

  <p>Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona</p> <p>UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA</p> <p>DEPARTAMENT DE TEORIA DEL SENYAL I COMUNICACIONS</p>	<p>MICROONES</p> <p>27 de Juny de 2008</p> <hr/> <p>Data notes provisionals: 03/07</p> <p>Fi d'al·legacions: 04/07</p> <p>Data notes revisades: 07/07</p>
---	--

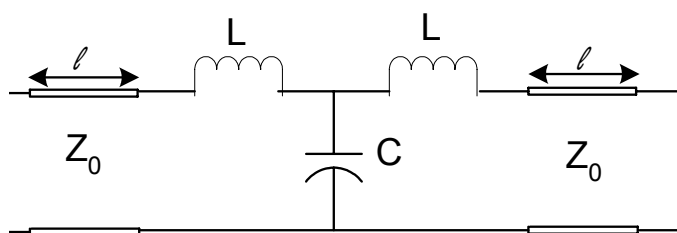
Professors: Albert Aguasca, Adolf Comerón, Núria Duffo.

Informacions addicionals:

- Temps: 3 hores. Comenci cada exercici en un full apart.

PROBLEMA 1

En el circuit de la figura, la xarxa de dos accessos està dissenyada per a que a la freqüència de 150MHz, el generador estigui adaptat a la càrrega:



Si $Z_0 = 50\Omega$, $l = 50\text{cm}$, $L = 53\text{nH}$, $V_p = 2,4 \times 10^8 \text{m/s}$,

- Calculeu el valor de C per a que la xarxa estigui completament adaptada en un sistema d'impedància Z_0 a la freqüència de 150MHz.
- Calculeu la matriu de paràmetres S de la xarxa.
- Si es connecta a un generador canònic de potència disponible 5 dBm, calculi la potència dissipada a una càrrega connectada al port 2 de 50Ω
- El mateix si la càrrega és de 100Ω
- Calculi la pèrdua de transferència de potència (P_L/P_{avs}) a $f = 75\text{MHz}$ amb la càrrega de l'apartat c)

PROBLEMA 2

L'acoblador direccional en guia de la figura 1 té la matriu:

$$[s] = \begin{bmatrix} 0 & \gamma e^{j\theta} & 0 & \delta e^{j\phi} \\ \gamma e^{j\theta} & 0 & \delta e^{j\phi} & 0 \\ 0 & \delta e^{j\phi} & 0 & \gamma e^{j\theta} \\ \delta e^{j\phi} & 0 & \gamma e^{j\theta} & 0 \end{bmatrix}$$

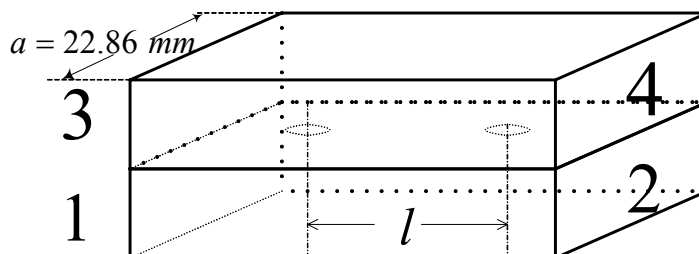


Fig. 1

amb γ , δ , θ i ϕ reals, i $\gamma, \delta > 0$ a la freqüència $f = 10 \text{GHz}$.

- Si $\lambda_g = \lambda / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$, determineu el valor que ha de tenir la distància entre orificis l .

- b) Determineu la relació que hi ha d'haver entre els mòduls γ i δ . Determineu els valors possibles de $\theta - \phi$.
- c) Determineu, en funció de γ , δ , θ i ϕ , la matriu $[s]$ del circuit de 4 accessos resultant d'interconnectar dos acobladors idèntics com s'indica a la figura 2.
- d) Quant ha de valer l'acoblament C d'un dels acobladors si es vol que el circuit de la figura 2 sigui un acoblador direccional de 3 dB, sabent que $C > 3$ dB?

