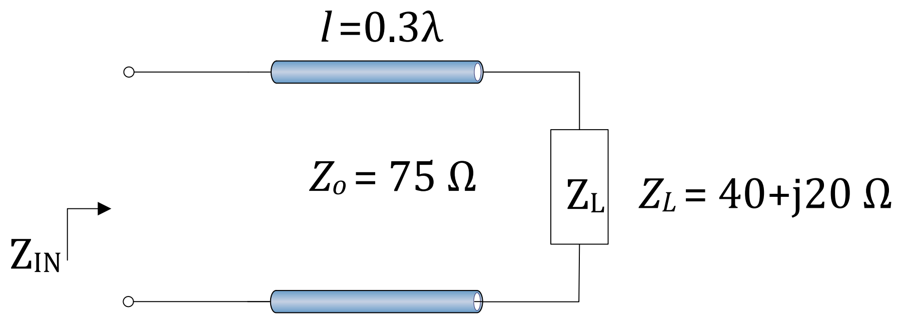
PROBLEMES ENGINYERIA DE RADIOFREQÜÈNCIA

I MICROONES

LLISTA 1

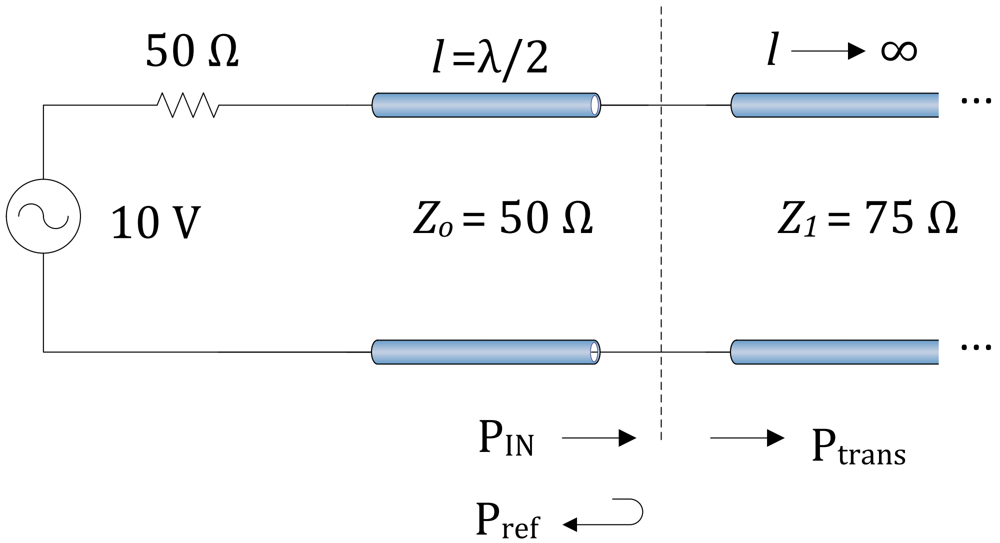
1.- Una línea de transmissió sense pèrdues de longitud l=0.3λ, té a l'extrem una càrrega d'impedància complexa. Trobeu el coeficient de reflexió a la càrrega, el SWR de la línea i la impedància d'entrada de la línea.



2.- Un transmissor de ràdio està connectat a una antena d'impedància 80+j40Ω mitjançant un cable coaxial de 50Ω. Si el transmissor pot entregar 30W a una càrrega de 50Ω, quina potència s'entrega a l'antena?

3.- Una càrrega d'impedància 40-j80Ω està connectada a una línia de 100Ω. Calculeu el coeficient de reflexió a la càrrega i el coeficient de reflexió a l'entrada de la línia si l'allargada de la línia és de 0.7λ.

4.- Considerem la línia de transmissió del circuit inferior. Calculeu la potència d'entrada, la potència reflectida i la potència transmesa a la línia infinita de 75Ω. Comproveu que es conserva la potència.



5.- Una càrrega d'impedància Z_L= 80+j20Ω s'ha d'adaptar a una línia de Z_0=100Ω mitjançant una línia sense pèrdues de longitud *l* i impedància característica Z_1. Trobeu que ha de valer Z_1 (real) i *l*.

6.- Dissenyeu un transformador en λ/4 per adaptar una càrrega de 40Ω a una línia de 75Ω. Dibuixeu el SWR per $0.5f_0 \leq f \leq 2f_0$ on f_0 és la freqüència en la qual la línia és λ/4.

7.- Utilitzeu la carta de Smith, trobeu les magnituds següents per la línia de transmissió del circuit inferior:

a) El SWR de la línia

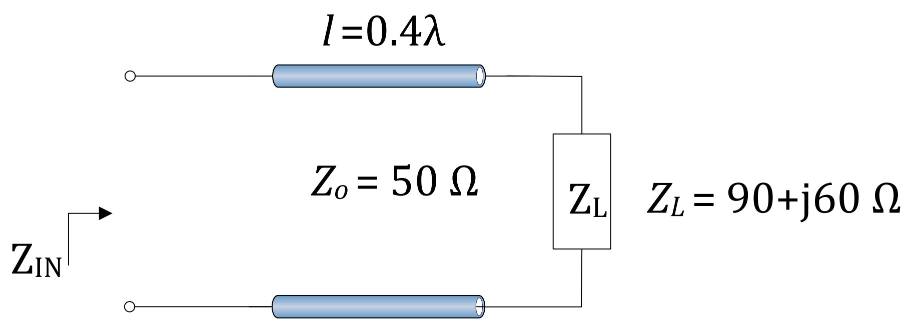
b) El coeficient de reflexió a la càrrega

c) L'admitància de la càrrega

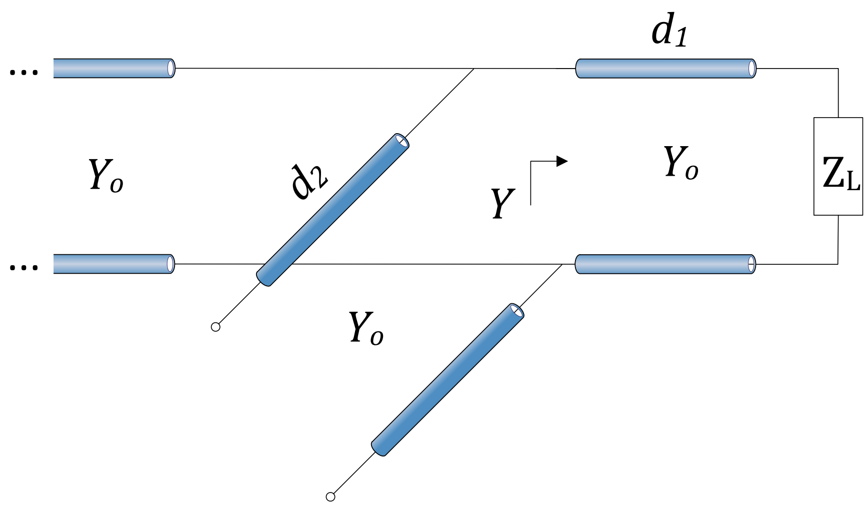
d) La impedància d'entrada de la línia

e) La distància de la càrrega al primer mínim de voltatge

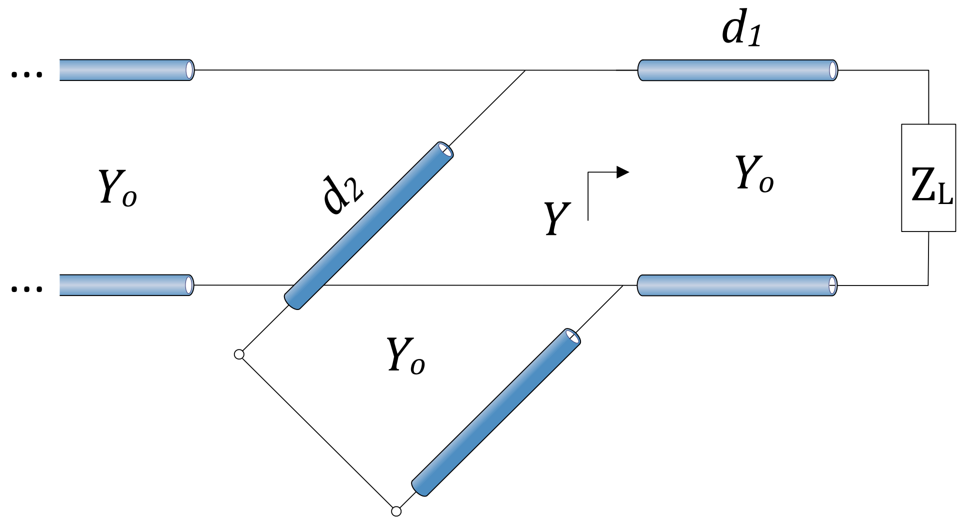
f) La distància de la càrrega al primer màxim de voltatge



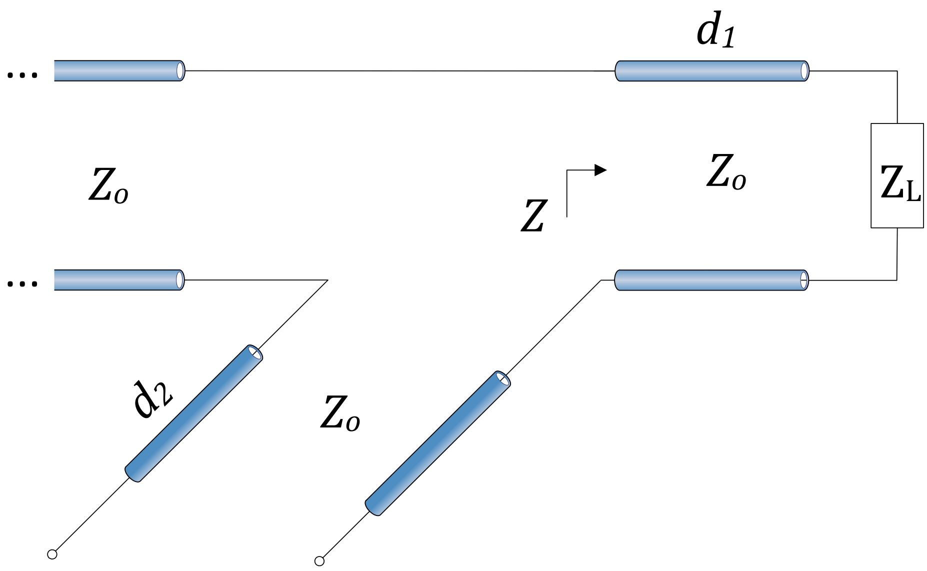
8.- Utilitzant la carta de Smith, adapteu una càrrega de 200+j160Ω a una línia de 100Ω utilitzant una secció de línia en paral·lel.



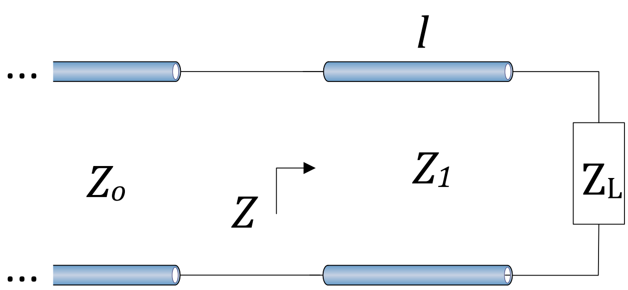
9.- Repetiu el problema anterior utilitzant una secció de línia en curtcircuit.



10.- Adapteu una càrrega de 20-j60Ω a una línia de transmissió d'impedància característica de 50Ω, utilitzant una secció en sèrie amb el seu extrem en circuit obert.



11.- En el circuit de baix, una càrrega de 200+j100Ω està adaptada a una línia de 40Ω utilitzant una línia de transmissió sense pèrdues de longitud *l* i impedància característica Z_1. Trobeu *l* i Z_1.



12.- Dissenyeu un sintonitzador doble amb una separació entre seccions de línia $d = \lambda/8$ per tal d'adaptar una càrrega d'admitància $Y_L=(1.4+j2)Y_0$.

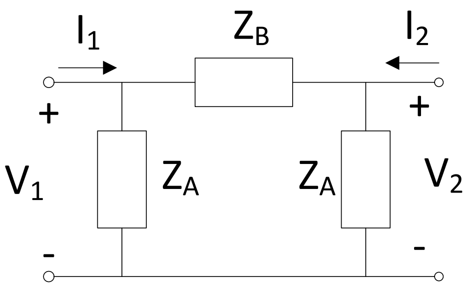
13.- Dissenyeu un transformador de $\lambda/4$ per adaptar una càrrega de 350Ω a una línia de 100Ω. Quin és l'ample de banda del transformador per a una SWR ≤ 2? Si la freqüència de treball és de 4 GHz, dibuixeu el layout d'un circuit microstrip per a implementar aquest transformador de $\lambda/4$. Preneu h = 0.127 cm, ε_r=2.2 i $t \rightarrow 0$.

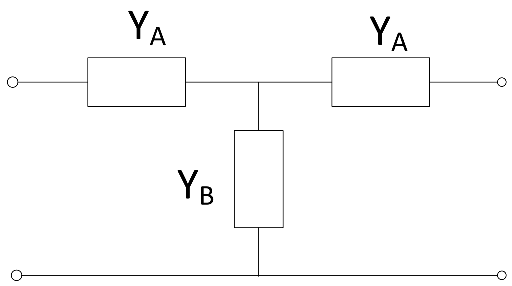
14.- Calculeu el valor de la impedància característica i la constant de propagació per a una línia coaxial amb baixes pèrdues a f_0=2GHz. Preneu $b = 3a$=0.5 cm, $\varepsilon=(2.56-j0.005)\varepsilon_0$.

