMEN FINAL DE MICROONES GENER 08

PROBLEMA 1

La xarxa de dos accessos de la figura és un atenuador de banda estreta a la freqüència f_0. Les impedàncies de referència dels accessos són Z_0=50Ω.

a) Trobi la relació entre R i Z_0' perquè la xarxa funcioni com atenuador ideal.
b) Calculi la matriu S completa de la xarxa, i concreti els valor de R i el valor de l'atenuació en el cas que Z_0'=20Ω.
c) Determini la matriu S en el cas que la freqüència de treball sigui $2f_0$, i amb R i Z_0' de valors segons l'apartat b.



RESOLUCIÓ PROBLEMA 1

a) Trobi la relació entre R i Z_0' perquè la xarxa funcioni com atenuador ideal.

Atenuador ideal, vol dir que S_{11}=0, per tant:

$Z_{in} = R + \dfrac{Z_0'^2}{R + Z_0}$ i això ha de ser igual a Z_0, per tant,

$$R + \frac{Z_0'^2}{R + Z_0} = Z_0 \Rightarrow R = \sqrt{2500 - Z_0'^2}$$

b) Calculi la matriu S completa de la xarxa, i concreti els valor de R i el valor de l'atenuació en el cas que Z_0'=20Ω.

Ja tenim S_{11}=0,

Per simetria: $S_{11}=S_{22}$ i $S_{21}=S_{12}$

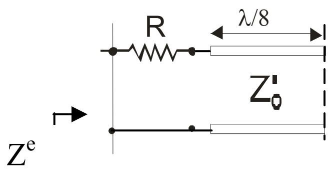
Només ens cal calcular un paràmetre de transmissió, que a més a més aplicant simetria es pot calcular simplement amb el coeficient de reflexió en mode parell:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{\Gamma_e + \Gamma_o}{2} = 0 \rightarrow \Gamma_e = -\Gamma_o$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{\Gamma_e - \Gamma_o}{2} = \Gamma_e$$

Coeficient de reflexió en mode parell:

La longitud serà $\dfrac{\ell}{2} = \dfrac{\lambda}{8}$



$Z^e = R - jZ_0^{'}$

Per tant,

$$S_{21} = \Gamma_e = \frac{Z^e - Z_0}{Z^e + Z_0} = \frac{R - 50 - jZ_0^{'}}{R + 50 - jZ_0^{'}} = \frac{-j100Z_0^{'}}{(R+50)^2 + Z_0^{'2}}$$

Si $Z_0^{'} = 20\Omega$,

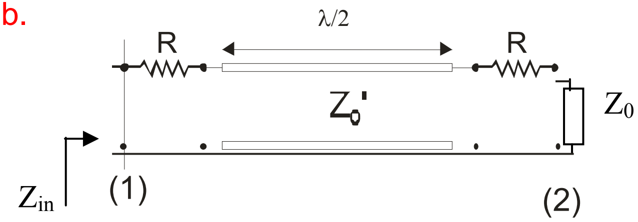
$$R = \sqrt{2500 - 400} = 45,83\Omega$$

$$S_{21} = \frac{-j100Z_0^{'}}{(R+50)^2 + Z_0^{'2}} = \frac{-j2000}{9582} = -j0,2087$$

$$L = -10 * \log|S_{21}|^2 = 13,6dB$$

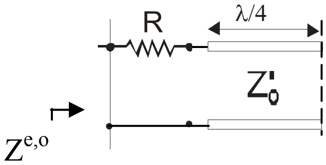
c) Determini la matriu S en el cas que la freqüència de treball sigui $2f_0$, i amb R i Z_0' de valors segons l'apartat b.

Si $f=2f_0$, llavors $\ell = \frac{\lambda}{2}$



$$Z_{in} = 2R + Z_0 \Rightarrow S_{11} = S_{22} = \frac{R}{R + Z_0} = 0,478$$

Per calcular el paràmetre de transmissió fem com abans, amb els circuits en mode parell i imparell:



$$\left.\begin{array}{l} Z^e = R \Rightarrow \Gamma^e = \dfrac{R - Z_0}{R + Z_0} \\ Z^o = \infty \Rightarrow \Gamma^o = 1 \end{array}\right\} \quad S_{12} = S_{21} = \frac{\Gamma^e - \Gamma^o}{2} = \frac{\dfrac{R - Z_0}{R + Z_0} - 1}{2} = \frac{-Z_0}{R + Z_0} = -0,521$$

Per tant, la matriu queda:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0,478 & -0,521 \\ -0,521 & 0,478 \end{pmatrix}$$

PROBLEMA 2

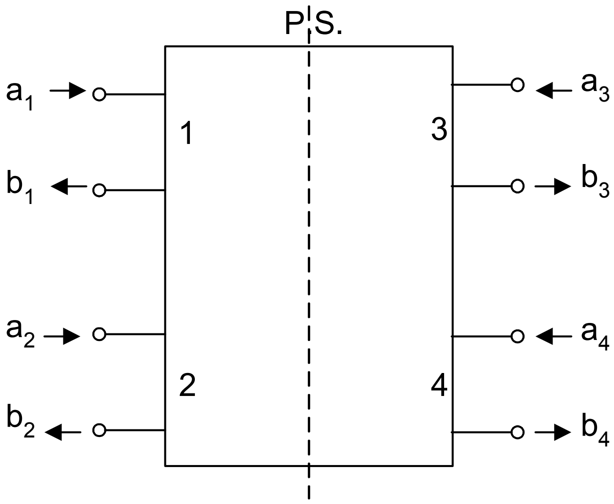
El circuit de 4 portes de la figura és passiu, sense pèrdues, recíproc, simètric, totalment adaptat i té les portes 1 i 4 aïllades entre sí.