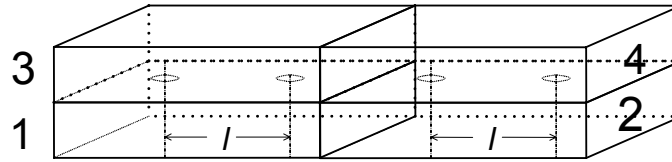


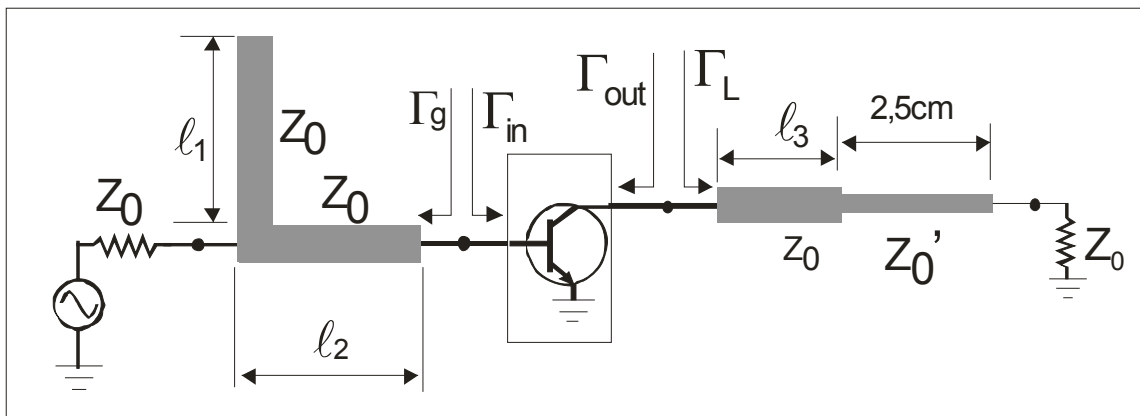
Fig. 2

PROBLEMA 3

Els paràmetres S d'un transistor ($Z_0=50\Omega$), a la freqüència de 1,5GHz, i amb les condicions de polarització corresponents, són els següents,

$$[s] = \begin{bmatrix} 0,64 \angle 160^\circ & 0,04 \angle 50^\circ \\ 4 \angle 65^\circ & 0,2 \angle -45^\circ \end{bmatrix}$$

El valor de Γ_g que proporciona màxim guany (sense cap aproximació) és $\Gamma_g = 0,71 \angle -160^\circ$. Es vol sintetitzar un amplificador tot seguint l'esquema de la figura, on totes les línies són *microstrip* (per totes les línies s'assumeix $\epsilon_{\text{reff}}=4$)



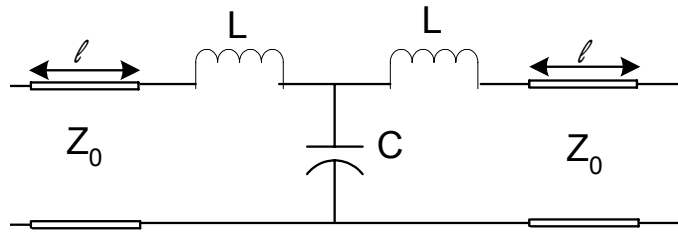
- a) Trobi les longituds de l_1 i l_2 que sintetitzaran Γ_g .
- b) Calculi el valor de Γ_L per assolir màxim guany G_T .
- c) Trobi els valors de l_3 i Z_0' que proporcionaran aquest guany (no necessàriament la línia Z_0' ha de ser més estreta que la Z_0).
- d) Calculi el guany de transferència de potència total obtingut si s'hagués fet el disseny sota l'aproximació unilateral per assolir màxim guany. Quina és la pèrdua en dB?

