Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA **DEPARTAMENT DE TEORIA DEL SENYAL I COMUNICACIONS**	**MICROONES** 15 de Juny de 2010

PROBLEMA 1

Es disposa d'un quadripol passiu, recíproc i sense pèrdues. Si es connecta la porta 2 a una resistència de 50Ω el coeficient de reflexió d'entrada a la porta 1 referit a 50Ω és: $\Gamma_{in} = 0{,}45_{\angle 26{,}5°}$. I si es connecta la porta 1 a una resistència de 50Ω, llavors el coeficient de reflexió de sortida a la porta 2 és $\Gamma_{out} = 0{,}45_{\angle 50°}$.

a) Calculi els quatre paràmetres S referits a $Z_0 = 50\Omega$ del quadripol en mòdul i fase.

Com és passiu, sense pèrdues i recíproc, els quatre paràmetres S cumpliran:

$$S_{11} = |S_{11}|e^{\varphi_{11}}$$

$$S_{12} = S_{21} = \sqrt{1 - |S_{11}|^2}e^{\varphi_{12}}$$

$$S_{22} = |S_{11}|e^{\pm\pi + 2\varphi_{12} - \varphi_{11}}$$

Quan es connecta a la porta 2 una resistència de 50Ω, a l'entrada es veu el paràmetre S_{11}, per tant:

$$S_{11} = |S_{11}|e^{\varphi_{11}} = 0{,}45_{\angle 26{,}5°}$$

Quan es connecta a la porta 1 una resistència de 50Ω, a la sortida es veu el paràmetre S_{22}:

$$S_{22} = |S_{11}|e^{\pm\pi + 2\varphi_{12} - \varphi_{11}} = 0{,}45_{\angle 50°}$$

Per tant,

$$\pm\pi + 2\varphi_{12} - 26{,}5\frac{\pi}{180} = 50\frac{\pi}{180}$$

Hi ha dues solucions. Agafem una de les dues.

$$\varphi_{12} = 128{,}5$$

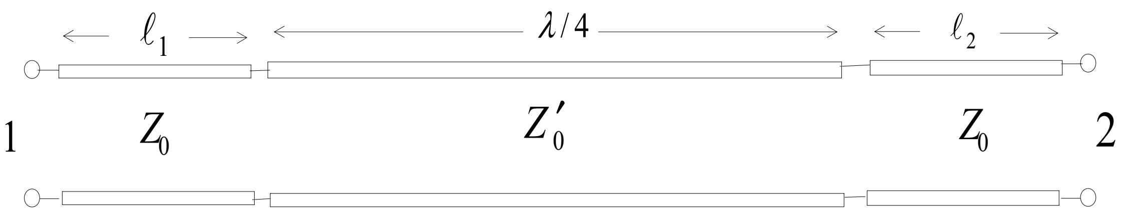
I el mòdul:

$$|S_{12}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} = 0{,}89$$

Podem escriure la matriu de paràmetres S:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0{,}45_{\angle 26{,}6} & 0{,}89_{\angle 128{,}5} \\ 0{,}89_{\angle 128{,}5} & 0{,}45_{\angle 50} \end{bmatrix}$$

b) Si el quadripol està format per una línia de transmissió de longitud $\lambda/4$ i impedància característica $Z_0' \neq Z_0$, connectada a les portes amb trams de línia de transmissió d'impedància característica $Z_0 = 50\Omega$ i longituds ℓ_1 i ℓ_2, calculi Z_0', ℓ_1/λ i ℓ_2/λ.



Les línies d'entrada i sortida només canvien les fases. Per tant, podem calcular els paràmetres S que tindríem només amb la línia $\lambda/4$ que sabem que S_{11} serà real. Suposem en aquest cas S_{11} real i negatiu:

$$S_{11} = -0{,}45 \rightarrow Z_{in} = \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} Z_0 = 18{,}97\Omega$$

I llavors per ser una línia de longitud $\lambda/4$:

$$Z_{in} = \frac{(Z_0')^2}{Z_0} \rightarrow \boxed{Z_0' = 30{,}79\Omega}$$

Ara trobem les longituds de les línies:

$$S_{11}' = 0{,}45_{\angle 26{,}6} = 0{,}45 e^{j26{,}5\frac{\pi}{180}} = 0{,}45 e^{j(\pm\pi - 2\beta\ell_1)}$$

Per tant,

$$\pm\pi - 2\beta\ell_1 = 26{,}5\frac{\pi}{180} \rightarrow 2\beta\ell_1 = 153{,}5\frac{\pi}{180} \rightarrow \boxed{\frac{\ell_1}{\lambda} = 0{,}213}$$

I per la porta de sortida:

$$\pm\pi - 2\beta\ell_2 = 50\frac{\pi}{180} \rightarrow 2\beta\ell_2 = 130\frac{\pi}{180} \rightarrow \boxed{\frac{\ell_2}{\lambda} = 0{,}181}$$

PROBLEMA 2

Els circuladors de quatre portes fets amb desfasadors no recíprocs tenen la seva aplicació en sistemes d'alta potència (figura 1). En la figura 2 es pot veure un circuit equivalent fet amb dos híbrids de 3 dB i dos desfasadors no recíprocs. A partir dels esquemes de la figura 2.

a) Considerant la numeració dels ports de la figura 2, escriviu la matriu de paràmetres S dels híbrids i dels desfasadors. Els desfasadors tenen els dos ports adaptats (Sii=0).