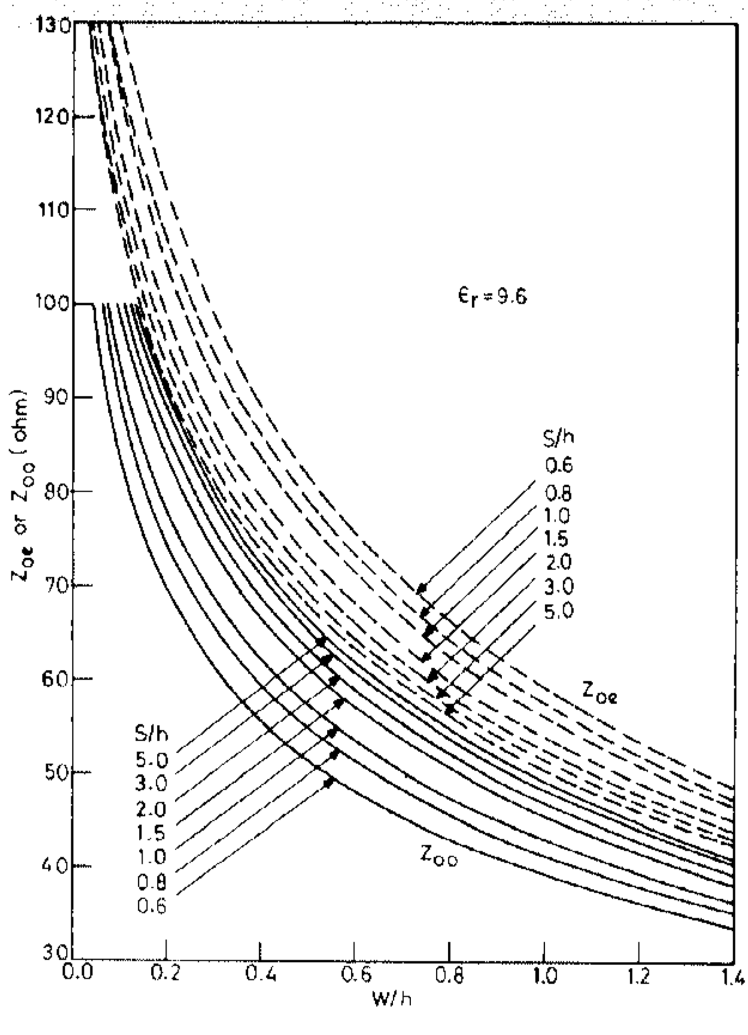
a) Es connecta un generador canònic a la porta 1, la porta 2 es deixa en circuit obert, i es connecten càrregues de referència Z_0 (= 50 Ω) a les portes 3 i 4. En aquestes condicions, es mesura una relació $M = b_4/b_3 = -j\ 0.990$. Amb la informació anterior, deduïu la matriu de paràmetres S del circuit referida a Z_0, sabent que S_{13} és real i positiu.

b) Si el circuit és en realitat un acoblador direccional ideal realitzat en microstrip, representeu-lo numerant adequadament les portes.

c) Si l'acoblador està funcionant a la seva freqüència central (10 GHz), calculeu les impedàncies parell (Z_{0e}) i imparell (Z_{0o}) de l'acoblador i (amb l'ajut de la gràfica adjunta) les seves dimensions (amplada w i separació s) suposant que h=0.254 mm. Si ε_{reff}= 6.3, calculeu també la longitud física de l'acoblador.

d) Si les càrregues de les portes 3 i 4 passen a ser de 100 Ω, mantenint el circuit obert de la porta 2, calculeu la nova relació $M = b_4/b_3$





RESOLUCIÓ PROBLEMA 2

El circuit de 4 portes de la figura és passiu, sense pèrdues, recíproc, simètric, totalment adaptat i té les portes 1 i 4 aïllades entre sí.

$$\left.\begin{array}{r} S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}=0 \\ S_{14}=S_{41}=0 \\ S_{23}=S_{32}=0 \end{array}\right\} \Rightarrow [S]=\begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix}$$

a) Es connecta un generador canònic a la porta 1, la porta 2 es deixa en circuit obert, i es connecten càrregues de referència Z_0 (= 50 Ω) a les portes 3 i 4. En aquestes condicions, es mesura una relació M = b_4/b_3 = -j 0.990. Amb la informació anterior, deduïu la matriu de paràmetres S del circuit referida a Z_0, sabent que S_{13} és real i positiu.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} a_1 \\ b_2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Escrivim les equacions que es deriven de l'equació matricial anterior:

$$b_1 = S_{12}b_2$$
$$b_2 = S_{12}a_1$$
$$b_3 = S_{13}a_1$$
$$b_4 = S_{13}b_2$$

I a partir d'aquí:

$$M=\frac{b_4}{b_3}=\frac{S_{13}S_{12}a_1}{S_{13}a_1}=S_{12}\Rightarrow S_{12}=-j0{,}990$$
$$b_3 = S_{13}a_1$$
$$b_4 = S_{13}b_2 = S_{13}S_{12}a_1$$

Com que la xarxa és passiva i sense pèrdues, podem aplicar unitarietat:

$$\begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix}^{*}=\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

I llavors queda la següent equació:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \Rightarrow |S_{13}| = 0{,}14$$

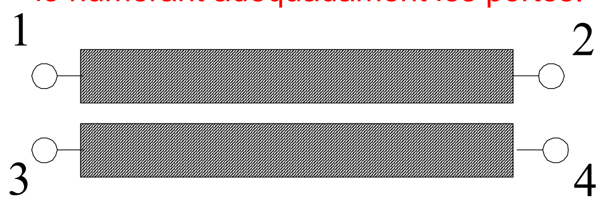
Tenint en compte que segons l'enunciat S_{13} ha de ser real i positiva queda que:

$$S_{13} = 0.14$$

En definitiva:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & -j0{,}99 & 0{,}14 & 0 \\ -j0{,}99 & 0 & 0 & 0{,}14 \\ 0{,}14 & 0 & 0 & -j0{,}99 \\ 0 & 0{,}14 & -j0{,}99 & 0 \end{pmatrix}$$

b) Si el circuit és en realitat un acoblador direccional ideal realitzat en microstrip, representeu-lo numerant adequadament les portes.