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_s|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_s|^2}$$

RESOLUCIÓ DE L'EXAMEN FINAL DE MICROONES PRIMAVERA 08

PROBLEMA 1

En el circuit de la figura, la xarxa de dos accessos està dissenyada per a que a la freqüència de 150MHz, el generador estigui adaptat a la càrrega:



Si $Z_0=50\Omega$, $\ell = 50\text{cm}$, $L=53\text{nH}$, $V_p=2,4\times 10^8\text{m/s}$,

- a) Calculeu el valor de C per a que la xarxa estigui completament adaptada en un sistema d'impedància Z_0 a la freqüència de 150MHz.

Xarxa totalment adaptada vol dir $S_{11}=0$. Càlcul d'aquest paràmetre, fem servir simetria i sense les línies que només impliquen un canvi de fase:

$$S_{11} = \frac{\Gamma^e + \Gamma^o}{2} = 0 \rightarrow \Gamma^e = -\Gamma^o$$

Impedància en mode parell (pla de simetria en circuit obert) $\bar{Z}^e = \frac{j\omega L}{Z_0} - j\frac{2}{\omega C Z_0} = j - j\frac{2}{\omega C Z_0}$

Impedància en mode imparell (pla de simetria en curtcircuit): $\bar{Z}^o = \frac{j\omega L}{Z_0} = j$

Tenint en compte que $\Gamma^e = \frac{\bar{Z}^e - 1}{\bar{Z}^e + 1}$ i que $\Gamma^o = \frac{\bar{Z}^o - 1}{\bar{Z}^o + 1}$, s'obté: $C=21,2\text{pF}$

- b) Calculeu la matriu de paràmetres S de la xarxa.

Primer sense les línies. Per simetria $S_{11} = S_{22} = 0$, $S_{12} = S_{21} = \Gamma^e = -\Gamma^o$, que substituint el resultat de l'apartat anterior: $S_{12} = S_{21} = -\frac{j-1}{j+1} = -j$

Ara falta afegir el retard de les línies: $\beta\ell = 1,96$. Llavors, $S_{12} = S_{21} = -je^{-j2\beta\ell} = 1\angle 65^\circ$

Per tant, la matriu demanada és igual a: $[S] = \begin{bmatrix} 0 & 1\angle 65^\circ \\ 1\angle 65^\circ & 0 \end{bmatrix}$

- c) Si es connecta a un generador canònic de potència disponible 5 dBm, calculi la potència dissipada a una càrrega connectada al port 2 de 50Ω

La xarxa està adaptada i no té pèrdues, per tant, es dissipa tota la potència disponible de generador: $P_L=5\text{ dBm}$

- d) El mateix si la càrrega és de 100Ω

$$P_L = \frac{1}{2}(|b_2|^2 - |a_2|^2) = \frac{1}{2}|b_2|^2(1 - |\Gamma_L|^2) = \frac{4}{9}|b_2|^2 = \frac{8}{9}P_{avs} = 4,48\text{dBm}$$

- e) Calculi la pèrdua de transferència de potència (P_L/P_{avs}) a $f=75\text{MHz}$ amb la càrrega de l'apartat c)

El que canvien són els paràmetres S . Ja no és compleix $S_{11}=0$. S'haurà de tornar a calcular, fent servir igualment simetria.

Impedància en mode parell $\bar{Z}^e = \frac{j\omega L}{Z_0} - j\frac{2}{\omega C Z_0} = j\frac{1}{2} - j4 = -j\frac{7}{2}$

Impedància en mode imparell: $\bar{Z}^o = \frac{j\omega L}{Z_0} = j\frac{1}{2}$

Llavors, $\Gamma^e = \frac{-j28+45}{53}$ i $\Gamma^o = \frac{4j-3}{5}$, per tant, $S_{21} = -j0.66 + j0.72$

I la potència lliurada a la càrrega és igual a: $P_L = \frac{1}{2}|b_2|^2 = |S_{21}|^2 P_{avs} = 4,82\text{dBm}$

PROBLEMA 2

L'acoblador direccional en guia de la figura 1 té la matriu:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \gamma e^{j\theta} & 0 & \delta e^{j\phi} \\ \gamma e^{j\theta} & 0 & \delta e^{j\phi} & 0 \\ 0 & \delta e^{j\phi} & 0 & \gamma e^{j\theta} \\ \delta e^{j\phi} & 0 & \gamma e^{j\theta} & 0 \end{bmatrix}$$