PROBLEMES ENGINYERIA DE RADIOFREQÜÈNCIA
I MICROONES

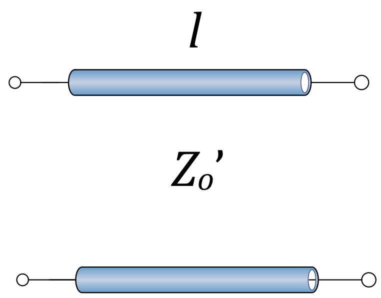
LLISTA 2

1.- Determineu les matrius Z, Y pels següents biports:





2.- Trobeu la matriu de dispersió del següent biport:



3.- Considereu la següent matriu de dispersió:

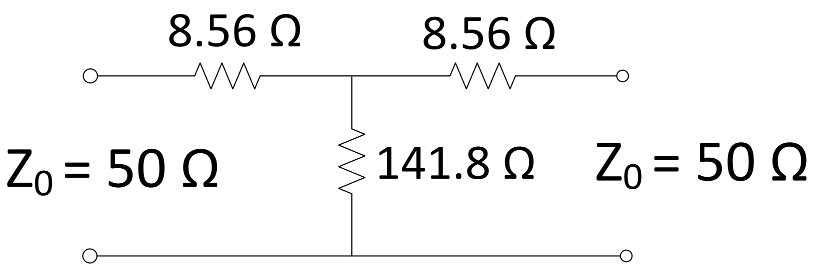
$$[S] = \begin{pmatrix} 0.1 < 90º & \frac{1}{\sqrt{2}}\angle -45º & \frac{1}{\sqrt{2}} < 45º & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} < -45º & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} < 45º \\ \frac{1}{\sqrt{2}} < -45º & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} < -45º \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} < 45º & \frac{1}{\sqrt{2}} < -45º & 0 \end{pmatrix}$$

Contesteu a les següents preguntes considerant aquesta matriu, així com en el cas $S_{11} = 0$:

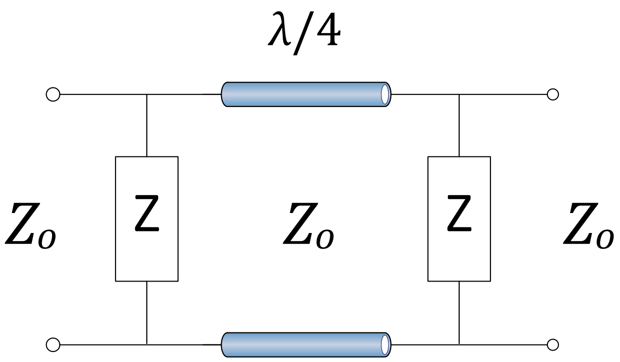
a) Es tracta d'una xarxa passiva i sense pèrdues?

b) Es tracta d'una xarxa recíproca?
c) Calculeu les pèrdues de retorn al port 1 quan tots els altres ports estan adaptats.
d) Calculeu les pèrdues d'inserció entre els ports 2 i 4 quan tots els altres ports estan adaptats.
e) Calculeu els coeficient de reflexió al port 1, si el port 3 esta curtcircuitat i els altres ports estan adaptats.

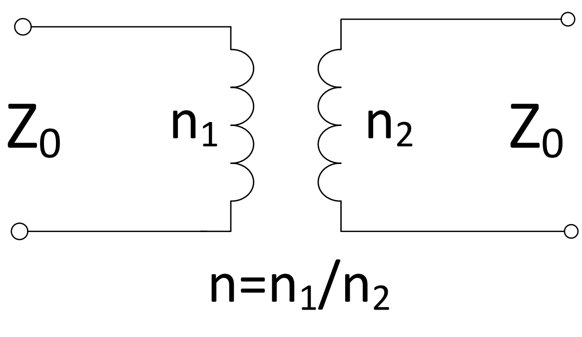
4.- Trobeu la matriu de dispersió del següent atenuador:



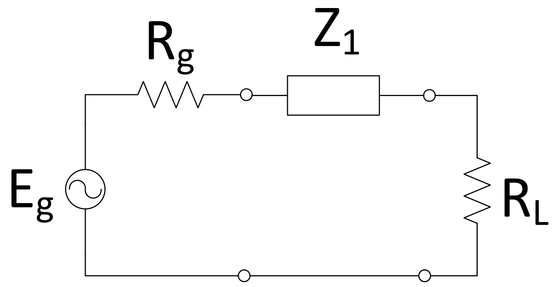
5.- Trobeu la matriu de dispersió de la següent xarxa biport (podeu utilitzar els conceptes de paret elèctrica i paret magnètica):



6.- Obteniu la matriu de dispersió per al següent transformador:



7.- Pel següent circuit, calculeu els paràmetres [S]; Calculeu la potència disponible des del generador (P_A); i calculeu la potència dissipada a R_g, R_1 i R_L. Preneu E_g=1 V i Z_0 = 50Ω. Quin valor tindria R_1 si P_L=P_A? (Noteu que $P_{gen} < P_A$).



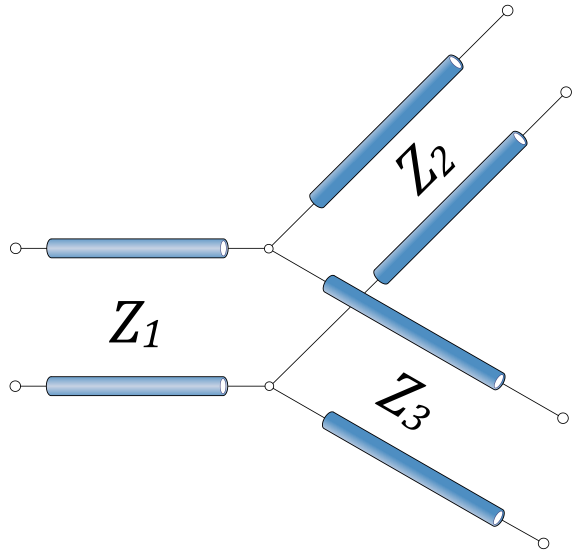
$$R_g = R_L = 50\ \Omega$$

$$R_1 = Z_1 = 50\ \Omega$$

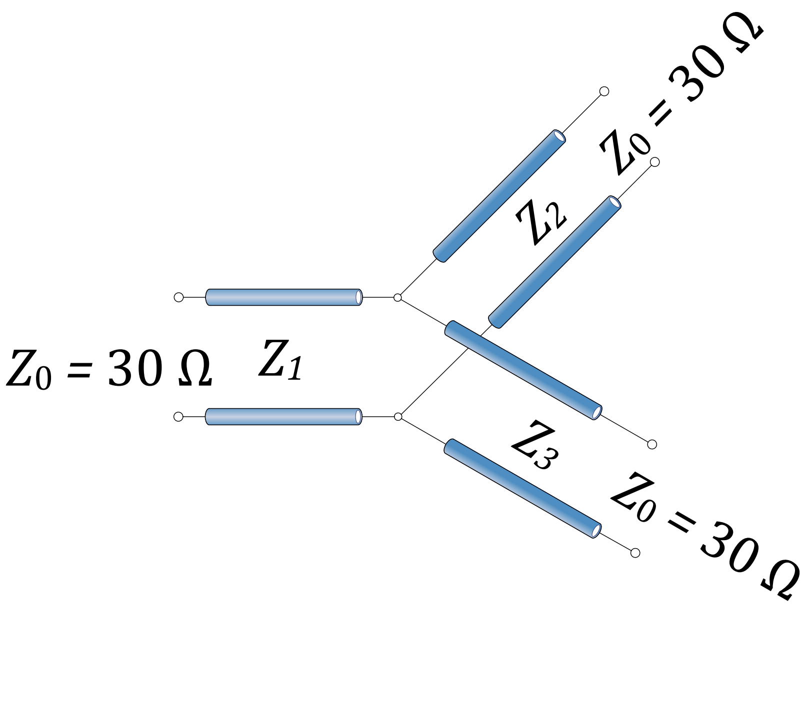
PROBLEMES ENGINYERIA DE RADIOFREQÜÈNCIA I MICROONES

LLISTA 3

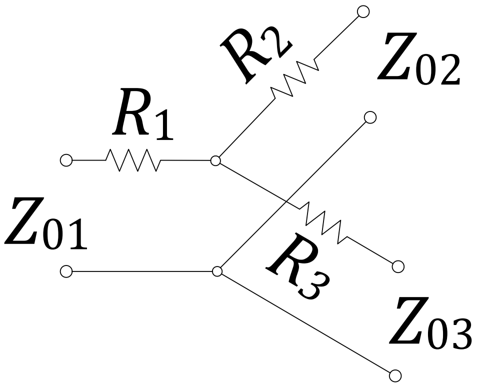
1.- Demostrar que pel següent circuit sense pèrdues, és impossible que els 3 ports estiguin adaptats.



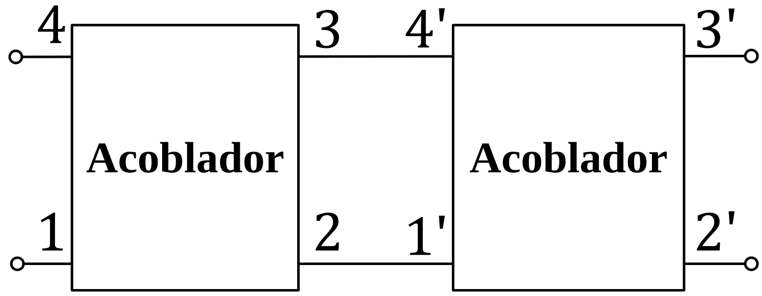
2.- Obtenir Z_1 i Z_2 per que el divisor de potència doni a la sortida una relació de potència de 3:1. Realitzar el divisor utilitzant transformadors en λ/4, i amb línies de sortida d'impedància característica 30 Ω.



3.- Pel següent circuit, calculeu la matriu de paràmetres [S] i el paràmetre α, essent la relació de potències de sortida $\alpha = P_2/P_3$. Determinar les resistències en el cas que tots els ports estiguin adaptats amb $Z_{01} = Z_{02} = Z_{03}$ i $\alpha = 1$.



4.- Dos acobladors direccionals idèntics de 90º amb coeficient d'acoblament de C = 8.34 dB estan connectats tal com es mostra. Determinar la amplitud i fase relatives dels ports de sortida respecte del port 1.



5.- Dissenyar un acoblador direccional amb línia microstrip amb C = 10 dB. La constant dielèctrica del substrat es de $\varepsilon_r = 9$, essent el seu gruix de 0.635 mm. La freqüència de treball és de 4 GHz i la impedància característica de les línies d'accés és de 50 Ω.

6.- Dissenyar un híbrid a 2 GHz amb una estructura d'anell de 1.5 λ mitjançant tecnologia stripline amb un substrat de constant dielèctrica $\varepsilon_r = 3.8$ i separació dels plans de massa de 2. 5 mm.

7.- Dissenyar un acoblador direccional de 20 dB amb línies de transmissió acoblades stripline amb una separació dels plans de massa de 0.158 cm, una constant dielèctrica de $\varepsilon_r = 2.56$ i una impedància característica de 50 Ω. Prendre per línies acoblades una longitud d'un quart de la longitud d'ona. La freqüència de treball és de 3 GHz.

PROBLEMES ENGINYERIA DE RADIOFREQÜÈNCIA I MICROONES

LLISTA 4

1.- Dissenyar un filtre passa baixos "stepped impedance" amb una freqüència de tall de 2 GHz i Z_0 = 50 Ω. Utilitzar una resposta Butterworth d'ordre 5. Per això, obtenir les longituds elèctriques βl de cada una de les seccions considerant Z_{low} = 10 Ω i Z_{high} = 150 Ω.

2.- Dissenyar un filtre passa baixos "stepped impedance" amb una freqüència de tall de 1.5 GHz i Z_0 = 50 Ω amb arrissat de 0.5 dB i atenuació mínima de 30 dB a 3 GHz. Per això, obtenir les longituds elèctriques βl de cada una de les seccions considerant Z_{low} = 12 Ω i Z_{high} = 100 Ω. Obtenir també les dimensions físiques amb tecnologia stripline considerant un substrat de permitivitat ε_r = 3.8 i separació entre plans de massa de b = 0.5 mm.

3.- Dissenyar un filtre passa banda Butterworth amb línies de transmissió acoblades. Considerar una banda de pas de 3 GHz a 3.5 GHz, impedància de referència de 50 Ω i un ordre 3. Quina és l'atenuació a 2.9 GHz?.

4.- Dissenyar un filtre de rebuig de banda Butterworth utilitzant 4 seccions de λ/4 en circuit obert. La freqüència central és de 3 GHz, l'amplada de banda és del 15% i la impedància és de 40 Ω.

5.- Dissenyar un filtre passa banda Butterworth amb ressonadors acoblats capacitivament. Es desitja una freqüència central de 4 GHz, una amplada de banda del 12% i, al menys, 12 dB d'atenuació a 3.6 GHz. La impedància característica és de 50 Ω.

PROBLEMES ENGINYERIA DE RADIOFREQÜÈNCIA I MICROONES

LLISTA 5

1.- Dissenyar un amplificador que tingui màxim guany a 5 GHz mitjançant un transistor FET de GaAs amb la següent matriu de paràmetres [S] (Z_0 = 50 Ω):

$$S_{11} = 0.65 < -140º \quad S_{12} = 0.04 < 60º \quad S_{21} = 2.4 < 50º \quad S_{22} = 0.7 < -65º$$

Dissenyar les xarxes d'adaptació mitjançant stubs en circuit obert.

2.- Dissenyar un amplificador amb màxim G_{TU} mitjançant un transistor amb la següent matriu de paràmetres [S] a 6 GHz (Z_0 = 50 Ω):

$$S_{11} = 0.61 < -170º \quad S_{12} = 0 \quad S_{21} = 2.24 < 32º \quad S_{22} = 0.72 < -83º$$

Dissenyar les xarxes d'adaptació mitjançant stubs en curt circuit.

3.- Considerant el mateix transistor de l'apartat anterior, dissenyar un amplificador amb un guany de 10 dB a 6 GHz. Representar els cercles de guany per G_s = 1 dB i G_L = 2 dB. Dissenyar les xarxes d'adaptació mitjançant stubs en circuit obert.