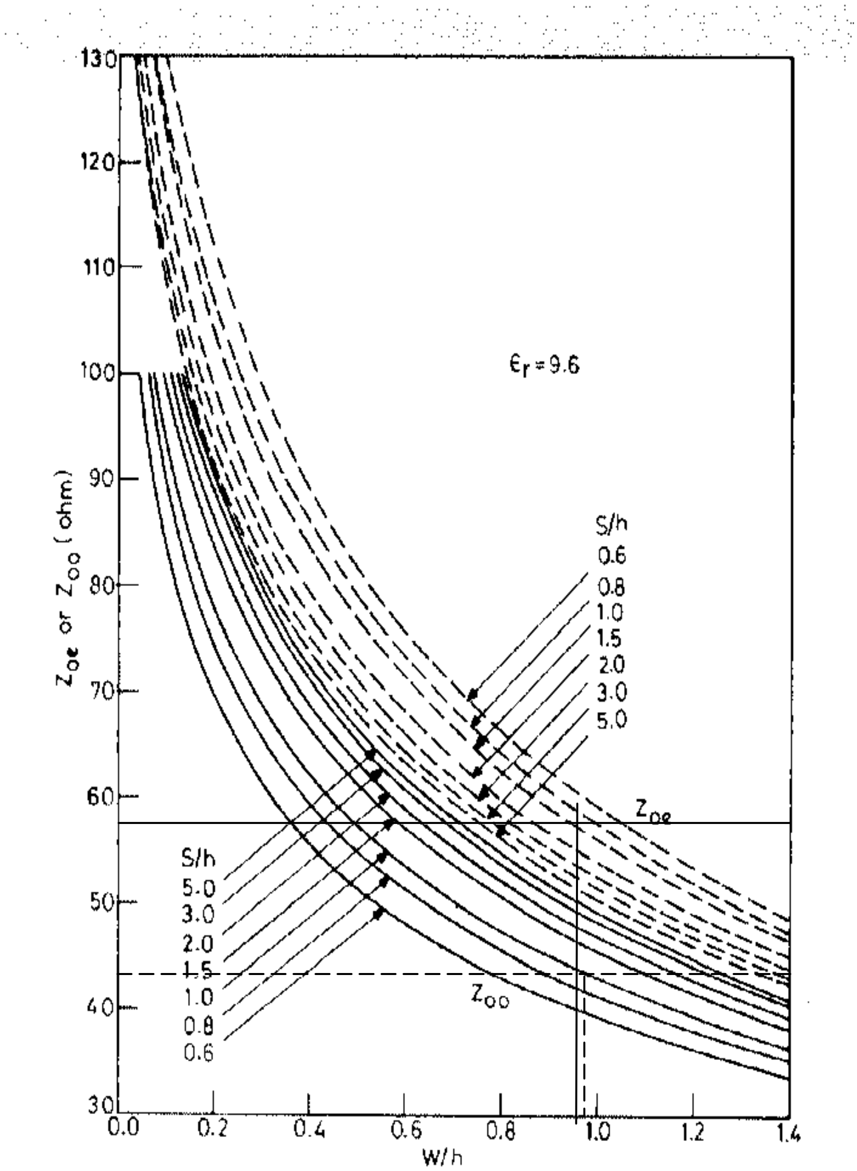
c) Si l'acoblador està funcionant a la seva freqüència central (10 GHz), calculeu les impedàncies parell (Z_{0e}) i imparell (Z_{0o}) de l'acoblador i (amb l'ajut de la gràfica adjunta) les seves dimensions (amplada w i separació s) suposant que h=0.254 mm. Si ε_{reff}= 6.3, calculeu també la longitud física de l'acoblador.

El paràmetre S_{13} ens dóna l'acoblament, per tant, $\alpha = 0{,}14$ i les impedàncies seran:

$$Z_{0e} = Z_0\sqrt{\frac{1+\alpha}{1-\alpha}} = 57{,}62\Omega$$

$$Z_{0o} = Z_0\sqrt{\frac{1-\alpha}{1+\alpha}} = 43{,}38\Omega$$

Una vegada tenim les dues impedàncies, fem servir la gràfica adjunta per trobar la W/h i la S/h de les línies acoblades: si agafem les corbes corresponents a s/h=1,0, s'arriba a una solució i W/h=0,98.



Substituint el valor de h=0,254mm, queda: s=0,254mm i W=0,249mm

d) Si les càrregues de les portes 3 i 4 passen a ser de 100 Ω, mantenint el circuit obert de la porta 2, calculeu la nova relació $M = b_4/b_3$

Llavors a les portes 3 i 4 tenim un coeficient de reflexió igual a Γ=1/3 i per tant:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ b_2 \\ \frac{1}{3} b_3 \\ \frac{1}{3} b_4 \end{pmatrix}$$

Escrivim les equacions corresponents:

$$b_2 = S_{12}a_1 + S_{13}\frac{1}{3}b_4$$

$$b_3 = S_{13}a_1 + S_{12}\frac{1}{3}b_4$$

$$b_4 = S_{13}b_2 + S_{12}\frac{1}{3}b_3$$

I substituïm la primera i la segona a la tercera i aïllem b_4:

$$b_4 = S_{13}\left(S_{12}a_1 + S_{13}\frac{1}{3}b_4 \right) + S_{12}\frac{1}{3}\left(S_{13}a_1 + S_{12}\frac{1}{3}b_4 \right)$$

$$b_4 = \frac{S_{13}S_{12} + S_{12}\frac{1}{3}S_{13}}{1 - S_{13}^2\frac{1}{3} - S_{12}^2\frac{1}{9}}a_1 = \frac{\frac{4}{3}S_{13}S_{12}}{1 - S_{13}^2\frac{1}{3} - S_{12}^2\frac{1}{9}}a_1$$