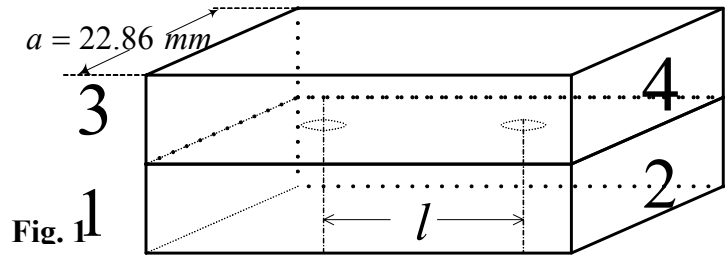


Fig. 1

amb γ , δ , θ i ϕ reals, i $\gamma, \delta > 0$ a la freqüència $f = 10 \text{ GHz}$.

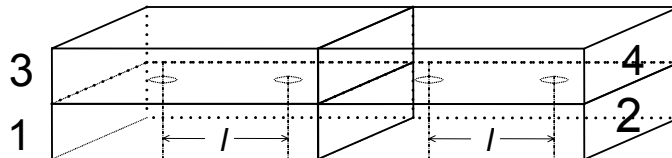
a) Si $\lambda_g = \lambda / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$, determineu el valor que ha de tenir la distància entre orificis ℓ .

La distància entre orificis ha de ser $\ell = \lambda_g/4$, per tant, $\ell = 9,94 \text{ mm}$

b) Determineu la relació que hi ha d'haver entre els mòduls γ i δ . Determineu els valors possibles de $\theta - \phi$.

És un acoblador sense pèrdues, per tant, $[S][S]^* = 0$. Això implica: $\delta = \sqrt{1 - \gamma^2}$. I en quant a les fases: $\theta - \phi = \pm \pi/2$

c) Determineu, en funció de γ, δ, θ i ϕ , la matriu $[S]$ del circuit de 4 accessos resultant d'interconnectar dos acobladors idèntics com s'indica a la figura 2.



Si suposem una ona entrant per l'accés 1 i tots els altres terminats, tenim:

$$\begin{aligned} b_3 &= 0 \rightarrow S_{31} = 0 \\ b_2 &= \delta e^{j\phi} b'_4 + \gamma e^{j\theta} b'_2 = \delta^2 e^{2j\phi} a_1 + \gamma^2 e^{2j\theta} a_1 = \\ &= e^{2j\phi} [\delta^2 + \gamma^2 e^{2j(\theta-\phi)}] a_1 = e^{2j\phi} (\delta^2 - \gamma^2) a_1 \\ b_4 &= \delta e^{j\phi} b'_2 + \gamma e^{j\theta} b'_4 = 2\gamma \delta e^{2j(\theta+\phi)} a_1 \end{aligned}$$

Així tenim:

$$\begin{aligned} S_{21} &= e^{2j\phi} (\delta^2 - \gamma^2) \\ S_{41} &= 2\gamma \delta e^{2j(\theta+\phi)} \end{aligned}$$

I per reciprocitat i simetria,

$$\begin{aligned} S_{12} &= S_{34} = S_{43} = S_{21} \\ S_{14} &= S_{32} = S_{23} = S_{41} \end{aligned}$$

Tots els altres elements són zero. La matriu queda:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & e^{2j\phi} (\delta^2 - \gamma^2) & 0 & 2\gamma \delta e^{j2(\theta+\phi)} \\ e^{2j\phi} (\delta^2 - \gamma^2) & 0 & 2\gamma \delta e^{j2(\theta+\phi)} & 0 \\ 0 & 2\gamma \delta e^{j2(\theta+\phi)} & 0 & e^{2j\phi} (\delta^2 - \gamma^2) \\ 2\gamma \delta e^{j2(\theta+\phi)} & 0 & e^{2j\phi} (\delta^2 - \gamma^2) & 0 \end{bmatrix}$$

d) Quant ha de valer l'acoblament C d'un dels acobladors si es vol que el circuit de la figura 2 sigui un acoblador direccional de 3 dB, sabent que $C > 3 \text{ dB}$?