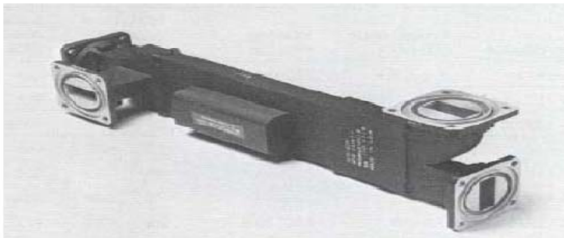


Fig. 1 Circulador de quatre portes fet amb guies d'ones i ferrites

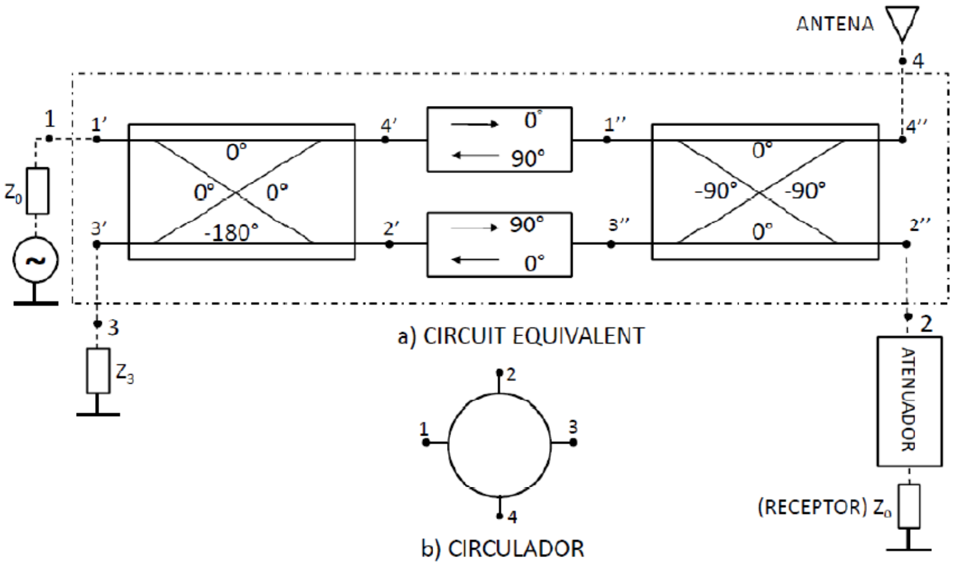


Fig. 2 Circuit equivalent del circulador

Híbrid de l'esquerra: $[S] = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

Híbrido de la dreta: $[S] = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & -j & 0 & 1 \\ -j & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix}$

Desfasador superior: $[S] = \begin{bmatrix} 0 & j \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

Desfasador inferior: $[S] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ j & 0 \end{bmatrix}$

b) Calculeu la matriu de paràmetres S del circulador. Quin és el sentit de la circulació segons l'esquema b de la figura 2 (justifiqueu la resposta)?

Suposem que entra senyal per la porta 1: $a_1 \neq 0 \; i \; a_2 = a_3 = a_4 = 0$

Per la porta 1 no surt res (està adaptada i a més no es reflecteix senyal des de cap porta): $b_1 = 0 \rightarrow \boxed{S_{11} = 0}$

Per la porta 2 surt la suma dels senyals que entren per les portes 1'' i 3'', però que al final s'anul·len:

$$b_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_3'' - ja_1'') = \frac{1}{\sqrt{2}}(jb_2' - jb_4') = \frac{1}{2}(ja_1 - ja_1) = 0 \rightarrow \boxed{S_{21} = 0}$$

Per la porta 3 no surt res (està aïllada de la 1 i no es reflecteix res de les altres portes):

$$b_3 = 0 \rightarrow \boxed{S_{31} = 0}$$

Finalment a la porta 4 hi arriba també la suma de dues senyals:

$$b_4 = \frac{1}{\sqrt{2}}(-ja_3'' + a_1'') = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_2' + b_4') = \frac{1}{2}(a_1 + a_1) = a_1 \rightarrow \boxed{S_{41} = 1}$$

Fem al mateix amb el senyal que entra per la porta 2: $a_2 \neq 0 \; i \; a_1 = a_3 = a_4 = 0$

Senyal a la porta 1:

$$b_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_4' + a_2') = \frac{1}{\sqrt{2}}(jb_1'' + b_3'') = \frac{1}{2}(a_2 + a_2) = a_2 \rightarrow \boxed{S_{12} = 1}$$

Senyal a la porta 2: $b_2 = 0 \rightarrow \boxed{S_{22} = 0}$

Senyal a la porta 3:

$$b_3 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_4' - a_2') = \frac{1}{\sqrt{2}}(jb_1'' - b_3'') = \frac{1}{2}(a_2 - a_2) = 0 \rightarrow \boxed{S_{32} = 0}$$

I finalment a la porta 4 tampoc tenim senyal per estar aïllada:

$$b_4 = 0 \rightarrow \boxed{S_{42} = 0}$$

Quan entra senyal per la porta 3: $a_3 \neq 0 \; i \; a_1 = a_2 = a_4 = 0$

Sortides:

$$b_1 = 0 \rightarrow \boxed{S_{13} = 0}$$

$$b_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_3'' - ja_1'') = \frac{1}{\sqrt{2}}(jb_2' - jb_4') = \frac{1}{2}(-ja_3 - ja_3) = -j\,a_3 \rightarrow \boxed{S_{23} = -j}$$

$$b_3 = 0 \rightarrow \boxed{S_{33} = 0}$$

$$b_4 = \frac{1}{\sqrt{2}}(-ja_3'' + a_1'') = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_2' + b_4') = \frac{1}{2}(-a_3 + a_3) = 0 \rightarrow \boxed{S_{43} = 0}$$

Només ens queda quan entra senyal per la porta 4: $a_4 \neq 0\ i\ a_1 = a_2 = a_3 = 0$

Sortides:

$$b_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_4' + a_2') = \frac{1}{\sqrt{2}}(jb_1'' + b_3'') = \frac{1}{2}(ja_4 + -ja_2) = 0 \rightarrow \boxed{S_{41} = 0}$$

$$b_2 = 0 \rightarrow \boxed{S_{42} = 0}$$

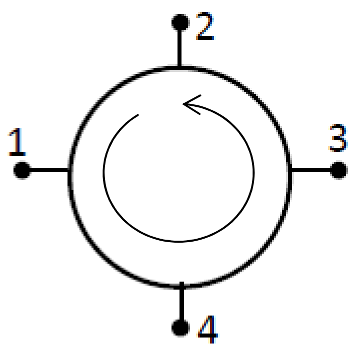
$$b_3 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_4' - a_2') = \frac{1}{\sqrt{2}}(jb_1'' - b_3'') = \frac{1}{2}(ja_4 + ja_4) = ja_4 \rightarrow \boxed{S_{43} = j}$$

$$b_4 = 0 \rightarrow \boxed{S_{44} = 0}$$

Resumint, els paràmetres S queden:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

El sentit de circulació es contrari a les agulles del rellotge doncs el senyal que entra per la porta 1 surt per la 4, la que entra per la 2 surt per la 1, etc.:



Es desitja utilitzar aquest circulador com a duplexor en un sistema radar. Per això es connecta un generador canònic de 10 kW de potència disponible en el port 1, una antena en el port 4, una càrrega Z_3 en el port 3 i un atenuador de 40 dB amb un receptor en el port 2 (figura 2). Tant l'antena com la càrrega Z_3 presenten una SWR=2 ($|\Gamma|$=(SWR-1)/(SWR+1)). Calcular:

c) La potència que es dissipa en el receptor produïda per la desadaptació de l'antena en transmissió.