4.- Un transistor FET de GaAs presenta la següent matriu de dispersió a 8 GHz (Z_0 = 50 Ω):

$$S_{11} = 0.7 < -110º \quad S_{12} = 0.02 < 60º \quad S_{21} = 3.5 < 60º \quad S_{22} = 0.8 < -70º$$

I com a paràmetres de soroll:

$$F_{min} = 2.5 \text{ dB} \quad \Gamma_{opt} = 0.7 < 120º \quad R_N = 15\,\Omega$$

Dissenyar un amplificador amb la mínima figura de soroll i el màxim guany possible.

Dissenyar les xarxes d'adaptació mitjançant stubs en curt circuit.

5.- Un transistor FET de GaAs presenta la següent matriu de dispersió a 6 GHz (Z_0 = 50 Ω):

$$S_{11} = 0.6 < -60º \quad S_{12} = 0 \quad S_{21} = 2 < 81º \quad S_{22} = 0.7 < -60º$$

I com a paràmetres de soroll:

$$F_{min} = 2 \text{ dB} \quad \Gamma_{opt} = 0.62 < 100º \quad R_N = 20\,\Omega$$

Dissenyar un amplificador amb un guany de transferència G_{TU} = 6 dB i la mínima figura de soroll possible amb aquest guany.

Dissenyar les xarxes d’adaptació mitjançant stubs en circuit obert.

PROBLEMES ENGINYERIA DE RADIOFREQÜÈNCIA

I MICROONES

LLISTA 6

1.- Dissenyar un oscil·lador a 8 GHz mitjançant un transistor bipolar EN567 en base comuna segons la següent matriu de paràmetres [S]:

$$S_{11} = 1.32 \ < 88º \quad S_{12} = 0.595 \ < 99º \quad S_{21} = 1.47 \ < 172º \quad S_{22} = 1.03 < -96º$$

Dissenyar les xarxes d'adaptació necessàries (a l'entrada i a la sortida) per tal d'adaptar una càrrega de 50 Ω.

2.- La matriu de paràmetres [S] d'un transistor FET en font comuna són:

$$S_{11} = 0.95 \ < -45º \quad S_{12} = 0.25 < 45º \quad S_{21} = 1.414 \ < 45º \quad S_{22} = 0.5 < -45º$$

a) Calcular el factor K.
b) Dissenyar un oscil·lador de radiofreqüència amb una càrrega de 50 Ω.
c) Implementar les corresponents xarxes d'adaptació a l'entrada i la sortida.

Universitat Autònoma de Barcelona

Escola d'Enginyeria, Departament d'Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Solución de los problemas de adaptación de impedancias de la Lista 1 de problemas mediante carta de Smith

Miguel Durán-Sindreu

Curso 2012/2013

Ingeniería Electrónica
de Telecomunicaciones

Ingeniería Radiofrecuencia
y Microondas

Universitat Autònoma de Barcelona

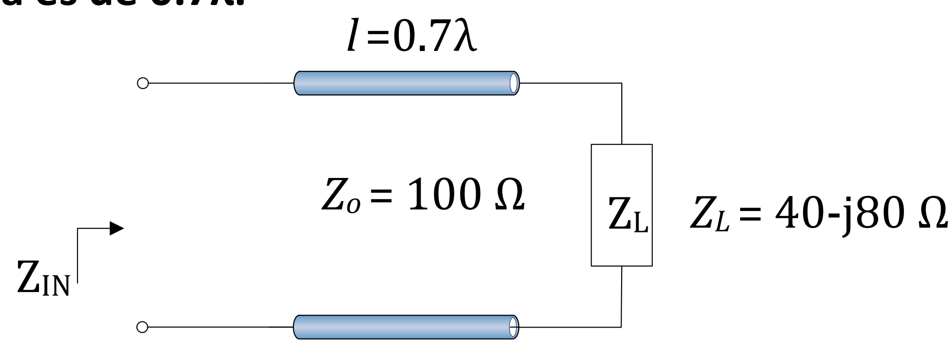
Escola d'Enginyeria, Departament d'Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Lista 1: Problema 3

(incluye preguntas adicionales del problema 7)

3. Una carga de impedancia 40-j80Ω está conectada a una línea de 100Ω. Calcular el coeficiente de reflexión a la carga y el coeficiente de reflexión a la entrada de la línea si la longitud de la línea es de 0.7λ.



Miguel Durán-Sindreu

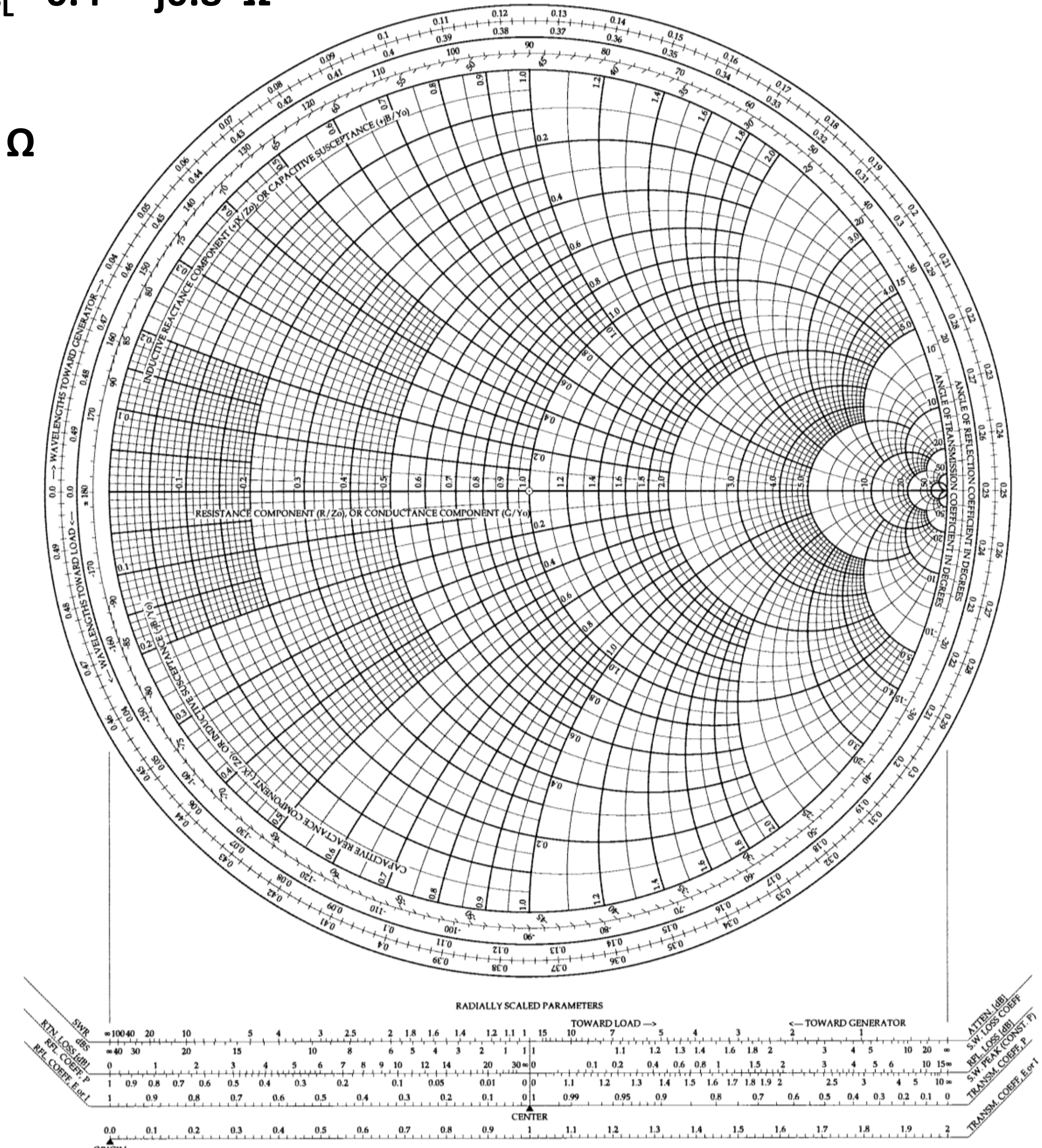
Curso 2012/2013

Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 0.4 - j0.8\ \Omega$

$Z_0 = 100\ \Omega$

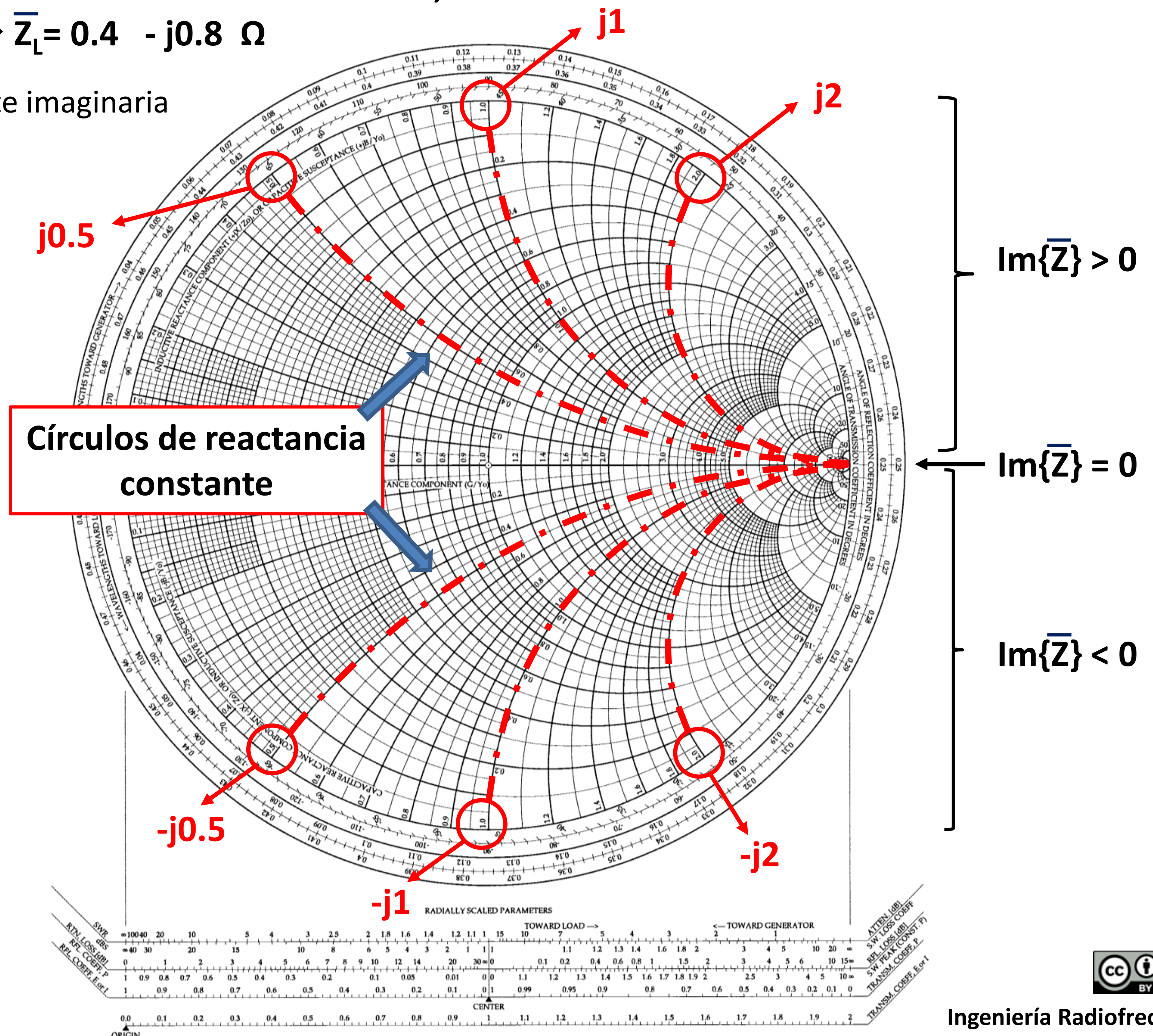


Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 0.4 \quad - j0.8\ \Omega$

1. Mapeamos parte imaginaria (reactancia)

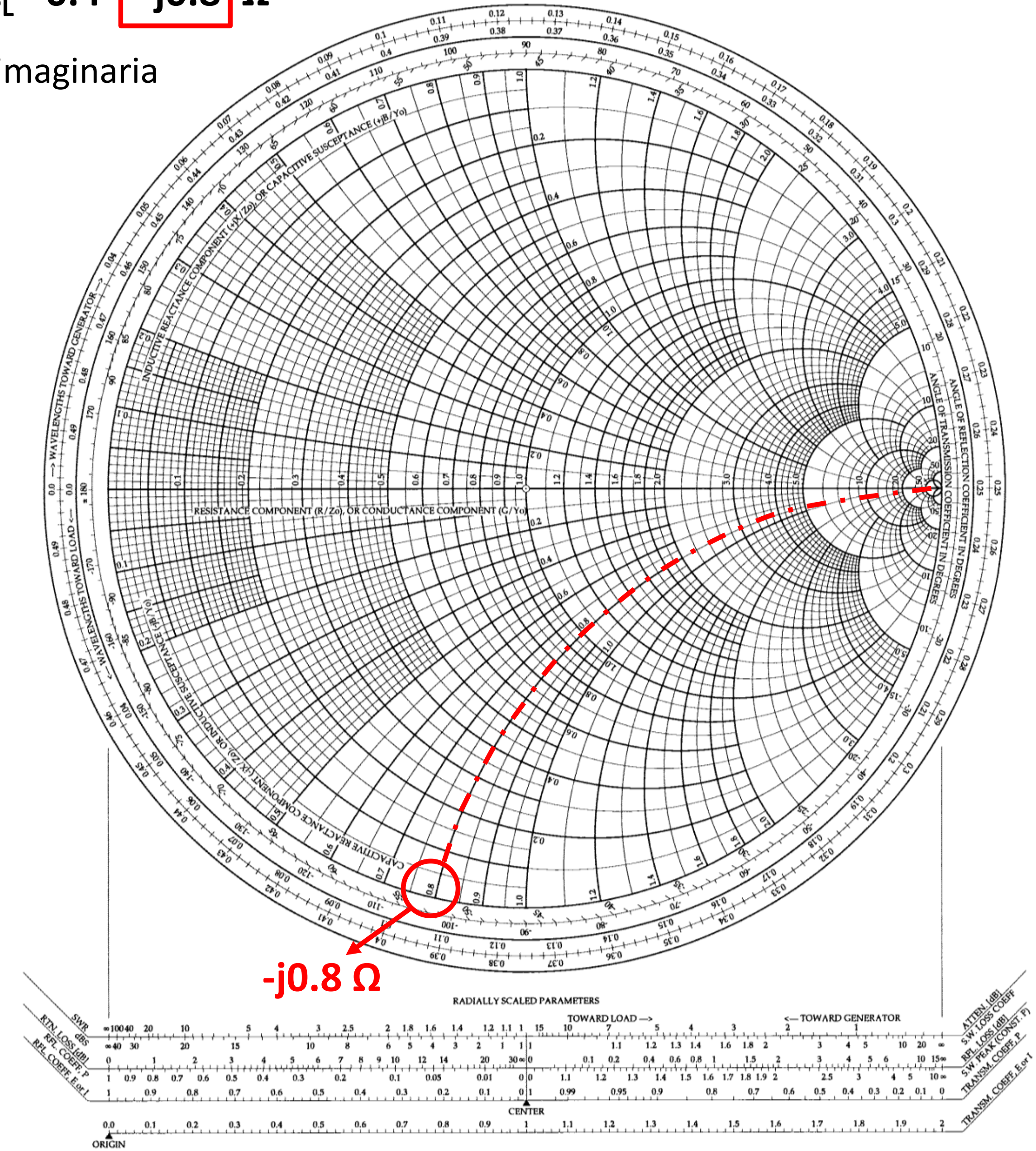


Lista 1, Problema 3

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 0.4\ \boxed{-\ j0.8}\ \Omega$