L'acoblament ve donat pel paràmetre $S_{41} = 2\gamma \delta e^{j2(\theta+\phi)}$

Lavors $3 = -10 \log |S_{41}|^2 = -10 \log (4\delta^2 (1 - \delta^2))$

$$\frac{1}{2} = 4\delta^2 (1 - \delta^2) \rightarrow \delta = 0.38$$

Lavors, com que aquest és el valor de l'acoblament de cadascun dels acobladors:

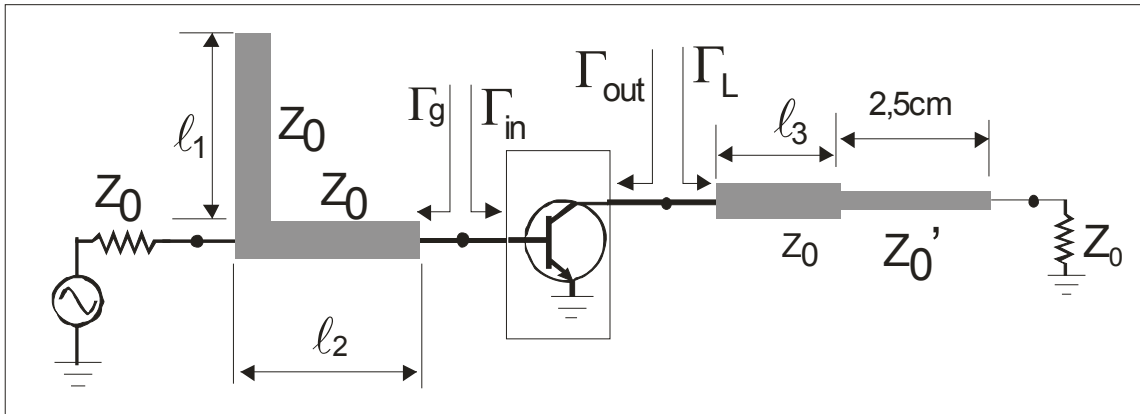
$$C = -20 \log \delta = 8,34 \text{ dB}$$

PROBLEMA 3

Els paràmetres S d'un transistor ($Z_0=50\Omega$), a la freqüència de 1,5GHz, i amb les condicions de polarització corresponents, són els següents,

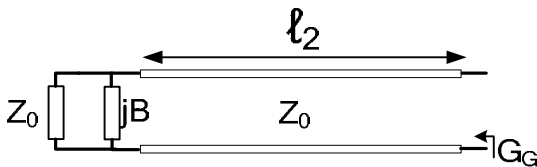
$$[s] = \begin{bmatrix} 0,64\angle 160^\circ & 0,04\angle 50^\circ \\ 4\angle 65^\circ & 0,2\angle -45^\circ \end{bmatrix}$$

El valor de Γ_g que proporciona màxim guany (sense cap aproximació) és $\Gamma_g = 0,71\angle -160^\circ$. Es vol sintetitzar un amplificador tot seguint l'esquema de la figura, on totes les línies són *microstrip* (per totes les línies s'assumeix $\epsilon_{\text{reff}}=4$)



a) Trobi les longituds de l_1 i l_2 que sintetitzaran Γ_g .