La potència dissipada en el receptor serà:

$$P_L = \frac{1}{2}(|b_L|^2 - |a_L|^2) = \frac{1}{2}|b_L|^2 = \frac{1}{2}\alpha^2|b_2|^2$$

On α és l'atenuació de 40 dB en lineal: $\alpha^2 = 10^{-4}$

S'ha de posar el valor de b_2 en funció del senyal d'entrada:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ 0 \\ \Gamma b_3 \\ \Gamma b_4 \end{bmatrix}$$

$$b_2 = -j\Gamma b_3 = -j\Gamma j\Gamma b_4 = \Gamma^2 a_1$$

Per tant

$$P_L = \frac{1}{2}\alpha^2 |b_2|^2 = \frac{1}{2}\alpha^2 |\Gamma|^4 |a_1|^2 = \alpha^2 |\Gamma|^4 P_{avs}$$

Només queda substituir: $|\Gamma| = \frac{SWR-1}{SWR+1} = \frac{1}{3}$

$$P_L = \alpha^2 |\Gamma|^4 P_{avs} = 10^{-4}\frac{1}{81}10^4 W = 12{,}35 mW$$

d) Quina potència es reflectiria cap el generador, en el cas de l'apartat anterior, si la càrrega del receptor presentés també una SWR=2

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \Gamma \alpha^2 b_2 \\ \Gamma b_3 \\ \Gamma b_4 \end{bmatrix}$$

Ara necessitem conèixer b_1:

$$b_1 = \Gamma b_2 = \Gamma^3 \alpha^2 a_1$$

Per tant, la potència reflectida cap a generador és:

$$P_1^+ = |\Gamma|^6 \alpha^4 P_{avs} = 10^{-8}\frac{1}{729}10^4 W = 0{,}14 \mu W$$