1. Mapeamos parte imaginaria (reactancia)

En nuestro caso:

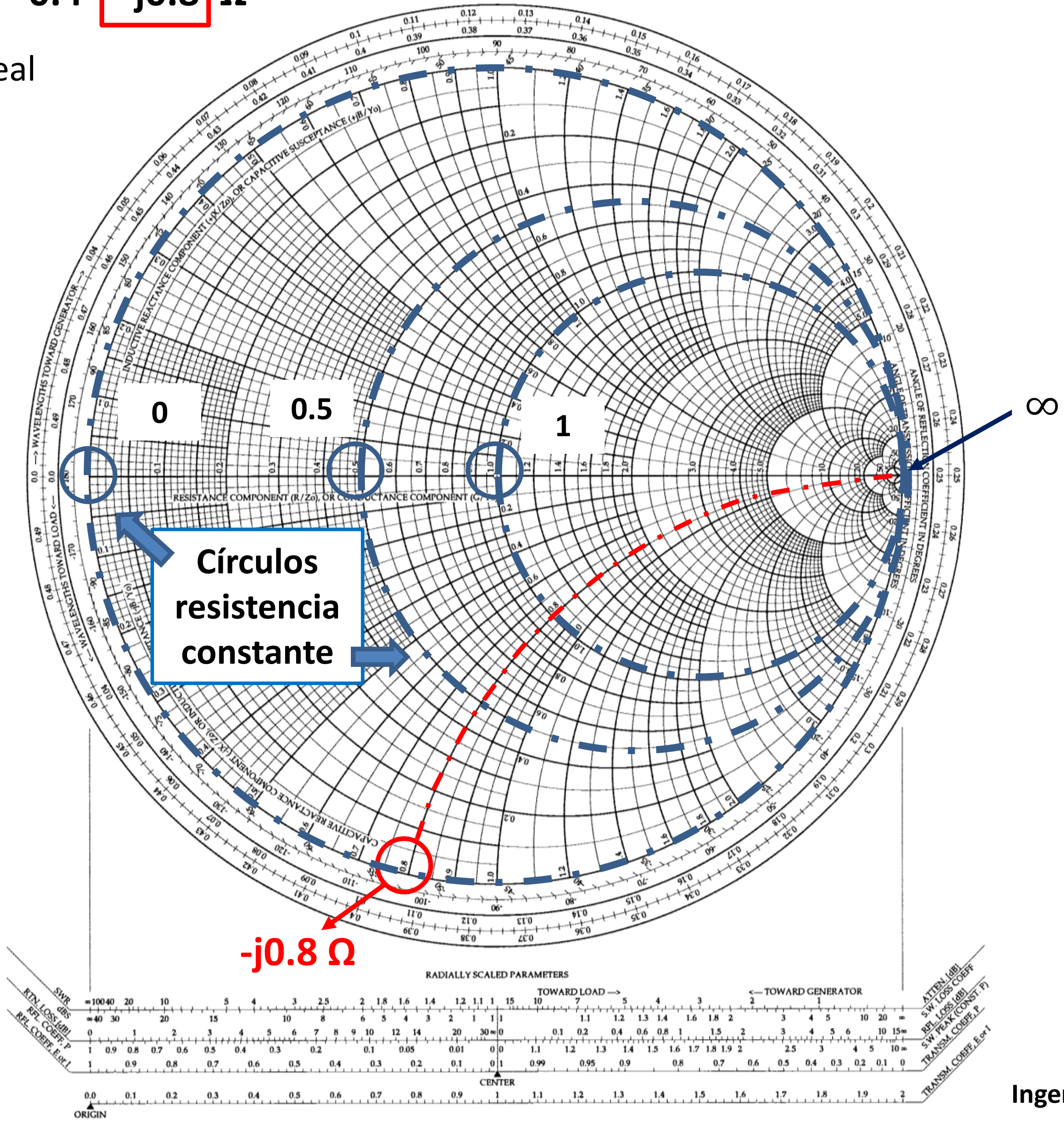


Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 0.4\ \boxed{-\ j0.8}\ \Omega$

2. Mapeamos parte real (resistencia)



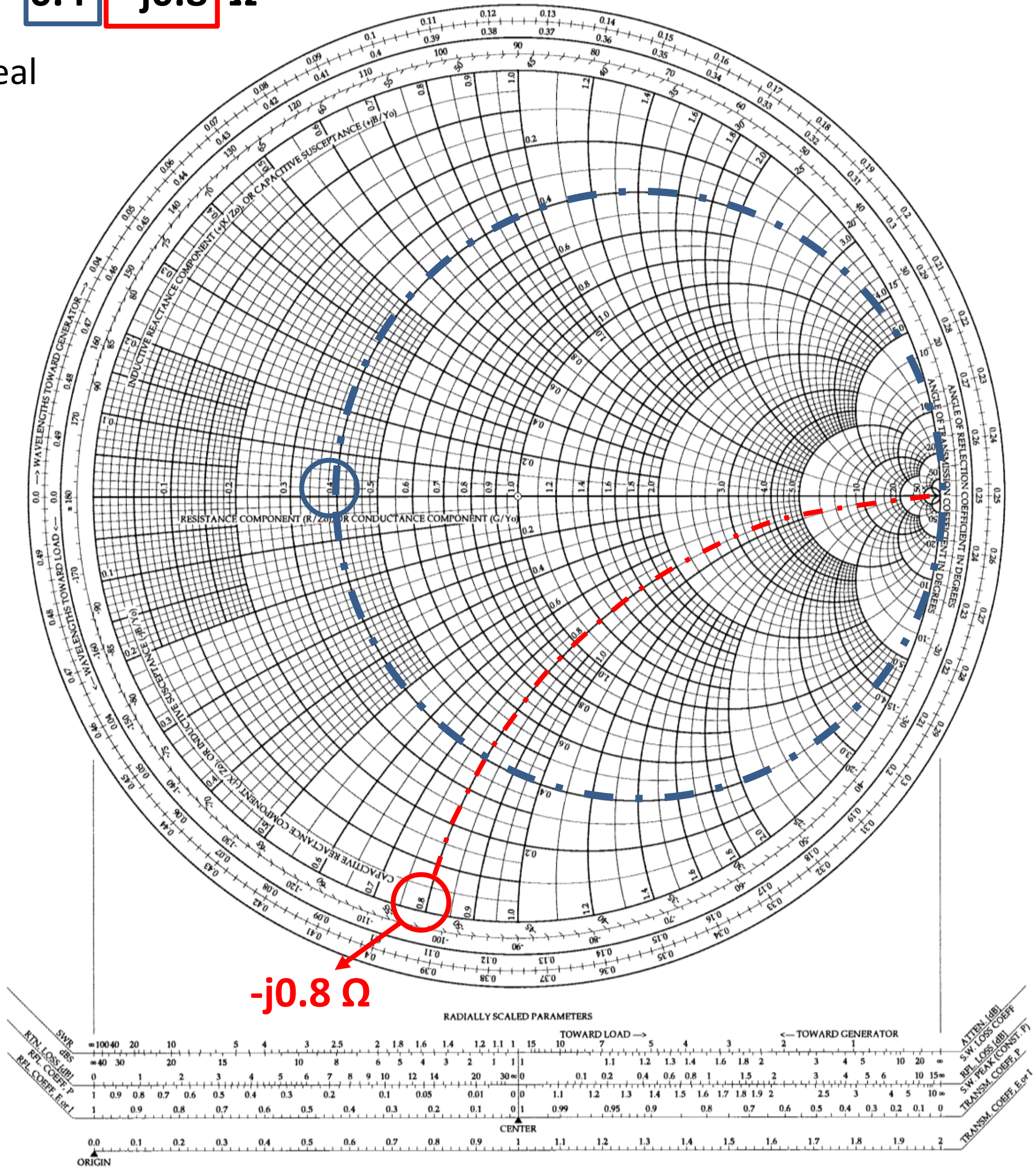
Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = \boxed{0.4}\ \boxed{-j0.8}\ \Omega$

2. Mapeamos parte real (resistencia)

En nuestro caso:



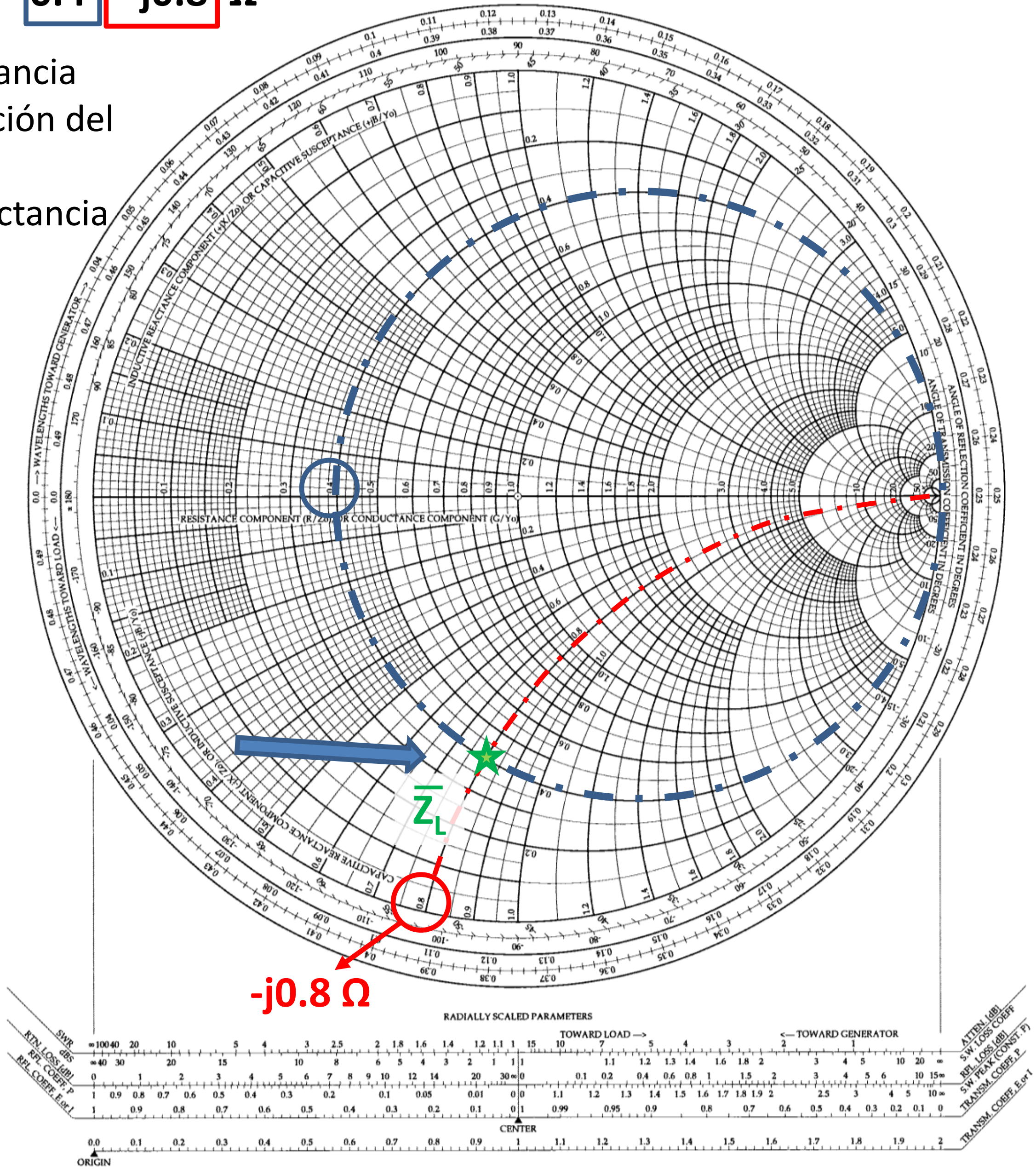
UAB

Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = \boxed{0.4}\ \boxed{-j0.8}\ \Omega$