Ara només resta substituir a l'equació de b_3 el valor de b_4:

$$b_3 = S_{13}a_1 + S_{12}\frac{1}{3}b_4 = S_{13}a_1 + \frac{\frac{4}{9}S_{13}S_{12}^2}{1 - S_{13}^2\frac{1}{3} - S_{12}^2\frac{1}{9}}a_1$$

Dividint una per l'altre trobem el valor de M:

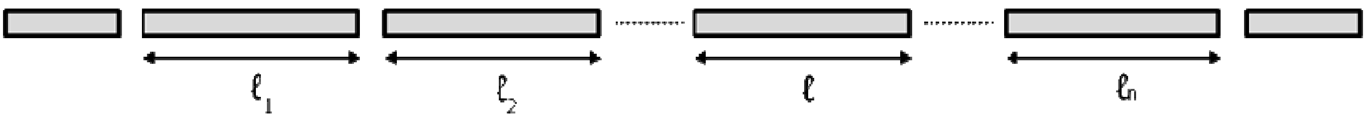
$$M = \frac{\dfrac{\frac{4}{3}S_{13}S_{12}}{1 - S_{13}^2\frac{1}{3} - S_{12}^2\frac{1}{9}}}{S_{13} + \dfrac{\frac{4}{9}S_{13}S_{12}^2}{1 - S_{13}^2\frac{1}{3} - S_{12}^2\frac{1}{9}}} = \frac{4S_{12}}{3 - S_{13}^2 + S_{12}^2} = \frac{-j3,96}{3 - 0,0196 - 0,9801} = -j1,98$$

PROBLEMA 3

Es vol dissenyar un filtre passa banda Butterworth (maximalment pla), a connectar entre un generador d'impedància interna de Zg= 50Ω i una càrrega Z_L= 50Ω. La banda de pas ha d'estar compresa entre 9,75 GHz i 10,25 GHz i a 9,27 GHz ha d'atenuar com a mínim 45 dB.

a) Dibuixeu la plantilla del filtre passa banda i de l'equivalent passa baix aplicant la transformació de freqüències.
b) Calculeu l'ordre del filtre i trobeu el valor dels elements del prototipus passa baix
c) Calculi l'atenuació del filtre passa banda a 11,05 GHz

Si es realitza el filtre mitjançant gaps microstrip com els de la figura, trobeu:
d) La longitud dels trams de línia
e) La capacitat en pF associada a cada gap.



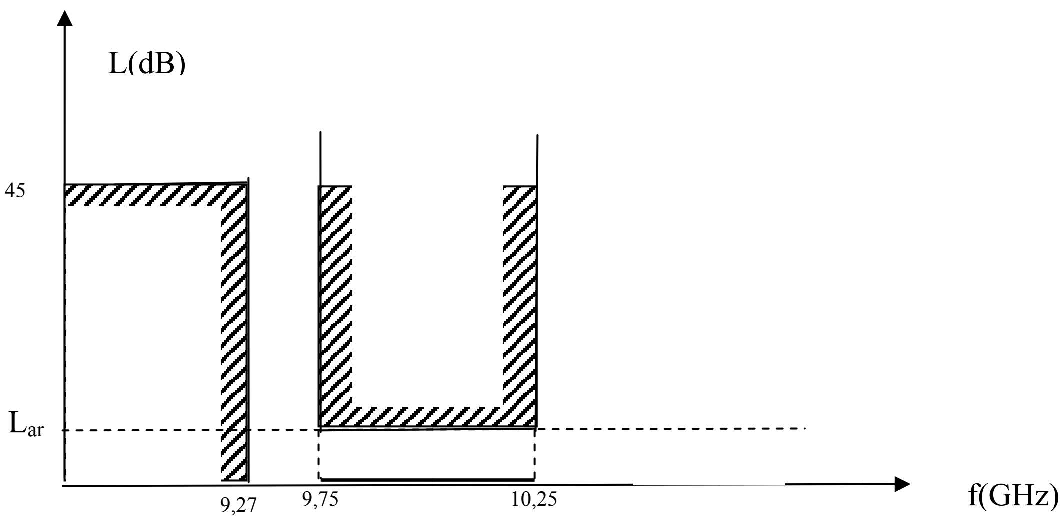
$$\bar{J}_{01} = \sqrt{\frac{\pi W}{2 g_1}} \qquad \bar{J}_{i,i+1} = \frac{\pi W}{2\sqrt{g_i g_{i+1}}} \qquad \bar{J}_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\pi W}{2 g_n g_{n+1}}}$$

$$\left|\bar{X}_{i,i+1}\right| = \frac{1-\bar{J}_{i,i+1}^2}{\bar{J}_{i,i+1}} \qquad \ell_{i,i+1} = \frac{1}{2\beta} arctg \frac{2}{\bar{X}_{i,i+1}}$$

RESOLUCIÓ PROBLEMA 3

a) Dibuixeu la plantilla del filtre passa banda i de l'equivalent passa baix aplicant la transformació de freqüències.