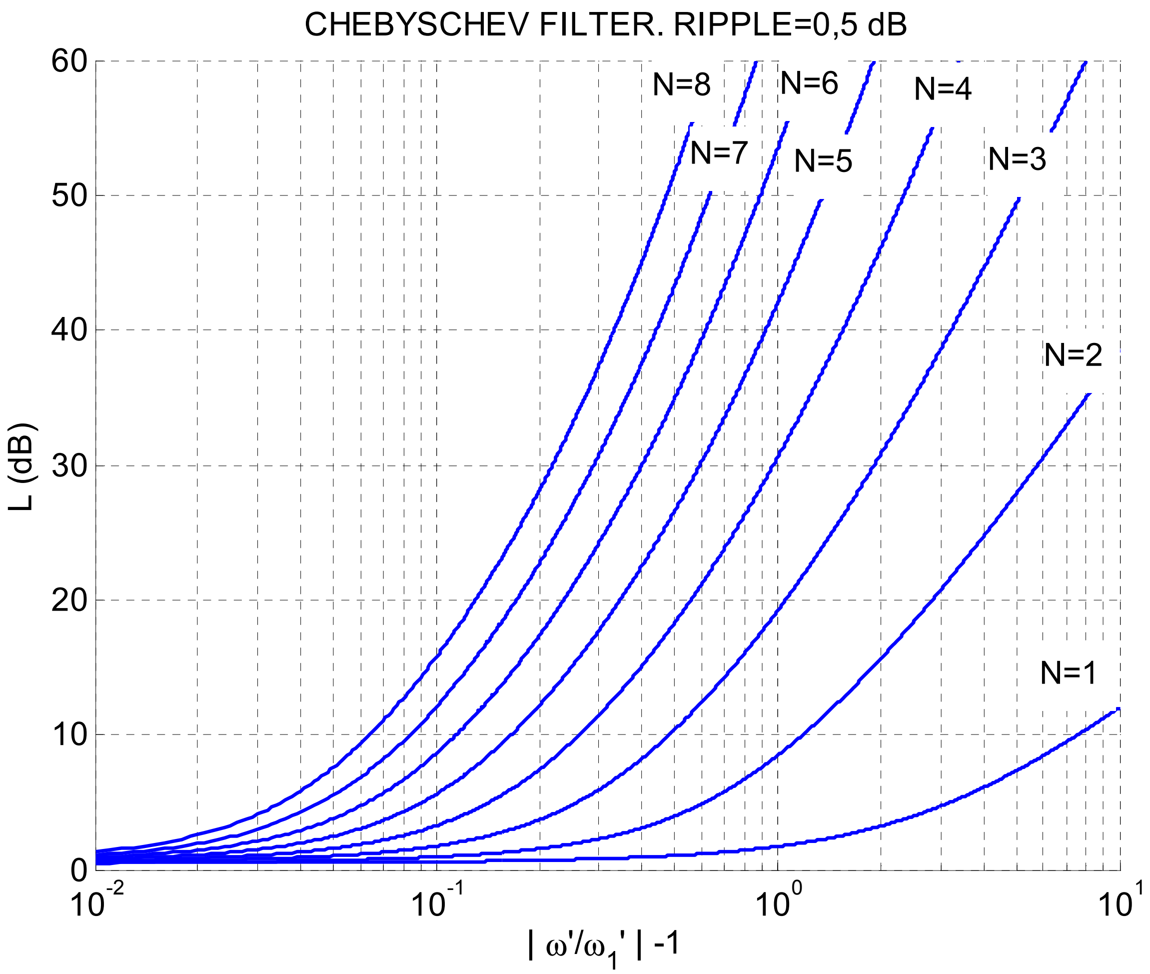
PROBLEMA 3

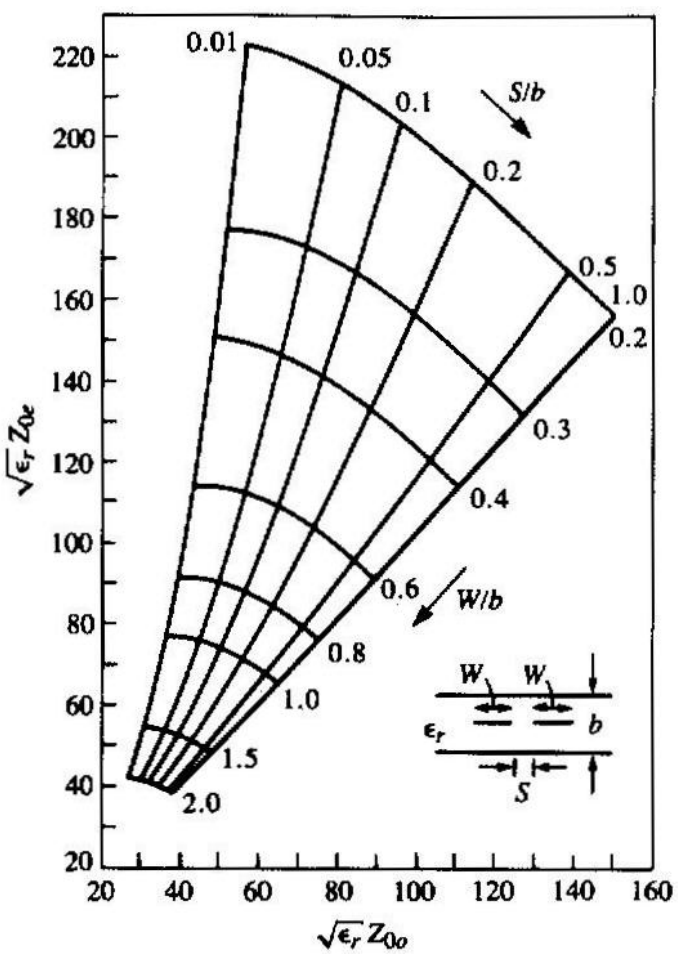
Es vol dissenyar un filtre passa-banda de Chebyschev amb un arrissat de 0,5 dB entre les freqüències de 4.8 GHz i 5.2 GHz. El filtre ha de presentar una atenuació mínima de 20 dB a la freqüència de 6 GHz. S'adjunten les gràfiques necessàries per calcular l'ordre del filtre així com les taules dels elements del prototipus passa-baix equivalent. El filtre es farà amb línies acoblades *stripline* amb un substrat de constant dielèctrica relativa $\varepsilon_r = 2{,}17$. Considereu Z_0=50Ω.

ELEMENT VALUES FOR TCHEBYSCHEFF FILTERS HAVING $g_0 = 1$, $\omega_1' = 1$

Cases of n = 1 to 10

VALUE OF n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
0.5 db ripple											
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841





Relacions entre constants d'inversió i elements del prototip passa-baix:

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

$$\bar{J}_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\pi W}{2 g_n\, g_{n+1}}}$$, amb n l'ordre del filtre.

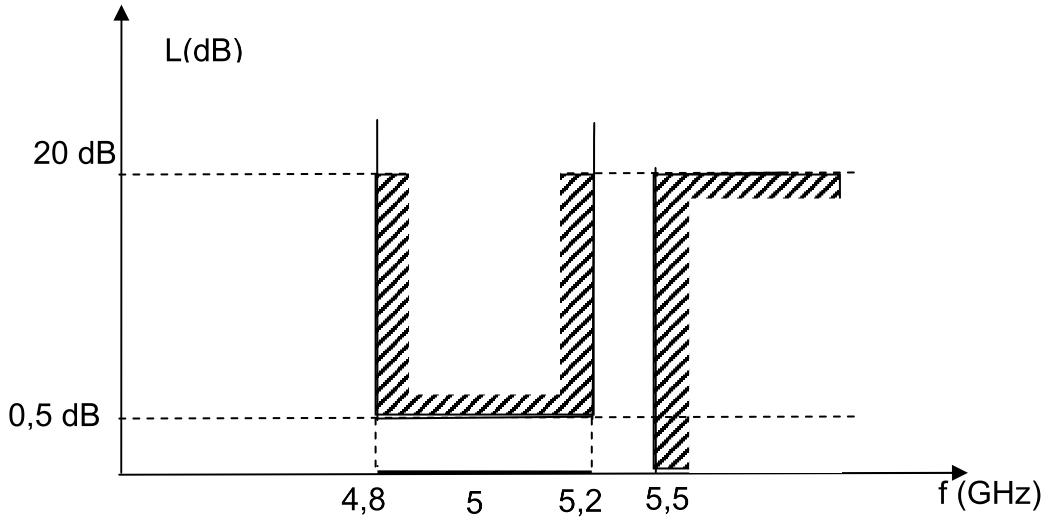
$$\bar{Z}_{0e_i} = \sqrt{1+\bar{J}^2_{i-1,i}} + \bar{J}_{i-1,i}$$

$$\bar{Z}_{0o_i} = \sqrt{1+\bar{J}^2_{i-1,i}} - \bar{J}_{i-1,i}$$

a) Plantilla del filtre passa-banda i del equivalent pas baix.

Calculem freqüència central del filtre i l'ample de banda relatiu:

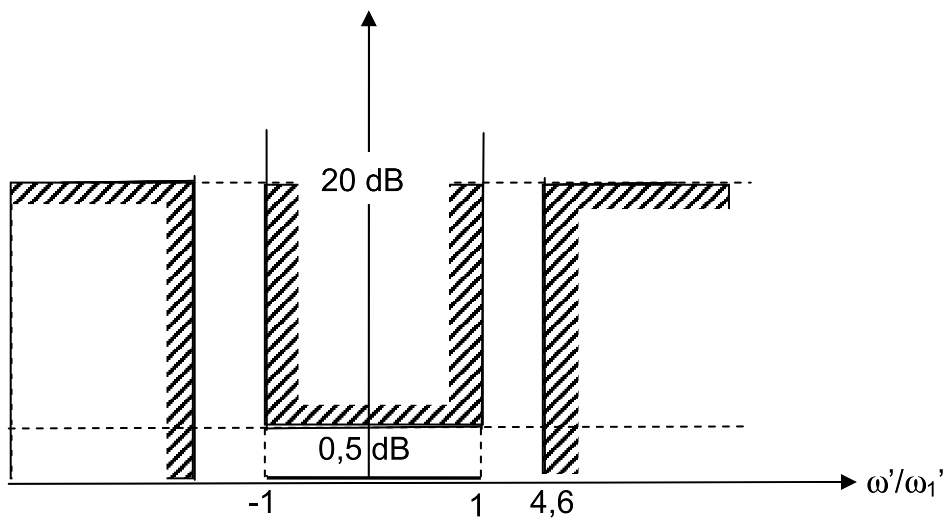
$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = 5\,GHz, \quad W = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = 0{,}08$$