3. Mapeamos impedancia mediante la intersección del círculo de resistencia constante y el de reactancia constante

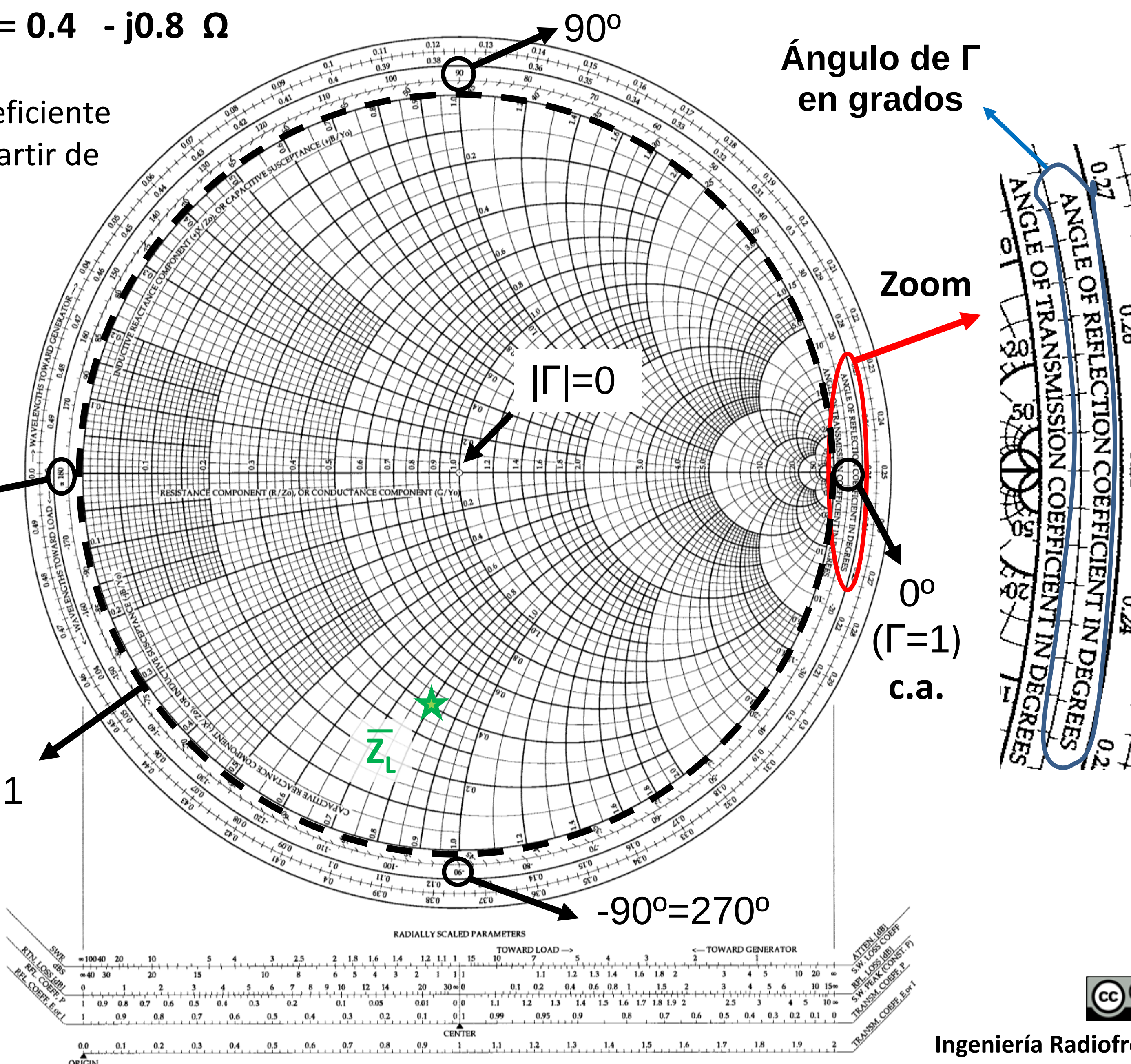


Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 0.4 - j0.8\ \Omega$

4. Obtenemos coeficiente de reflexión Γ a partir de la impedancia



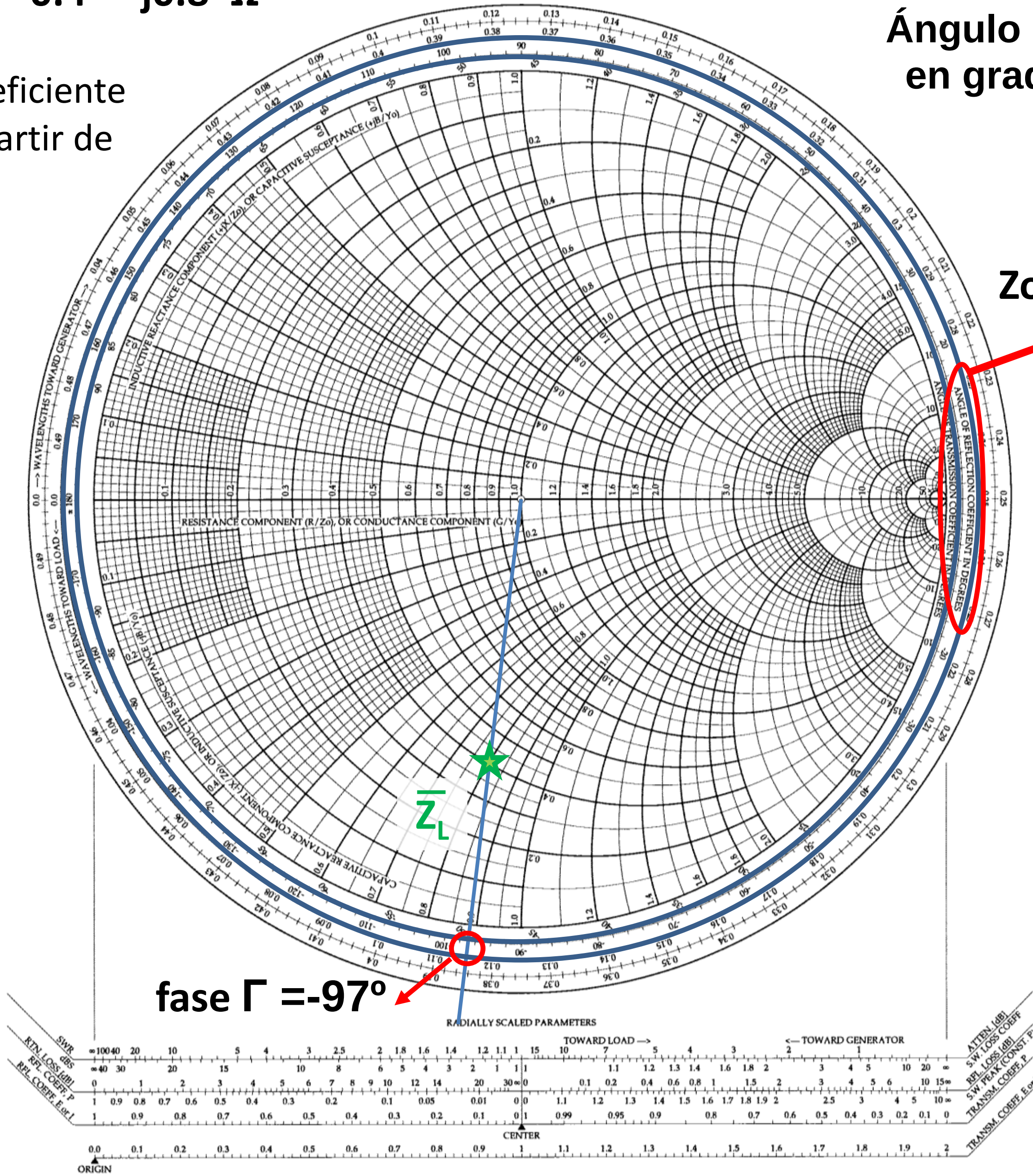
Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 0.4 - j0.8\ \Omega$

4. Obtenemos coeficiente de reflexión Γ a partir de la impedancia

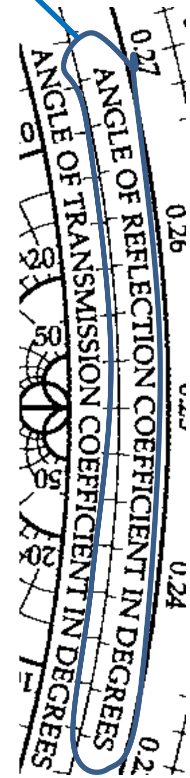
Fase del coeficiente de reflexión Γ en nuestro caso



fase Γ =-97º

Ángulo de Γ en grados

Zoom



Lista 1, Problema 3

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 0.4 - j0.8\ \Omega$

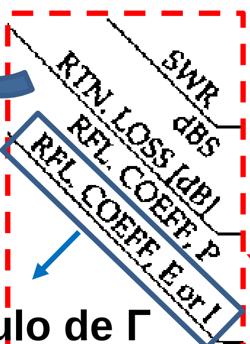
4. Obtenemos coeficiente de reflexión Γ a partir de la impedancia

Módulo del coeficiente de reflexión Γ

$\Gamma_P \rightarrow RL = -10\log|\Gamma_P|$

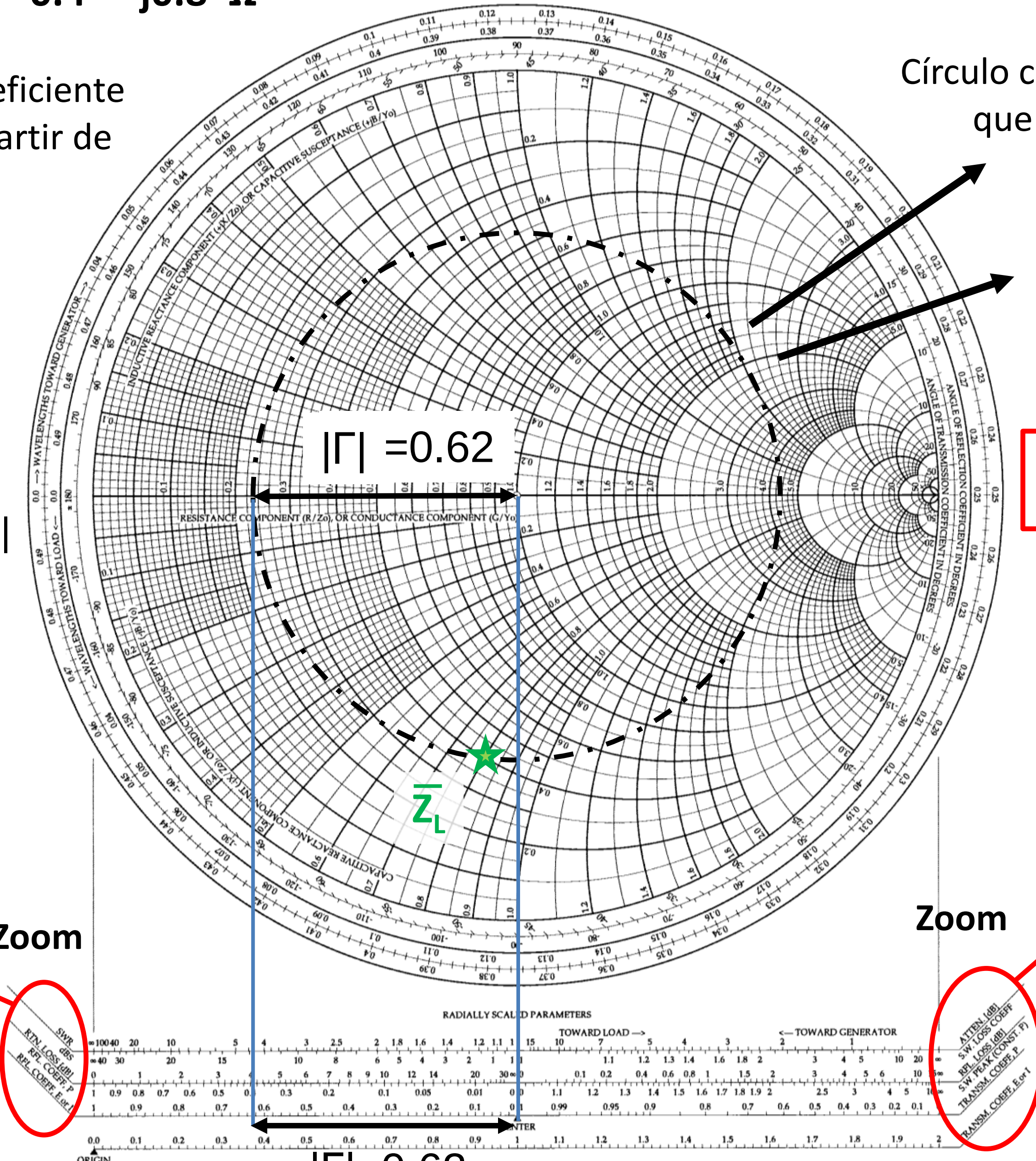
$\Gamma_{E,I} \rightarrow RL = -20\log|\Gamma_{E,I}|$

Utilizamos $\Gamma_{E,I}$ (ratio de tensiones)