Plantilla del filtre passa banda:



Característiques del filtre passa banda:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = 10GHz$$
$$W = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = 0,05$$

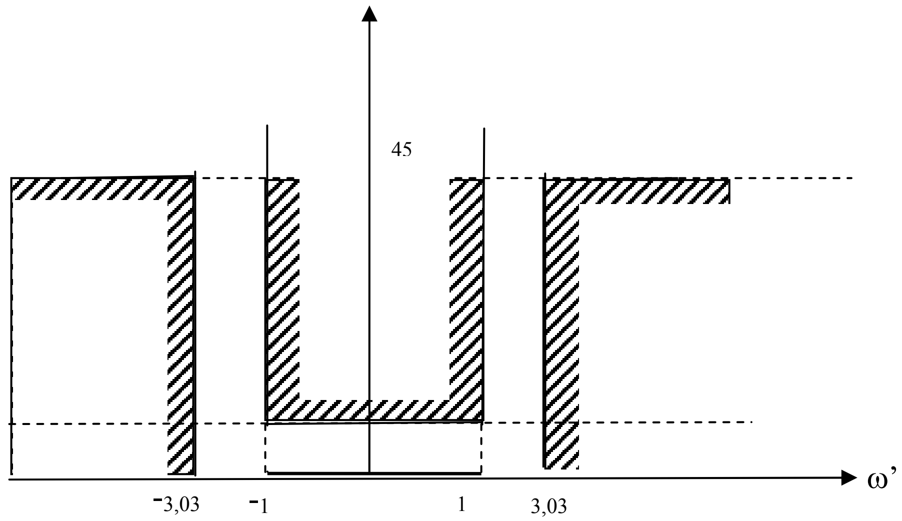
Equivalent passa baix: apliquem la transformació de freqüències:

$$\omega' = \frac{1}{W}\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)$$

I trobem:

$$\omega_a' = \frac{1}{0,05}\left(\frac{9,27}{10} - \frac{10}{9,27}\right) = -3,03$$

Per tant, l'equivalent serà:



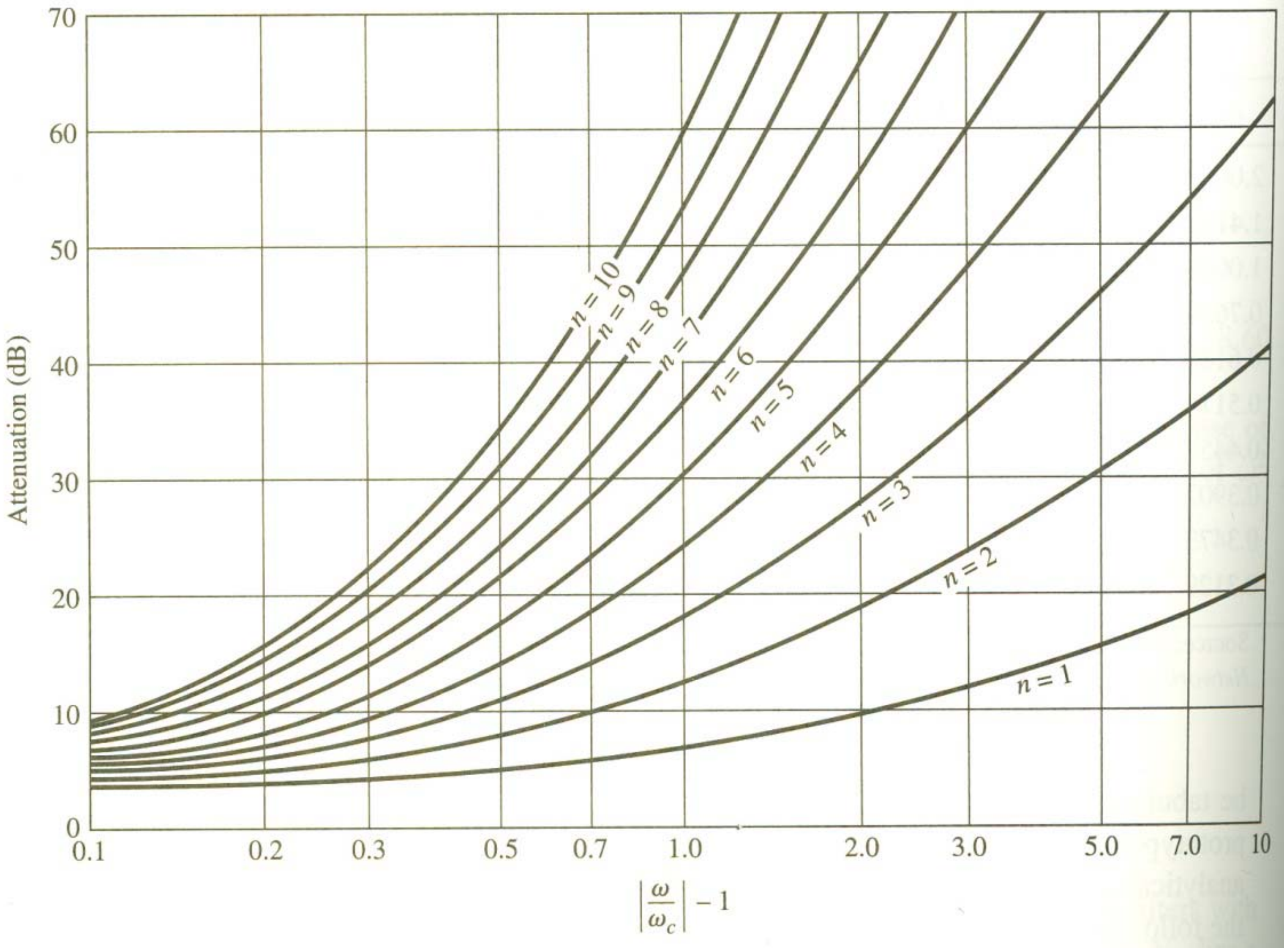
on hem fet $\omega_1'=1$

b) Calculeu l'ordre del filtre i trobeu el valor dels elements del prototipus passa baix

Sobre la gràfica representem $\left|\frac{\omega_a'}{\omega_1'}\right| - 1 = 2,03$ i veiem que per tenir una atenuació de 45 dB necessitem com a mínim un filtre d'ordre 5.