Per tant, per l'equivalent pas baix apliquem la transformació de freqüència:

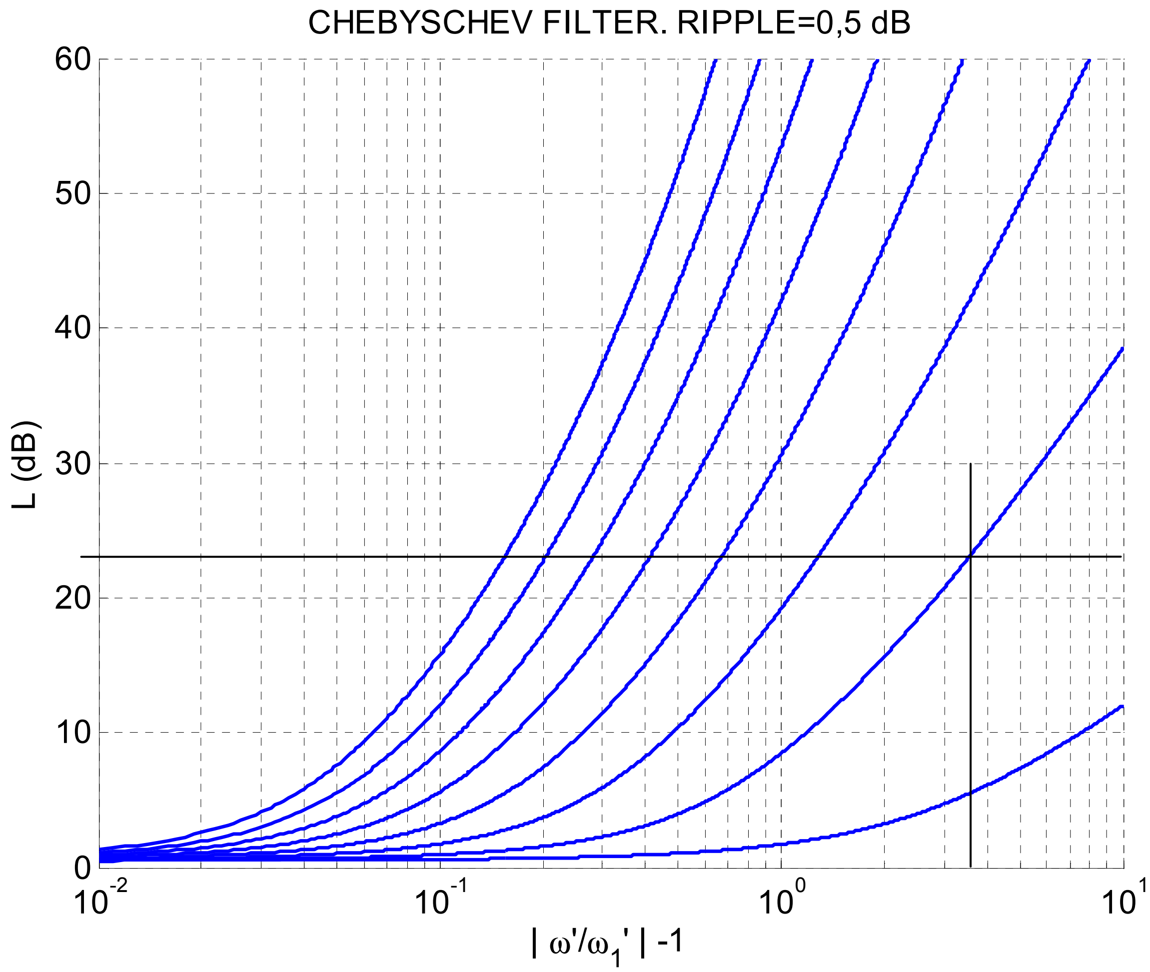
$$\frac{\omega'}{\omega'_1} = \frac{1}{W}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$$ i obtenim:

P f	$\frac{\omega'}{\omega'_1}$
4,8	-1
5,2	0
5	+1
6	4,6



b) Ordre del filtre necessari per assolir les especificacions.

Agafem ω_1'=1. Localitzem a la gràfica la $|\omega'|$-1=3,6 i veiem que a aquesta freqüència per aconseguir tenir una atenuació de 20 dB com a mínim, necessitem n=2.



c) Constants dels inversors.

De la taula adjunta, trobem els valors dels elements del prototipus pas baix.

ELEMENT VALUES FOR TCHEBYSCHEFF FILTERS HAVING $g_0 = 1$, $\omega_1' = 1$

Cases of n = 1 to 10

VALUE OF n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
0.5 db ripple											
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

Per tant, les constants dels inversors d'admitàncies son:

$$\overline{J}_{01} = \sqrt{\frac{\pi W}{2 g_1}} = 0,3 \qquad \overline{J}_{1,2} = \frac{\pi W}{2\sqrt{g_1 g_2}} = 0,126 \qquad \overline{J}_{2,3} = \sqrt{\frac{\pi W}{2 g_2\, g_3}} = \overline{J}_{0,1} = 0,3$$

d) Impedàncies en mode parell e imparell.

$$\overline{Z}_{0e_1} = \sqrt{1+\overline{J}_{0,1}^2} + \overline{J}_{0,1} = 1,344 = \overline{Z}_{0e_3}$$

$$\overline{Z}_{0o_1} = \sqrt{1+\overline{J}_{0,1}^2} - \overline{J}_{0,1} = 0,744 = \overline{Z}_{0o_3}$$

$$\overline{Z}_{0e_2} = \sqrt{1+\overline{J}_{1,2}^2} + \overline{J}_{1,2} = 1,134$$