Módulo de Γ

Zoom

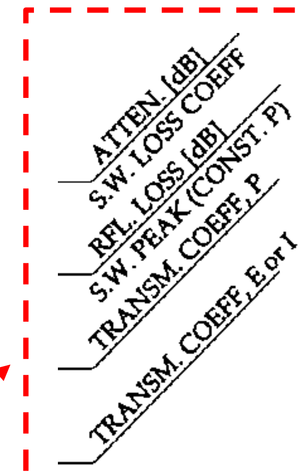


Círculo centrado en el origen que intersecciona con $\overline{Z}_L$

Círculo de |Γ| constante

$\boxed{\Gamma_L = 0.62e^{-j97^{o}}}$

Zoom

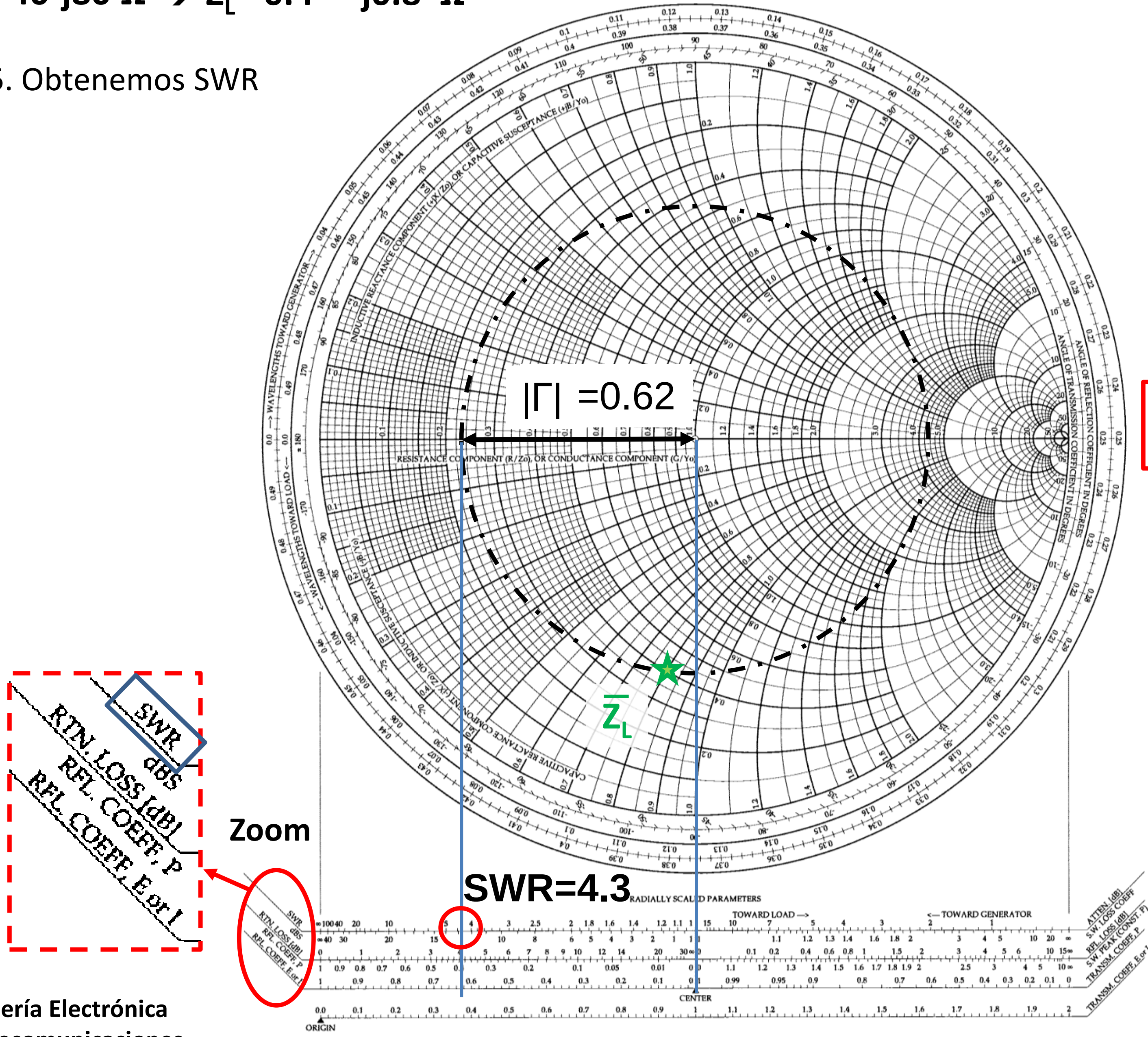


Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

Z_L=40-j80 Ω → $\overline{Z}_L$= 0.4 - j0.8 Ω

5. Obtenemos SWR



SWR=4.3

$\Gamma_L = 0.62e^{-j97^o}$

UAB

Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z_L} = 0.4\ \ - j0.8\ \ \Omega$

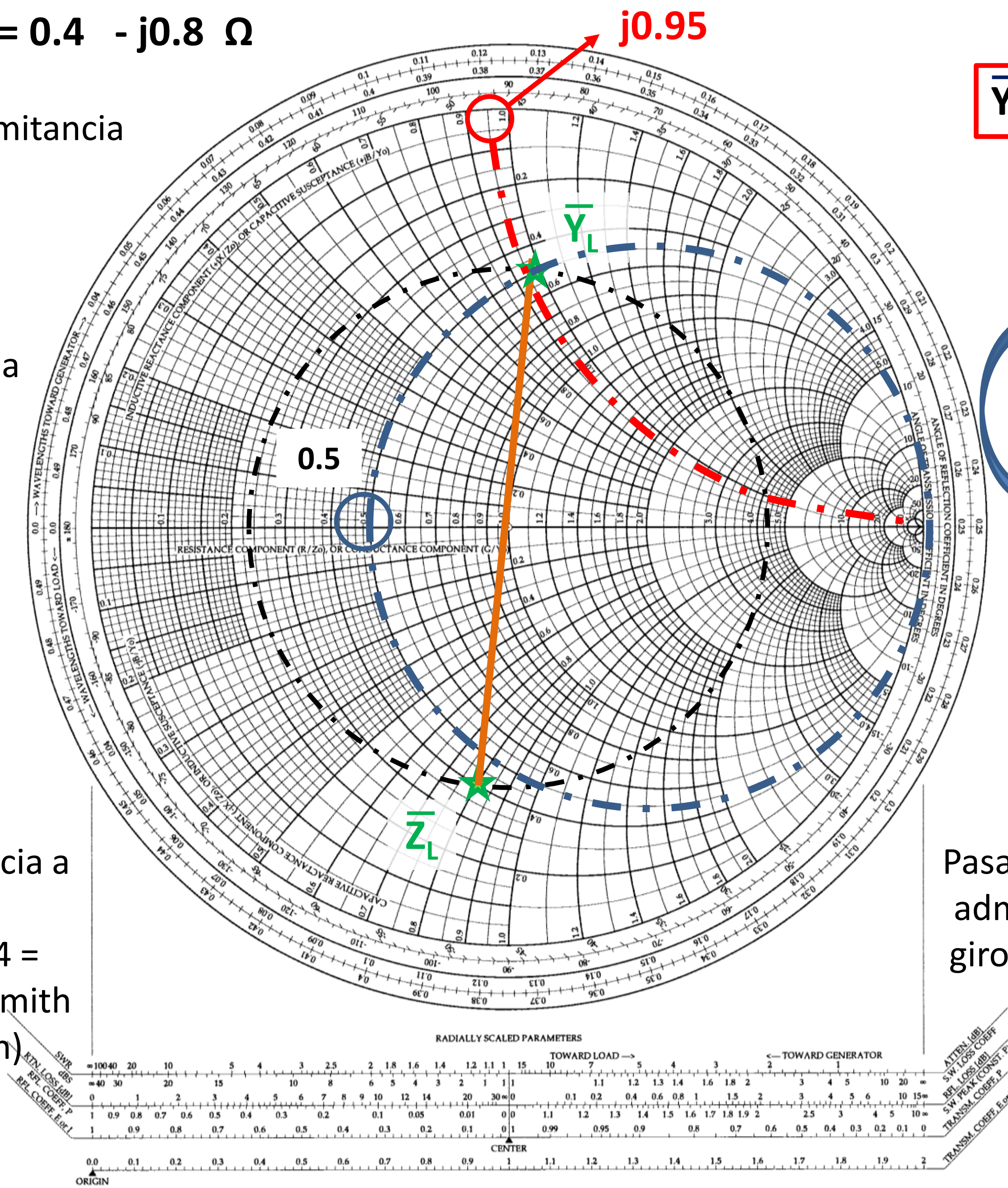
6. Obtenemos admitancia normalizada $\overline{Y_L}$

Deducción I:

Una línea λ/4 transforma impedancia normalizada a su inversa:

$$Z_{in}\Big|_{\lambda/4} = \frac{{Z_0}^2}{Z_L}$$

$$\overline{Z_{in}}\Big|_{\lambda/4} = \frac{1}{\overline{Z_L}}$$



$\overline{Y_L} = 0.5 + j0.95\ \ \Omega$

Deducción II:

$$\overline{Y_L} = \frac{1}{\overline{Z_L}}$$

$$\Gamma_L = \frac{\overline{Z_L} - 1}{\overline{Z_L} + 1} = -\frac{\overline{Y_L} - 1}{\overline{Y_L} + 1}$$

Pasamos de impedancia a admitancia desplazándonos λ/4 = 0.25λ en la carta de Smith (media carta Smith)

Pasamos de impedancia a admitancia mediante un giro de 180º en Γ (media carta Smith)

Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 0.4 - j0.8\ \Omega$

$\boxed{\overline{Y}_L = 0.5 + j0.95\ \Omega}$

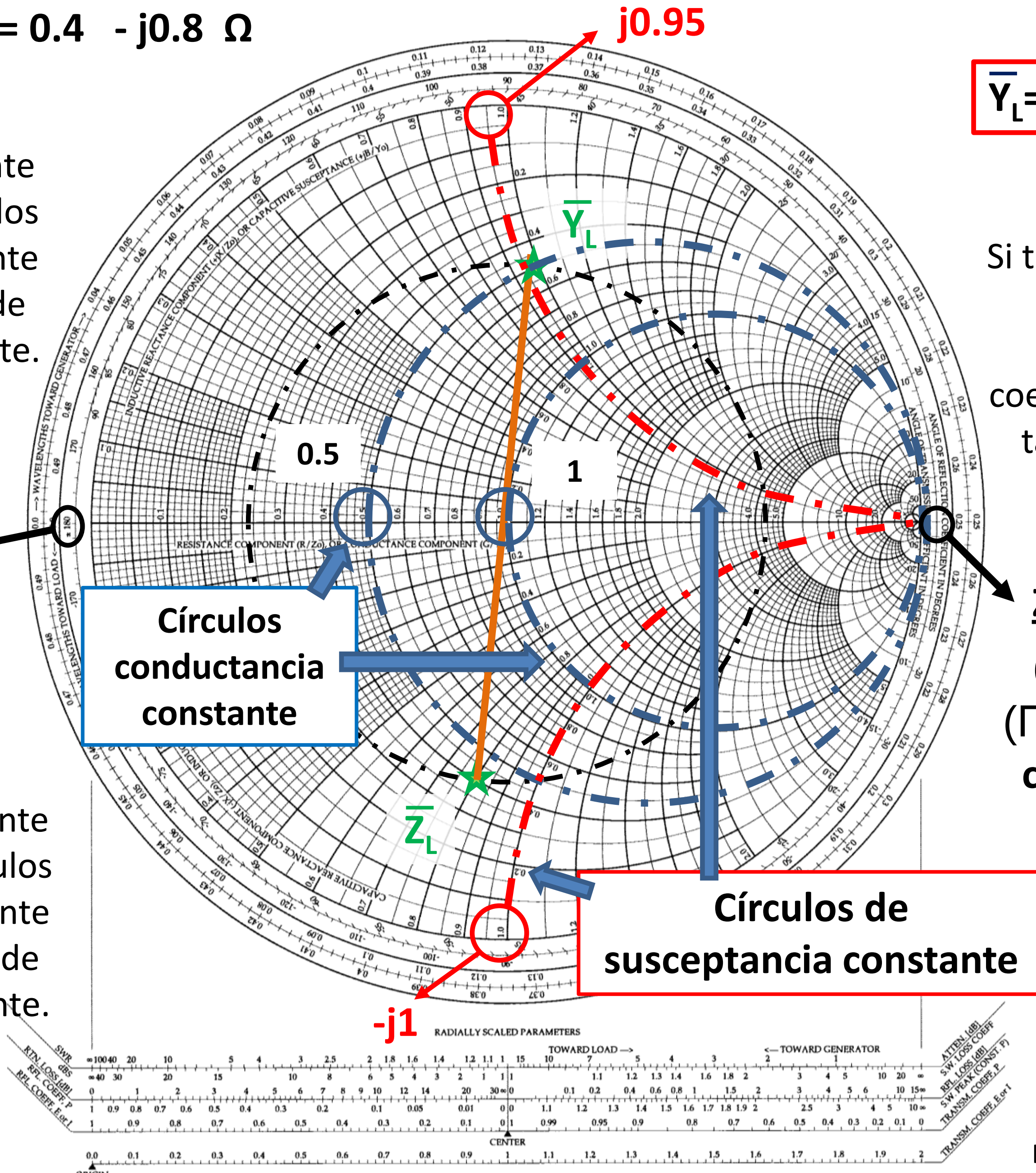
Consecuencias I:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de resistencia constante pasan a ser círculos de <u>conductancia</u> constante.

<u>Z:</u>	**<u>Y:</u>**
±180º	0º
(Γ=-1)	(Γ=1)
c.c.	**c.a.**

Consecuencias II:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de reactancia constante pasan a ser círculos de <u>susceptancia</u> constante.



Consecuencias III:

Si trabajamos mediante admitancias, la polaridad del coeficiente de reflexión también se invierte

c.a. → c.c

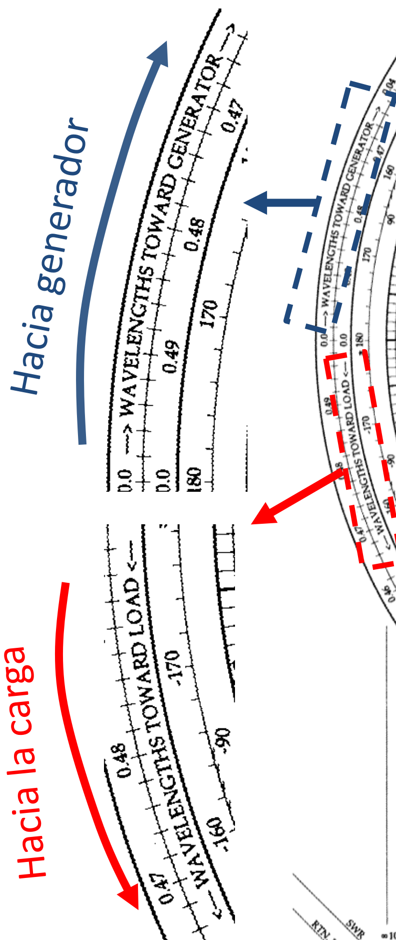
c.c. → c.a.