TABLE 8.3 Element Values for Maximally Flat Low-Pass Filter Prototypes ($g_0 = 1$, $\omega_c = 1$, $N = 1$ to 10)

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000



Per tant, els valors dels elements els treiem de la taula adjunta:

$$g_1 = g_5 = 0,618$$
$$g_2 = g_4 = 1,618$$
$$g_3 = 2$$
$$g_6 = 1$$

c) Calculi l'atenuació del filtre passa banda a 11,05 GHz

Fem la transformació de freqüències:

$$\omega_b' = \frac{1}{0,05}\left(\frac{11.05}{10} - \frac{10}{11,05}\right) = 4$$

I per aquesta freqüència equivalent, de la gràfica trobem que l'atenuació per a $\left|\frac{\omega_a'}{\omega_1'}\right| - 1$=3, és igual a 60dB.

Si es realitza el filtre mitjançant gaps microstrip com els de la figura, trobeu:

d) La longitud dels trams de línia

De les equacions trobem primer el valor de les constants dels inversors d'admitàncies:

$$\bar{J}_{01} = \bar{J}_{56} = \sqrt{\frac{\pi W}{2g_1}} = 0,356$$

$$\bar{J}_{12} = \bar{J}_{45} = \frac{\pi W}{2\sqrt{g_1 g_2}} = 0,078$$

$$\bar{J}_{23} = \bar{J}_{34} = \frac{\pi W}{2\sqrt{g_2 g_3}} = 0,044$$

Ara ja podem calcular les reactàncies i a més a més com són condensadors seran negatives:

$$\left|\bar{X}_{01}\right| = \left|\bar{X}_{56}\right| = \frac{1-\bar{J}_{01}^2}{\bar{J}_{01}} = 2,45 \Rightarrow \bar{X}_{01} = \bar{X}_{56} = -2,45$$

$$\left|\bar{X}_{12}\right| = \left|\bar{X}_{45}\right| = \frac{1-\bar{J}_{12}^2}{\bar{J}_{12}} = 12,65 \Rightarrow \bar{X}_{12} = \bar{X}_{45} = -12,65$$

$$\left|\bar{X}_{23}\right| = \left|\bar{X}_{34}\right| = \frac{1-\bar{J}_{23}^2}{\bar{J}_{23}} = 22,86 \Rightarrow \bar{X}_{23} = \bar{X}_{34} = -22,86$$

I finalment les longituds queden (suposant ε_r=1):

$$\ell_1 = \ell_5 = \frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4\pi} arctg \frac{2}{\overline{X}_{01}} + \frac{\lambda}{4\pi} arctg \frac{2}{\overline{X}_{12}} = 0,434\lambda = 13mm$$

$$\ell_2 = \ell_4 = \frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4\pi} arctg \frac{2}{\overline{X}_{12}} + \frac{\lambda}{4\pi} arctg \frac{2}{\overline{X}_{23}} = 0,481\lambda = 14,4mm$$

$$\ell_3 = \frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4\pi} arctg \frac{2}{\overline{X}_{23}} + \frac{\lambda}{4\pi} arctg \frac{2}{\overline{X}_{34}} = 0,486\lambda = 14,6mm$$

e) La capacitat en pF associada a cada gap.

$$C_{01} = C_{56} = \frac{1}{2\pi f_0 50 \overline{X}_{01}} = 0,13\,pF$$

$$C_{12} = C_{45} = \frac{1}{2\pi f_0 50 \overline{X}_{12}} = 0,025\,pF$$

$$C_{23} = C_{34} = \frac{1}{2\pi f_0 50 \overline{X}_{23}} = 0,014\,pF$$

PROBLEMA 4

El transistor ATF 35143 presenta els següents paràmetres S per V_{DS}=2V i I_{DS}=5mA referits a Z_0=50Ω i a 4GHz:

$$\begin{pmatrix} 0{,}72_{\angle -126} & 0{,}05_{\angle 7} \\ 3{,}0_{\angle 76} & 0{,}52_{\angle 151} \end{pmatrix}$$

A la carta de Smith adjunta s'indiquen els cercles de guany a l'entrada constant G_S (amb un decrement de 0,5 dB d'un al següent) i Factor de Soroll constant (amb un increment de 0,2dB d'un cercle al següent).

S'ha dissenyat l'etapa d'entrada amb una xarxa de dues línies d'impedàncies Z_{01}=32,4Ω i Z_0=50Ω i longituds $\ell_1 = 9{,}375mm$, $\ell_2 = 3mm$, tal com mostra la figura. La constant dielèctrica de les línies és ε_r=4.

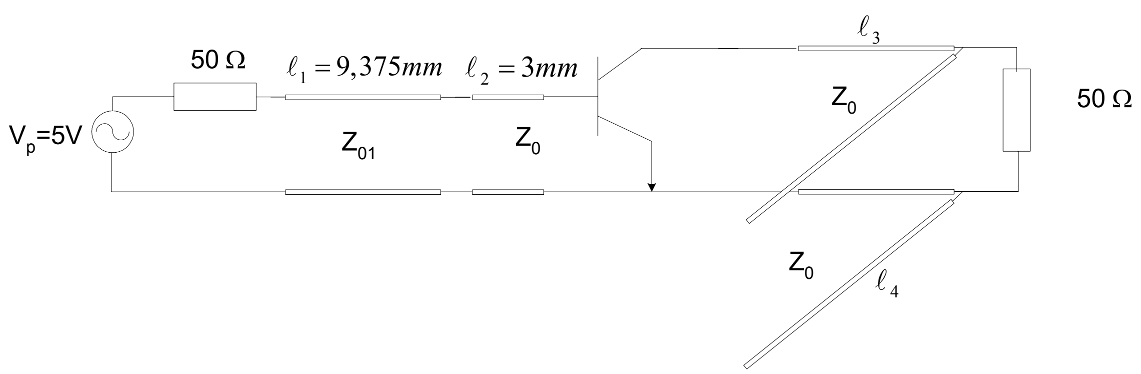
a) Determineu el valor del guany a l'entrada G_S i el factor de soroll F, tenint en compte que F_{min}=0,52 dB.