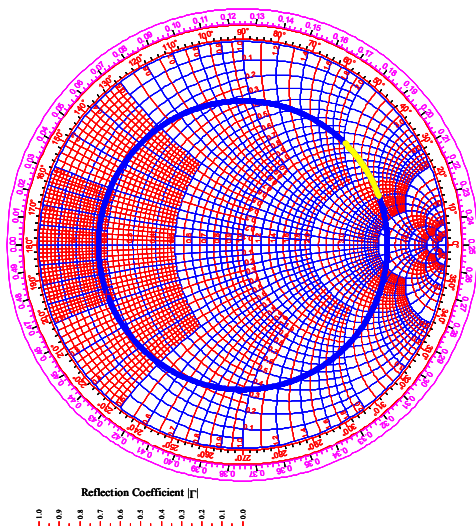
Tal com diu l'enunciat, $\Gamma_g = 0,71\angle -160^\circ$. L'stub equival a una susceptància de valor B, per tant, el circuit equivalent és:



Situem aquest valor Γ_g a la Carta de Smith, la impedància corresponent és:

$\bar{Z}_G = 0,17 - j0,17$. Anem al diametralment oposat per treballar amb admitàncies:

$\bar{Y}_G = 2,92 + j2,86$. Ens movem cap a càrrega fins que la part real de l'admitància sigui igual a 1 (agafem la 1ª solució). Llavors, $\bar{Y}_1 = 1 + j2$ i la longitud, $l_2 = 0,0345\lambda = 3,45\text{mm}$

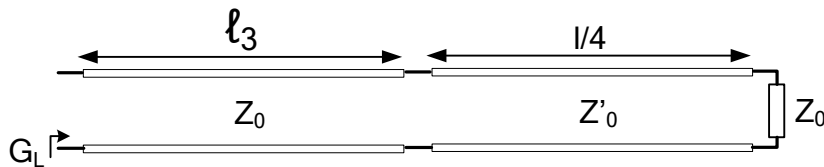


b) Calculi el valor de Γ_L per assolir màxim guany G_T .

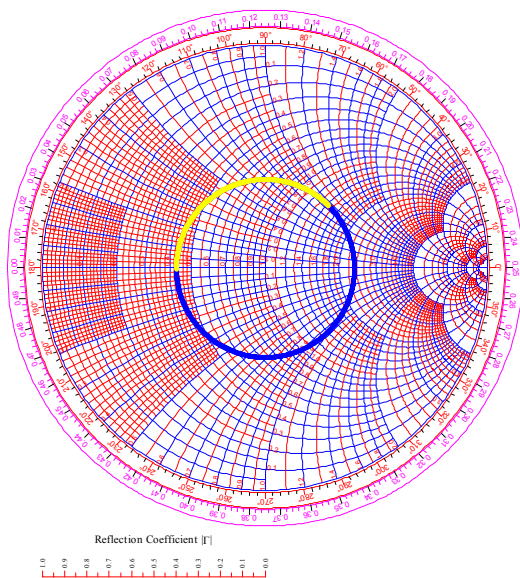
Ha de ser $\Gamma_L = \Gamma_{out}^* = \left(S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_G}{1-S_{11}\Gamma_G} \right)^* = 0,4082\angle 45^\circ$

c) Trobi els valors de ℓ_3 i Z_0' que proporcionaran aquest guany (no necessàriament la línia Z_0' ha de ser més estreta que la Z_0).

El circuit equivalent a la sortida és el següent:



La longitud ℓ_3 és la que fa que la impedància sigui real. Per tant, situem a la Carta de Smith el valor de $\Gamma_L = 0,4082\angle 45^\circ$ i ens movem cap a càrrega fins que la impedància sigui real (línia groga):



Llavors, $\bar{Z}_1 = 0,43$ i la longitud, $\ell_3 = 0,1875\lambda = 18,75mm$. I la impedància de la línia es calcula:

$$Z_0' = Z_0\sqrt{0,43} = 32,8\Omega$$

d) Calculi el guany de transferència de potència total obtingut si s'hagués fet el disseny sota l'aproximació unilateral per assolir màxim guany. Quina és la pèrdua en dB?.

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_s|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_s|^2}$$

Amb l'aproximació unilateral, el guany de transferència de potència es redueix a:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} = 28,23 \rightarrow 14,5dB$$

Sense fer l'aproximació, posant els valors del disseny i calculant el guany, s'obté:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_s|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_s\Gamma_L|^2} = 43,51 \rightarrow 16,4dB$$

Per tant la pèrdua en dB és de 1,9dB.