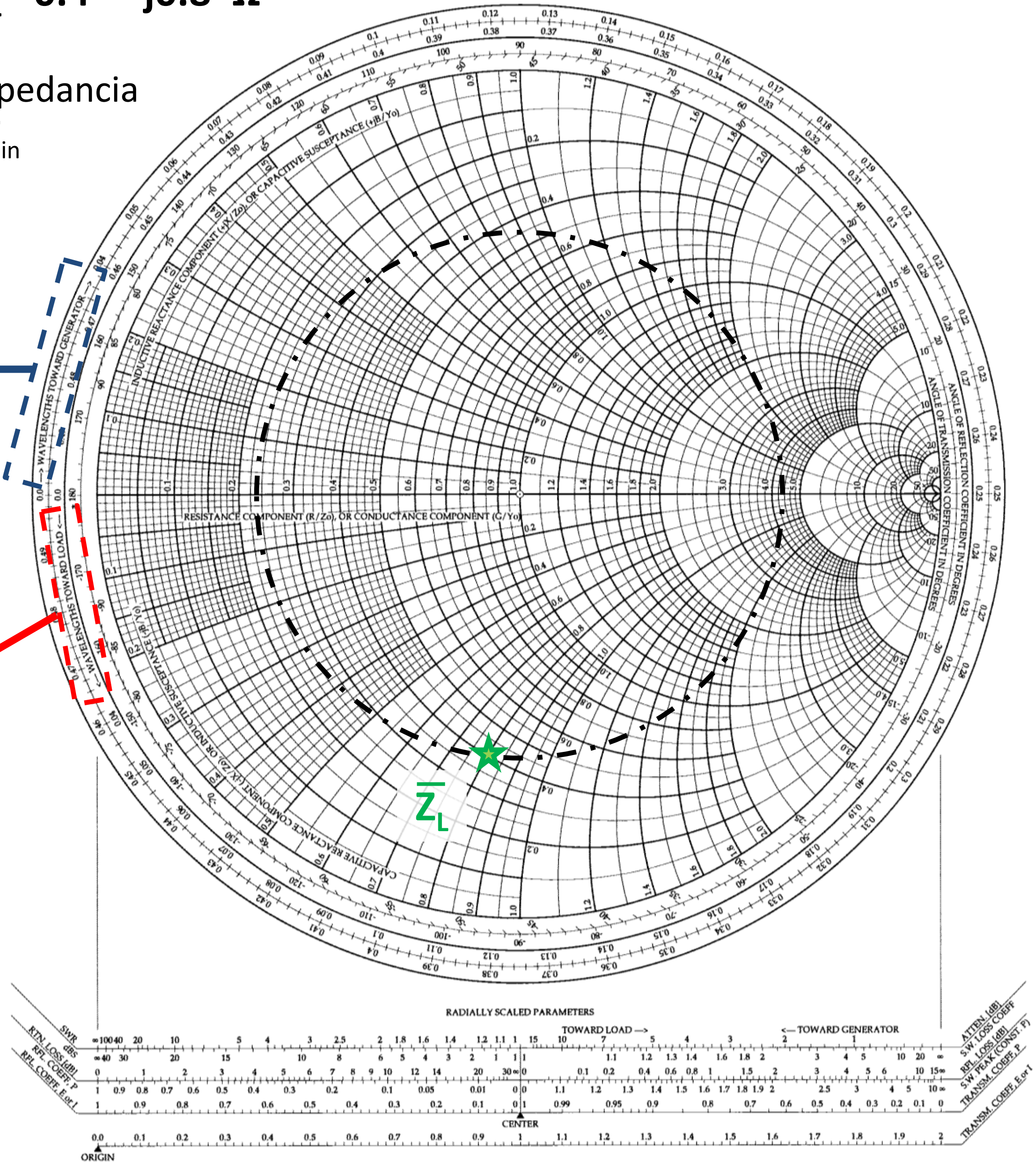
<u>Z:</u>	**<u>Y:</u>**
0º	±180º
(Γ=1)	(Γ=-1)
c.a.	**c.c.**

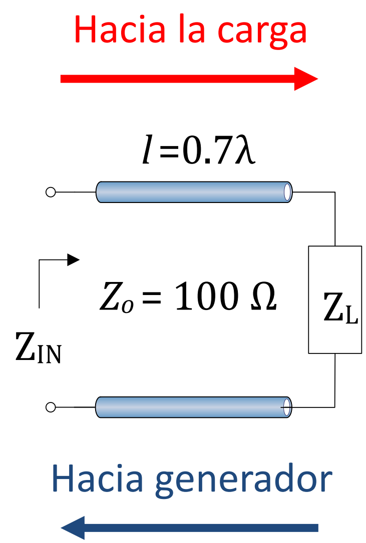
Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 0.4 \ - j0.8\ \ \Omega$

7. Obtenemos impedancia de entrada $\overline{Z}_{in}$ y Γ_{in}







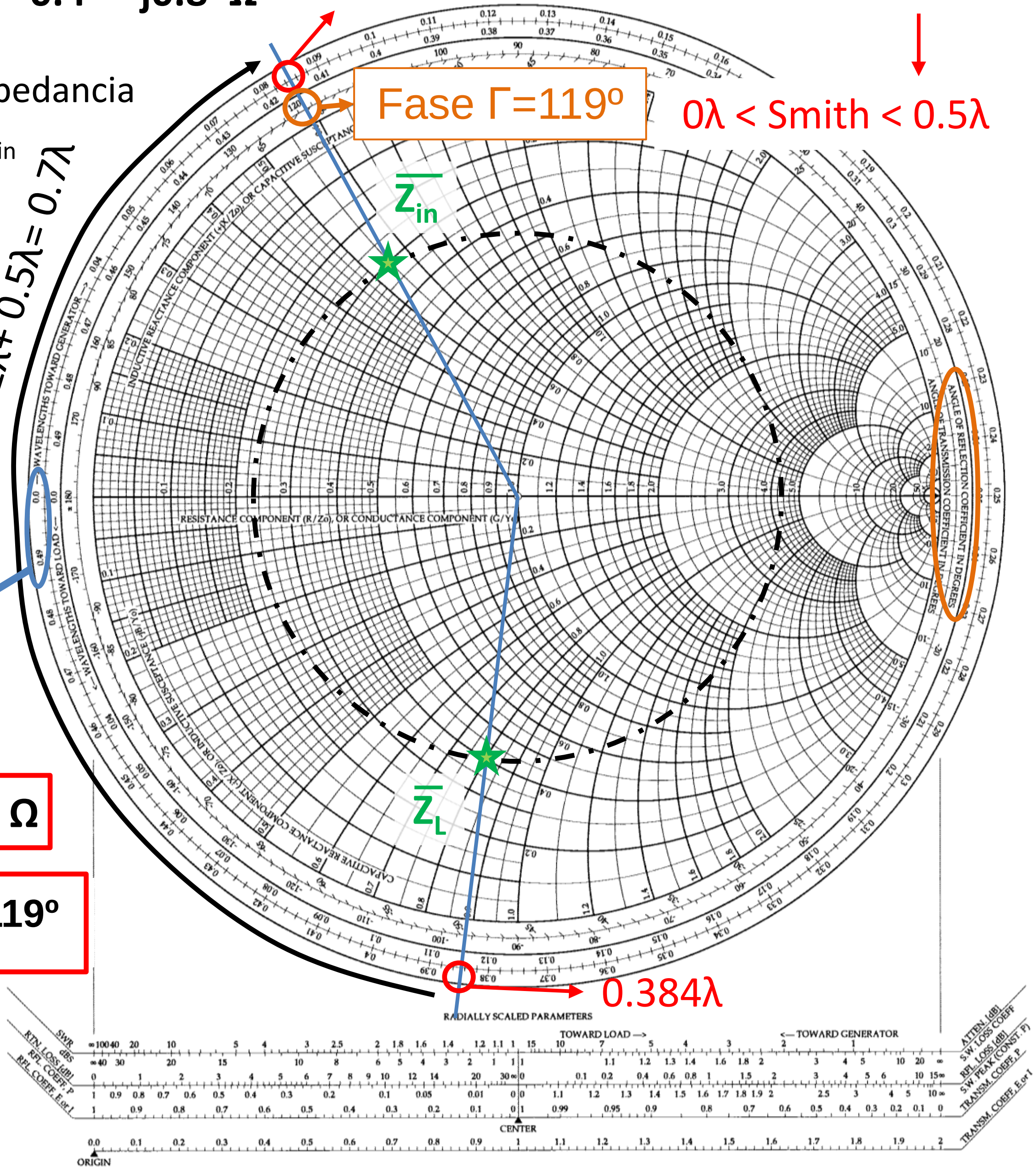
Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 0.4 - j0.8\ \Omega$

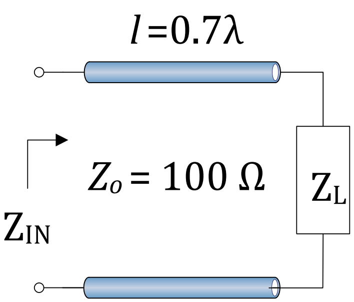
$0.384\lambda + 0.2\lambda = 0.584\lambda = 0.584\lambda - 0.5\lambda = 0.084\lambda$

7. Obtenemos impedancia de entrada $\overline{Z}_{in}$ y Γ_{in}



0.5λ = Vuelta completa en Smith

0.2λ+ 0.5λ



¡0.5λ pasa a ser 0λ!

Hacia generador

$\boxed{\overline{Z}_{in} = 0.3 + j0.55\ \Omega}$

$\boxed{\Gamma_{in} = 0.62 e^{j119^{o}}}$

Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 0.4 - j0.8\ \Omega$

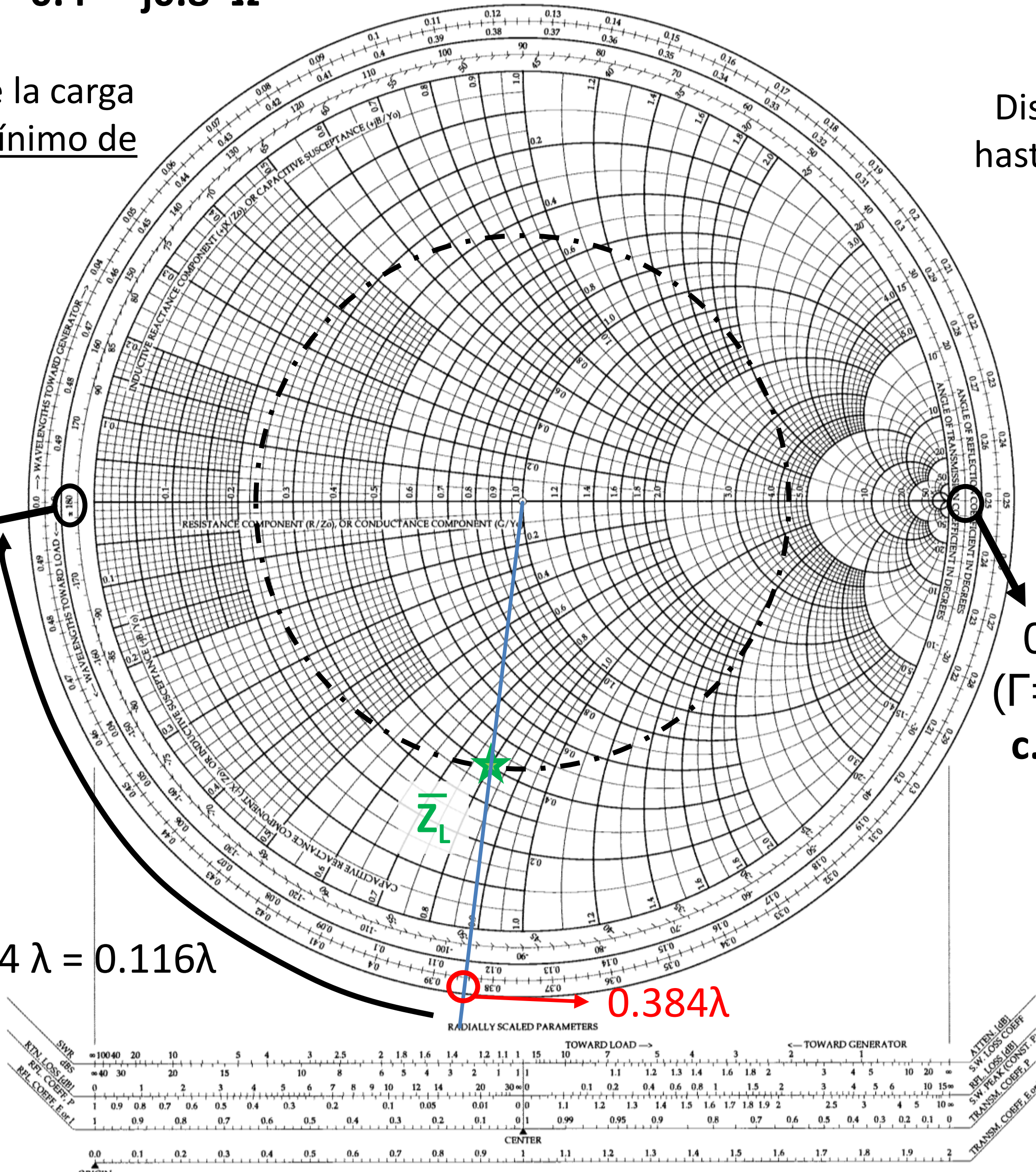
8. Distancia desde la carga hasta el primer mínimo de voltaje

↓

Cortocircuito

Distancia desde la carga hasta el primer mínimo de voltaje:

$\boxed{d_{cc} = 0.116\lambda}$



±180º
(Γ=-1)
c.c.