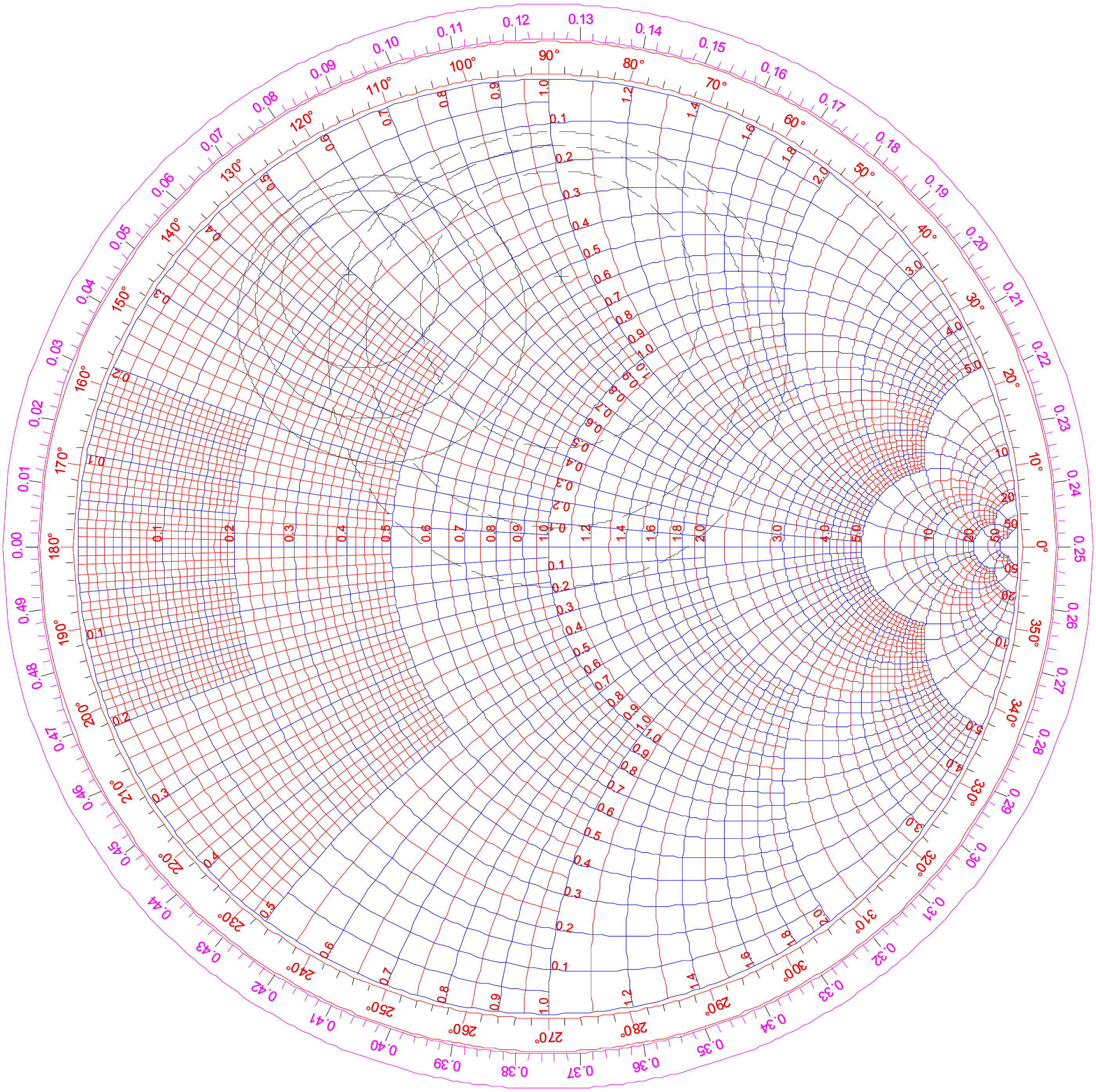
b) Escolliu el valor d'impedància de carrega del transistor (Z_L) que proporcioni màxima transferència de potència a la sortida, fent l'aproximació unilateral.

c) Dissenyeu l'etapa de sortida segons el valor escollit a l'apartat anterior i l'esquema de la figura.

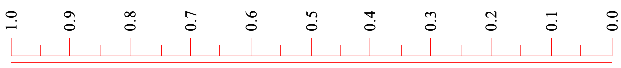
d) Calculeu la potència que arriba a la càrrega amb i sense les xarxes d'entrada i sortida

$$G_T = \frac{\left(1-|\Gamma_S|^2\right)|S_{21}|^2\left(1-|\Gamma_L|^2\right)}{\left|\left(1-S_{11}\Gamma_S\right)\left(1-S_{22}\Gamma_L\right)-S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L\right|^2}$$





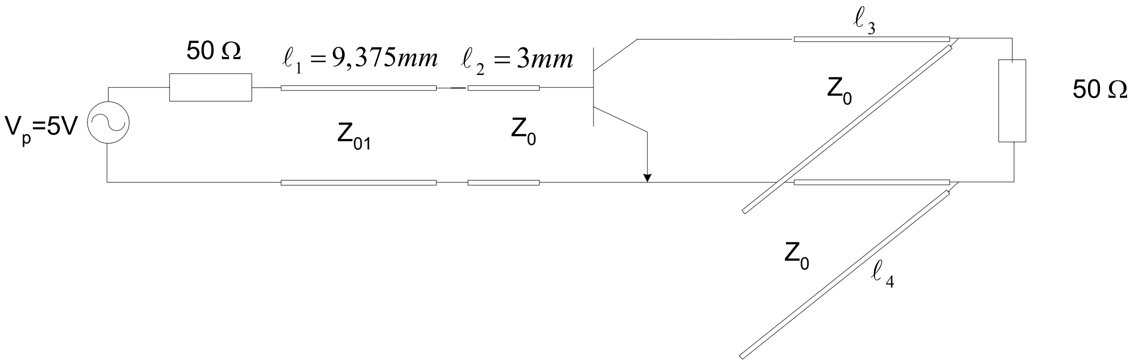
Reflection Coefficient |Γ|



RESOLUCIÓ PROBLEMA 4

a) Determineu el valor del guany a l'entrada G_S i el factor de soroll F, tenint en compte que F_{min}=0,52 dB.