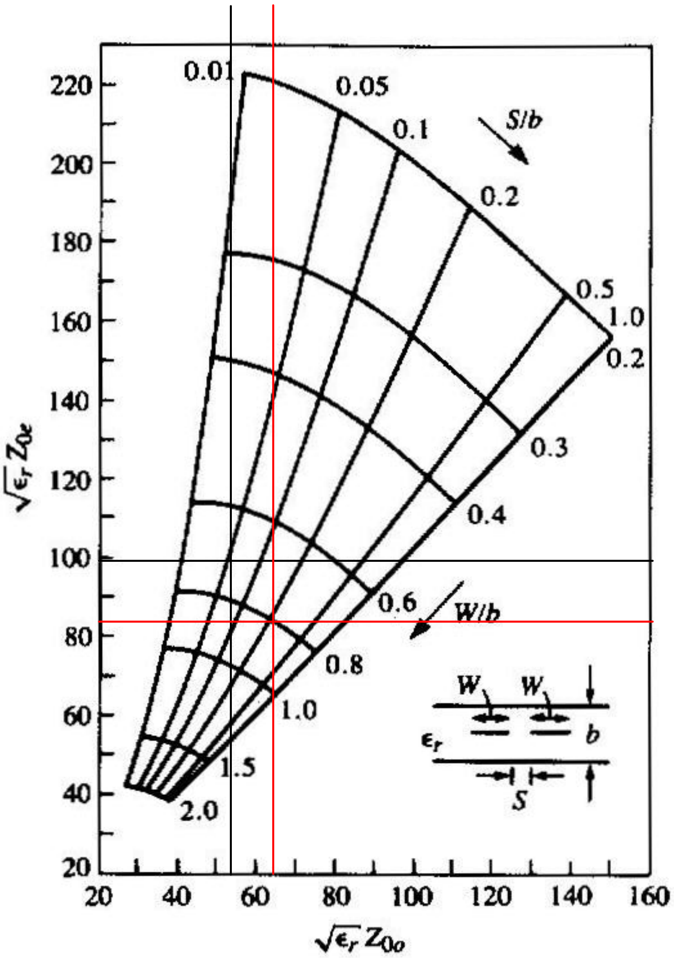
$$\overline{Z}_{0o_2} = \sqrt{1+\overline{J}_{1,2}^2} - \overline{J}_{1,2} = 0,882$$

e) L'amplada de les línies acoblades i la seva separació aproximadament, si el gruix del substrat és $b = 0,8\ mm$

Desnormalitzem les impedàncies respecte a 50Ω:

$Z_{0e_1} = Z_{0e_3} = 67,2\Omega$ $\qquad Z_{0e_2} = 56,7\Omega$

$Z_{0o_1} = Z_{0o_3} = 37,2\Omega$ $\qquad Z_{0o_2} = 44,1\Omega$



I a partir d'aquests valors fem servir la gràfica adjunta per calcular l'amplada i la separació de les línies:

Primer i últim parell de línees acoblades:

$$\sqrt{\varepsilon_r} Z_{0e_1} = 99$$

$$\sqrt{\varepsilon_r} Z_{0o_1} = 54,8$$

El punt que obtenim (línies negres) és:

$$w/b = 0,75 \rightarrow w = 0,6mm$$

$$s/b = 0,05 \rightarrow s = 0,04mm$$

Segon parell de línies acoblades:

$$\sqrt{\varepsilon_r} Z_{0e_2} = 83,5$$

$$\sqrt{\varepsilon_r} Z_{0o_2} = 65$$

El punt que obtenim en aquest cas (línies vermelles) és:

$$w/b = 0,8 \rightarrow w = 0,64mm$$

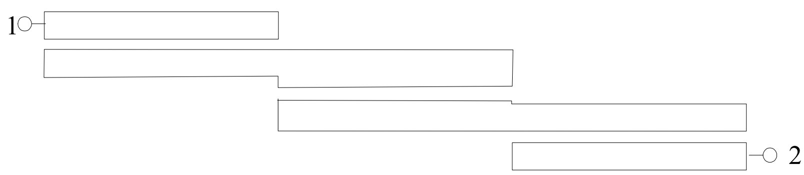
$$s/b = 0,2 \rightarrow s = 0,16mm$$

Tots són valors molt aproximats!

f) Longitud (en mm) de les línies. Fes un dibuix esquemàtic del filtre.

Les línies totes fan $\lambda_0/4$, per tant, primer calculem la longitud d'ona:

$$\lambda_0 = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r} f_0} = 40,73mm \rightarrow \ell = 10,18mm$$



g) Valor dels acoblaments (en dB) entre les línies acoblades.

$$\alpha_1 = \alpha_3 = \frac{\overline{J}_{01}}{\sqrt{1+\overline{J}_{01}^2}} = 0,287 \longrightarrow 10,8dB$$

$$\alpha_2 = \frac{\overline{J}_{12}}{\sqrt{1+\overline{J}_{12}^2}} = 0,125 \longrightarrow 18dB$$

h) Si el filtre s'intercala entre un generador canònic de 10 dBm de potència disponible i una càrrega de 50Ω, trobi la potència dissipada a la càrrega a les freqüències 5 GHz i 6 GHz.

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

On P_{avs} és la potència disponible de generador.

5 GHz és la freqüència central del filtre, i per tant per ser d'ordre parell presenta una atenuació igual a l'arrissat. Per tant, 0,5dB. Llavors P_L=9,5 dBm

A 6 GHz, mirant la gràfica de les atenuacions del filtre es pot veure que per a aquesta freqüència l'atenuació és de 24 dB. Per tant, P_L=-14 dBm

i) Pèrdues de retorn a la freqüència de 6 GHZ.

Tenint en compte que el filtre no té pèrdues:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \to |S_{11}|^2 = 0,996 \to 0,017dB$$

Per tant, pràcticament tot està retornant per la porta d'entrada.

j) Amplitud dels paràmetres S del filtre a 5 GHz

$$|S_{21}| = 10^{-0,5/20} = 0,94$$

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \to |S_{11}| \quad = 0,33$$

PROBLEMA 4

Es vol dissenyar un amplificador, a la freqüència de 5GHz, basat en l'estructura de la figura. Les xarxes d'adaptació estan realitzades amb línea de transmissió *Stripline* de ε_r=4. Del transistor se saben els seus paràmetres S, així com el seu coeficient òptim de soroll:

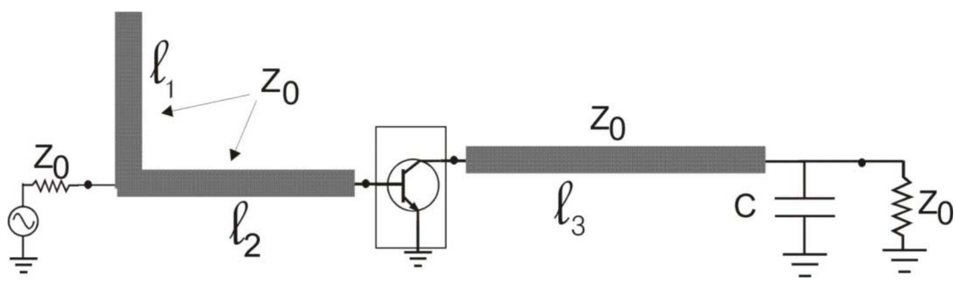
$$[S] = \begin{bmatrix} 0.6_{\angle 150^\circ} & 0.04_{\angle 30^\circ} \\ 3.0_{\angle 60^\circ} & 0.7_{\angle -45^\circ} \end{bmatrix} \quad ; \quad \Gamma_{opt} = 0.5_{\angle 180^\circ}$$

DADES:

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

$$Z_0 = 50\Omega$$

$$\ell_3 = 7.89mm\,;\, C = 0,89pF$$



a) Calculi el coeficient de reflexió de càrrega, Γ_L.