Hem de calcular el valor del coeficient de reflexió que tenim a l'entrada Γ_S:



Determinem les longituds de les línies en termes de λ. Per tant,

$$\lambda = \frac{c_0}{f\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{310^8}{410^9\sqrt{4}} = 37,5mm$$

i les línies serien :

$$\frac{9,375}{37,5} = 0,25\lambda$$

$$\frac{3}{37,5} = 0,08\lambda$$

La impedància real que es veu tot just davant de la línia de longitud λ/4 es igual a:

$$Z_1 = \frac{Z_{01}^2}{50} = \frac{(32,4)^2}{50} = 21\Omega$$

$$\overline{Z}_1 = \frac{21}{50} = 0,42$$

Ens situem a la carta de Smith en aquest valor real i ens movem cap a generador 0,08λ per saber la impedància a l'entrada Z_S:

$$\overline{Z}_s = 0,5 + j0,4$$

que com a coeficient de reflexió és:

$$\Gamma_S = \frac{\overline{Z}_S - 1}{\overline{Z}_S + 1} = 0,42\angle 126^o$$

Per saber quin és el valor del guany d'entrada, calculem primer el valor del guany màxim a l'entrada:

$$G_S = \frac{1}{1-|S_{11}|^2} = \frac{1}{1-0,72^2} = 2,076$$

$$G_{S\max}(dB) = 3,17dB$$

Com que el punt trobat està aprox. sobre el segon cercle, el guany ha baixat 1 dB, per tant serà igual a 2,17dB:

$$G_S = G_{S\max}(dB) - 1dB = 2{,}17dB$$

En quant al factor de soroll, està pràcticament sobre el primer cercle, per tant ha apujat 0,2dB respecte al mínim, per tant el factor de soroll és igual a 0,72dB.

$$F = F_{\min}(dB) + 0{,}2 = 0{,}72dB$$

b) Escolliu el valor d'impedància de carrega del transistor (Z_L) que proporcioni màxima transferència de potència a la sortida, fent l'aproximació unilateral.

Ha de ser $\Gamma_L = S_{22}^{*}$=0,52∠-151º

Aquest valor dóna un guany a la sortida de :

$$G_L = \frac{1}{1-\left|S_{22}\right|^2} = \frac{1}{1-0{,}52^2} = 1{,}37$$

$$G_L(dB) = 1{,}37dB$$

Ho situem sobre la Carta de Smith per trobar el valor de la impedància:

$$\Gamma_L = 0{,}52\angle 209^{\circ}$$

$$\overline{Z}_L = 0{,}34 - j0{,}22 \Rightarrow \overline{Y}_L = 2 + j1{,}4$$

$$Z_L = 17 - j11(\Omega)$$

c) Dissenyeu l'etapa de sortida segons el valor escollit a l'apartat anterior i l'esquema de la figura.

L'esquema de la figura, implica primer una línia i després un stub en paral·lel. És per això que treballem amb admitàncies i ens movem cap a càrrega fins que la part real sigui igual a 1.
Agafem la longitud més curta que és:

$$\ell_3 = (0{,}21 - 0{,}168)\lambda = 0{,}042\lambda = 1{,}575mm$$

I arribem al punt d'admitància igual a:

$$\overline{Y}_1 = 1 + j1{,}2$$

Per tant el stub ha de ser de valor:

$$\overline{B}_S = 1{,}2$$

Tal com mostra la figura, el stub és una línia acabada en circuit obert. Per tant, per sintetitzar-ho, ens posem a la carta de Smith en el punt de c.obert d'admitàncies i ens movem cap a generador fins a aquest valor. Ha de ser:

$$\ell_4 = 0{,}14\lambda = 5{,}25mm$$

d) Calculeu la potència que arriba a la càrrega amb i sense les xarxes d'entrada i sortida

Sense les xarxes d'entrada i sortida, ens queda només el guany intrínsec:

$$\boldsymbol{G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = G_I = \left|S_{21}\right|^2 = 9}$$

$$\boldsymbol{G_I(dB) = 9{,}54dB}$$

I per tant,

$$\boldsymbol{P_L = |S_{21}|^2 P_{avs}}$$

Primer calculem la potència disponible de generador:

$$P_{avs} = \frac{1}{2}|b_s|^2 = \frac{1}{8}\frac{|V_g|^2}{Z_0} = 62,5mW$$

$$P_{avs} = 17,96dBm$$

Per tant,

$$\boldsymbol{P_L = |S_{21}|^2 P_{avs} = 562,5mW}$$

$$\boldsymbol{P_L(dBm) = 27,5dBm}$$

Amb les xarxes d'entrada i sortida, el guany total queda:

$$G_T(dB) = 2,17 + 9,54 + 1,37dB = 13,08dB$$

I per tant, la potència que arriba a la càrrega és:

$$\boldsymbol{P_L = G_T P_{avs} = 1270,22mW}$$

$$\boldsymbol{P_L(dBm) = G_T(dB) + P_{avs}(dBm) = 31,04dBm}$$