Longitud d'ona: $\lambda = \frac{3\cdot 10^8}{\sqrt{4}\,5\cdot 10^9} = 30mm$

Per tant, $\frac{\ell_3}{\lambda} = 0{,}263$

L'admitància davant la capacitat:

$\bar{Y}_1 = 1 + j\omega\bar{C} = 1 + j2\pi f\bar{C} = 1 + j1{,}4$

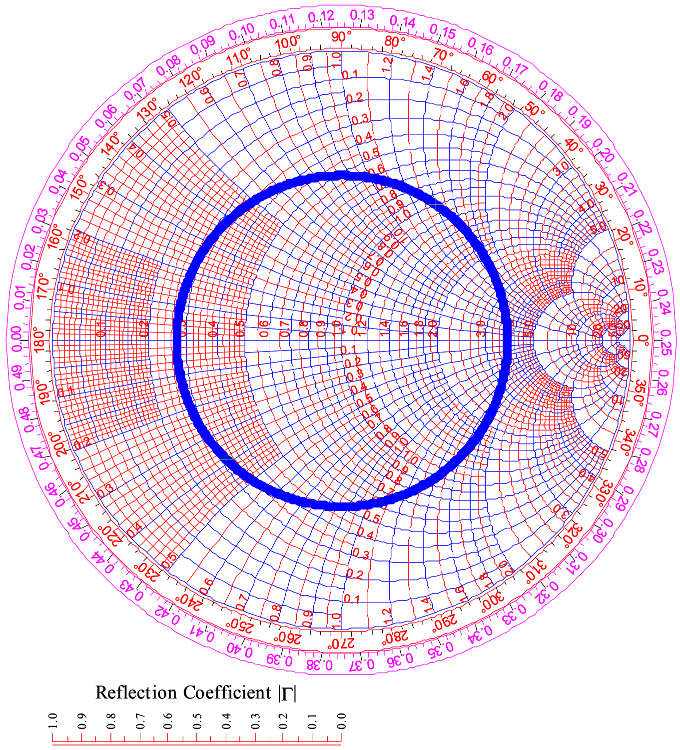
Situem aquest punt a la carta de Smith (grog) i ens movem cap a generador $\ell_3 = 0{,}263\lambda$ (verd).

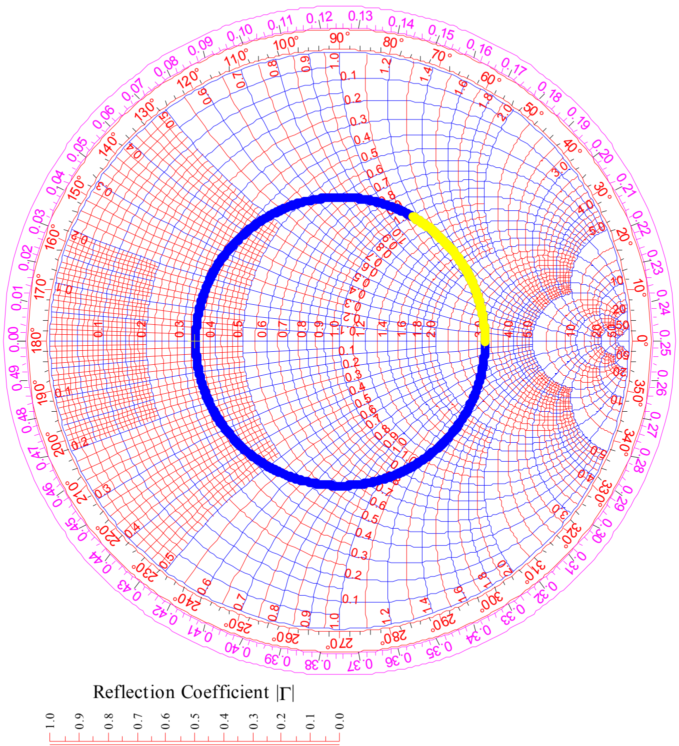
Obtenim: $\bar{Y}_L = 0.31 - j0.38$

I girant al diametralment oposat trobem la impedància i el coeficient de reflexió demanat:

$$\bar{Z}_L = 1{,}27 + j1{,}56$$

$$\Gamma_L = 0{,}57_{\angle 45°}$$





b) Si es vol dissenyar l'amplificador sota criteri de mínim factor de soroll, calculi, per la xarxa d'entrada:

b.1) La solució que assegura la longitud, **en mil·límetres**, més curta per ℓ_2

Mínim factor de soroll: $\Gamma_S = \Gamma_{opt} = -0{,}5$

Dibuixem aquest valor a la C.S. A partir del diametralment oposat (admitància) ens movem cap a càrrega fins que la part real sigui igual a 1. Llavors:

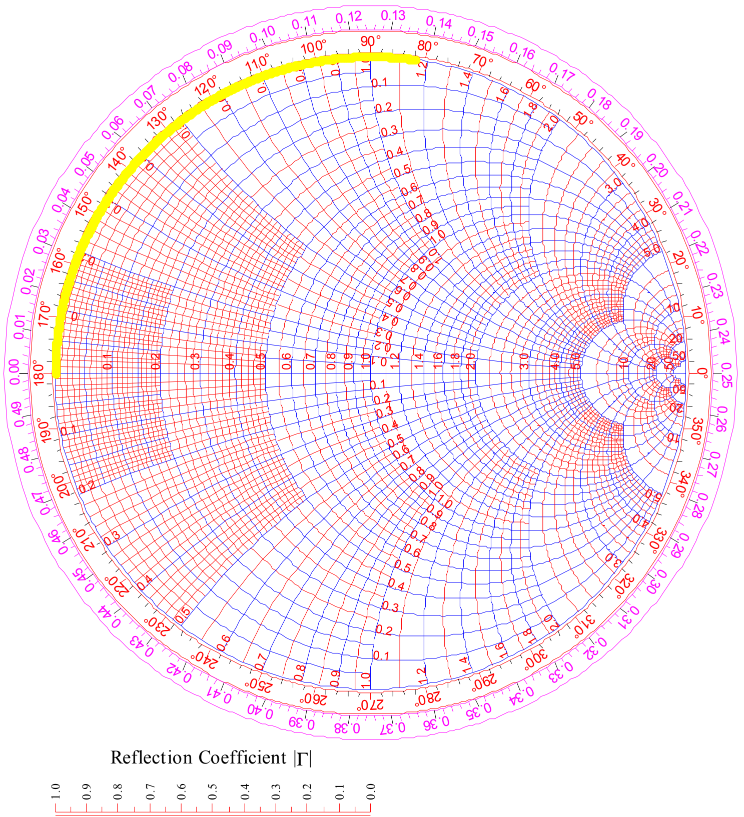
$\bar{Y}_1 = 1 + j1{,}15$ i $\ell_2 = 0{,}084\lambda = 2{,}52mm$

b.2) La solució per ℓ_1, **en mil·límetres**, associada a aquest ℓ_2.

Per saber la longitud de l'stub, fixem el valor que es vol sintetitzar:

$$\bar{Y}_{stub} = j1{,}15$$

Partim del circuit obert d'admitàncies i ens movem cap a generador fins a aquest valor. Llavors: $\ell_2 = 0{,}136\lambda = 4{,}08mm$



c) Sota aproximació de transistor unilateral i assumint les condicions de disseny de l'apartat b), determini:

c.1) El guany per a adaptació a l'entrada

$$G_S = \frac{1-\left|\Gamma_g\right|^2}{\left|1-S_{11}\Gamma_g\right|^2} = \frac{1-0{,}25}{|1-0{,}6*0{,}5_{\angle 330}|^2} = 1{,}315 \rightarrow G_S(dB) = 1{,}19\ dB$$

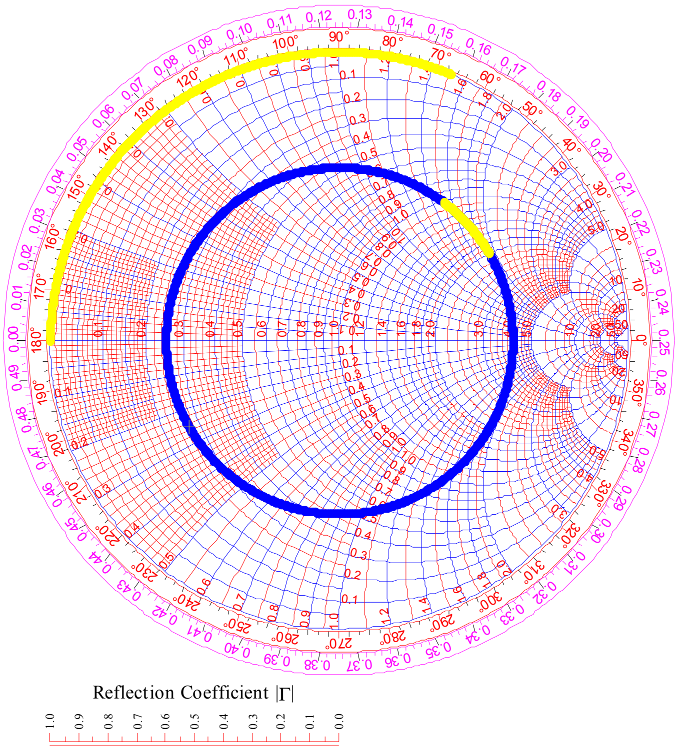
c.2) El guany per a adaptació a la sortida

$$G_L = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{1-057^2}{|1-0{,}7*0{,}57_{\angle 0}|^2} = 1{,}87 \rightarrow G_L(dB) = 2{,}72\ dB$$

c.3) El Guany intrínsec.

$$G_I = |S_{21}|^2 = 9 \rightarrow G_I(dB) = 9{,}54\ dB$$

d) Si es canvien les condicions i ara s'exigeix maximitzar el guany de l'amplificador tot mantenint la xarxa de sortida i la condició de transistor unilateral, determini:



d.1) El valor triat per Γ_g

$$\Gamma_S = S_{11}^* = 0{,}6_{\angle -150}$$

d.2) una possible solució per ℓ_1 i ℓ_2 (**en mil·límetres**).

Situem el valor de partida a la Carta de Smith. Partim del diametralment oposat per treballar amb admitàncies. Ens movem cap a càrrega fins que la part real de l'admitància sigui igual a 1. Llavors, $\ell_2 = 0{,}032\lambda = 0{,}96\ mm$ i l'admitància és igual a: $\bar{Y}_1 = 1 + j1{,}5$

Igual que abans partint del circuit obert d'admitàncies ens movem cap a generador fins al valor de l'admitància del stub.

Llavors $\ell_1 = 0{,}156\lambda = 4{,}68\ mm$

e) Pel cas de transistor sense aproximació unilateral, i segons els Γ_L de l'apartat a) i la xarxa calculada en l'apartat b), És el circuit final estable?, Perquè? (NOTA: Justifiqui-ho tant a l'entrada com a la sortida)

Per saber si és estable, s'ha de calcular els coeficients de reflexió a l'entrada i a la sortida del transistor i veure si el mòdul és més petit que 1.

$$|\Gamma_{in}| = \left|S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L}\right| = \left|0{,}6_{\angle 150} + \frac{0{,}0684_{\angle 135}}{1-0{,}4_{\angle 0^\circ}}\right| = |0{,}6_{\angle 150} + 0{,}114_{\angle 135}| = 0{,}71$$

$$|\Gamma_{out}| = \left|S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_g}{1-S_{11}\Gamma_g}\right| = \left|0{,}7_{\angle -45} + \frac{0{,}06_{\angle -90}}{1-0{,}3_{\angle -30^\circ}}\right| = 0{,}75$$

Per tant, aquesta solució és estable tan a l'entrada com a la sortida.