0º
(Γ=1)
c.a.

0.384λ

$d_{cc} = 0.5\lambda - 0.384\lambda = 0.116\lambda$

UAB

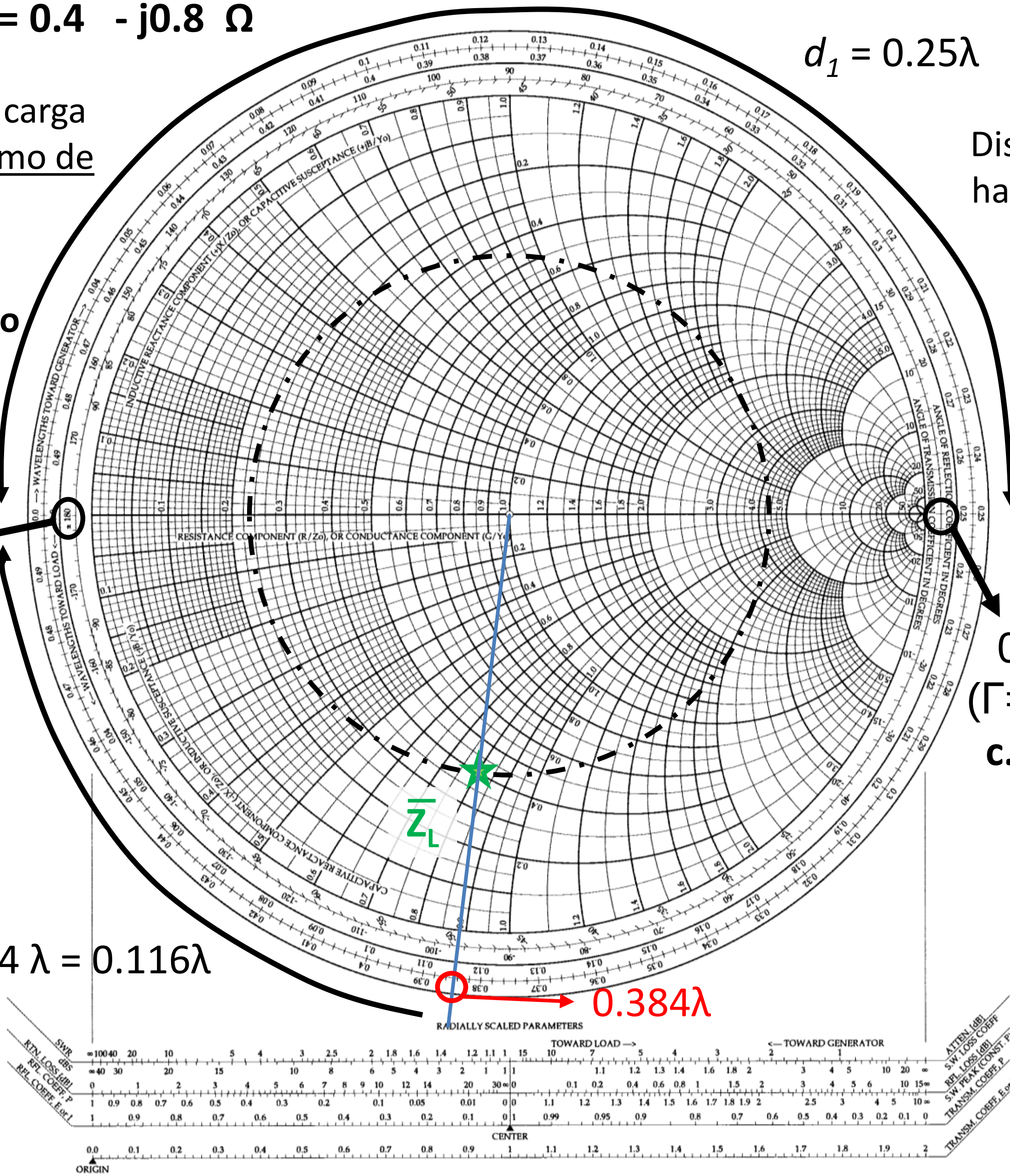
Lista 1, Problema 3

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 40 - j80\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 0.4 - j0.8\ \Omega$

9. Distancia desde la carga hasta el <u>primer máximo de voltaje</u>

Circuito abierto



$d_1 = 0.25\lambda$

Distancia desde la carga hasta el <u>primer máximo de voltaje</u>

$$d_{ca} = d_{cc} + 0.25\,\lambda = \boxed{0.366\lambda}$$

$$d_{cc} = 0.5\lambda - 0.384\,\lambda = 0.116\lambda$$

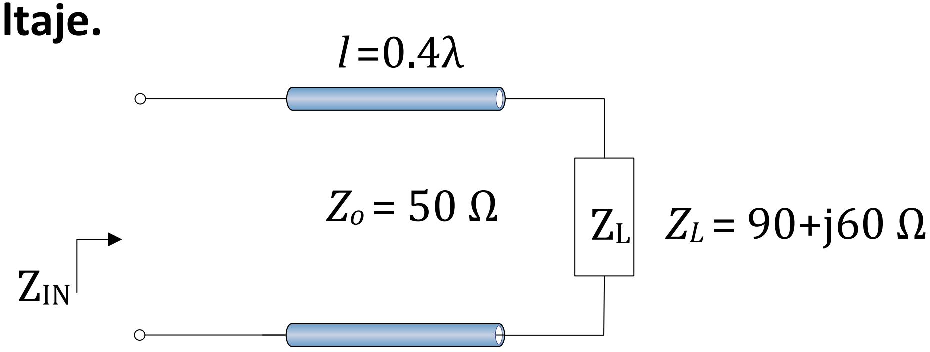
Universitat Autònoma de Barcelona

Escola d’Enginyeria, Departament d’Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Lista 1: Problema 7

7. Utilizar la carta de Smith y encontrar las siguientes magnitudes para la línea de transmisión del circuito inferior: SWR de la línea; Coeficiente de reflexión en la carga; Admitancia de carga; Impedancia de entrada de la línea; Distancia de la carga al primer mínimo y máximo de voltaje.



Miguel Durán-Sindreu

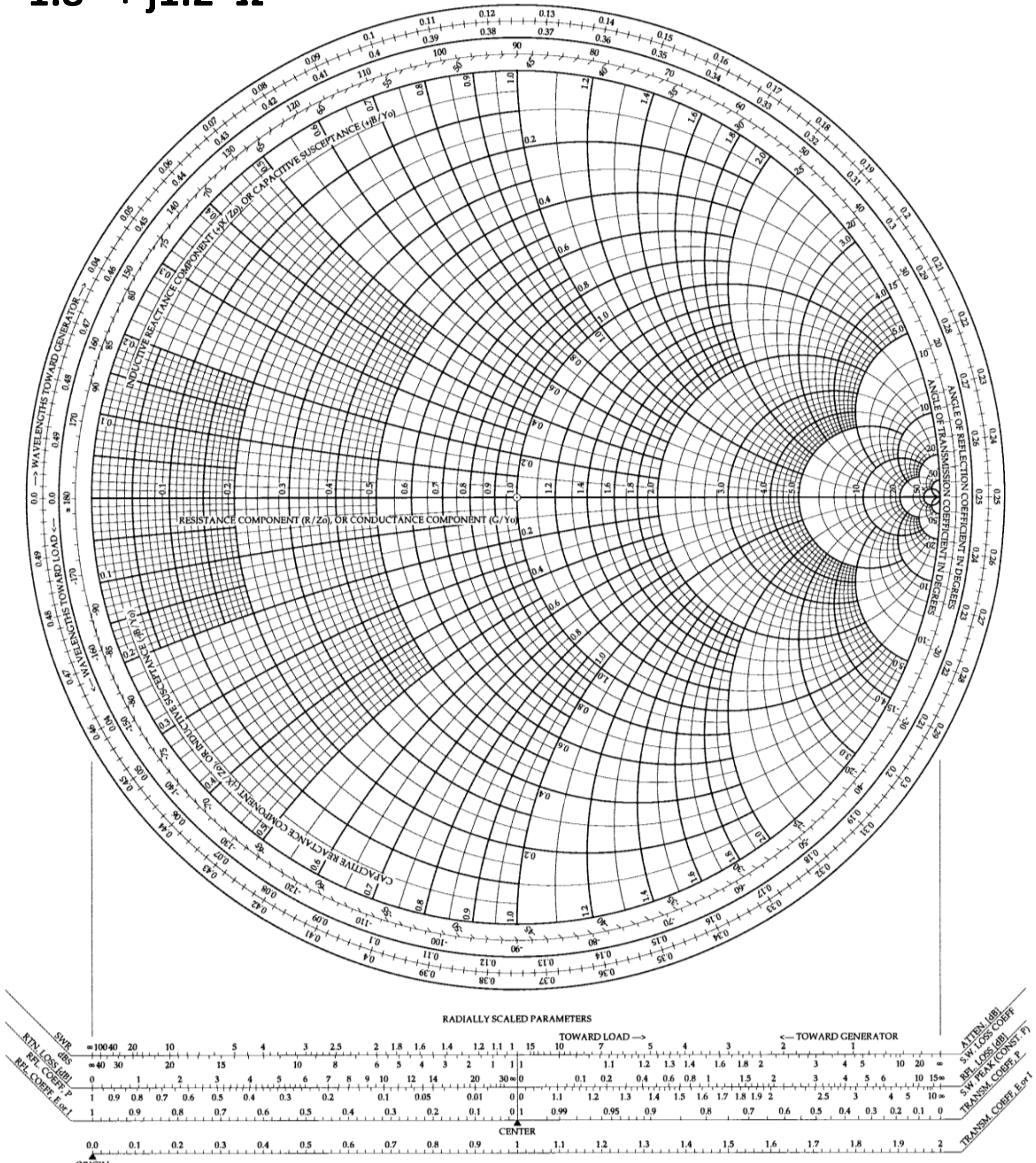
Curso 2012/2013

Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 1.8\ \ + j1.2\ \ \Omega$

$Z_0 = 50\ \Omega$

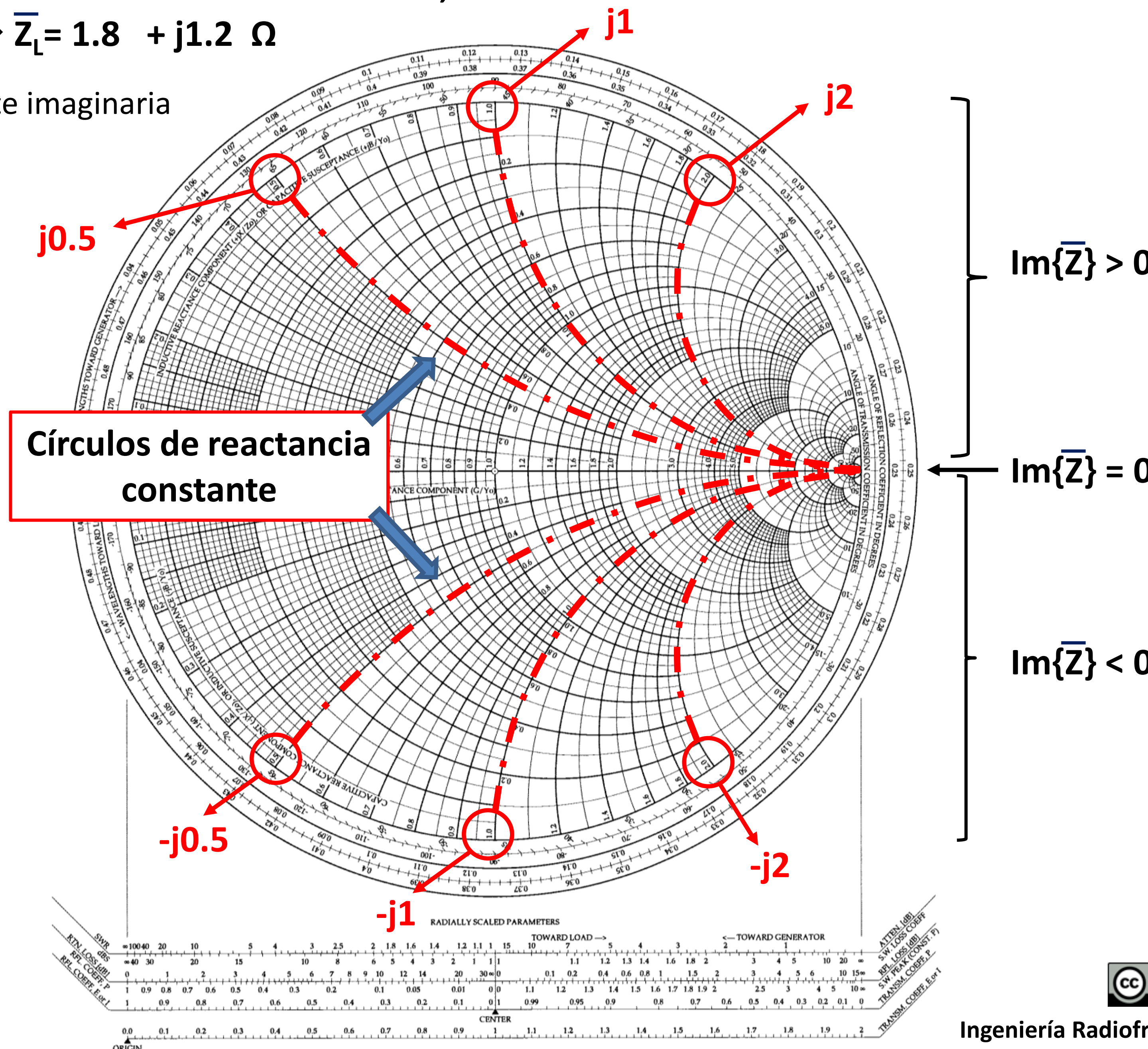


Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 1.8 + j1.2\ \Omega$

1. Mapeamos parte imaginaria (reactancia)



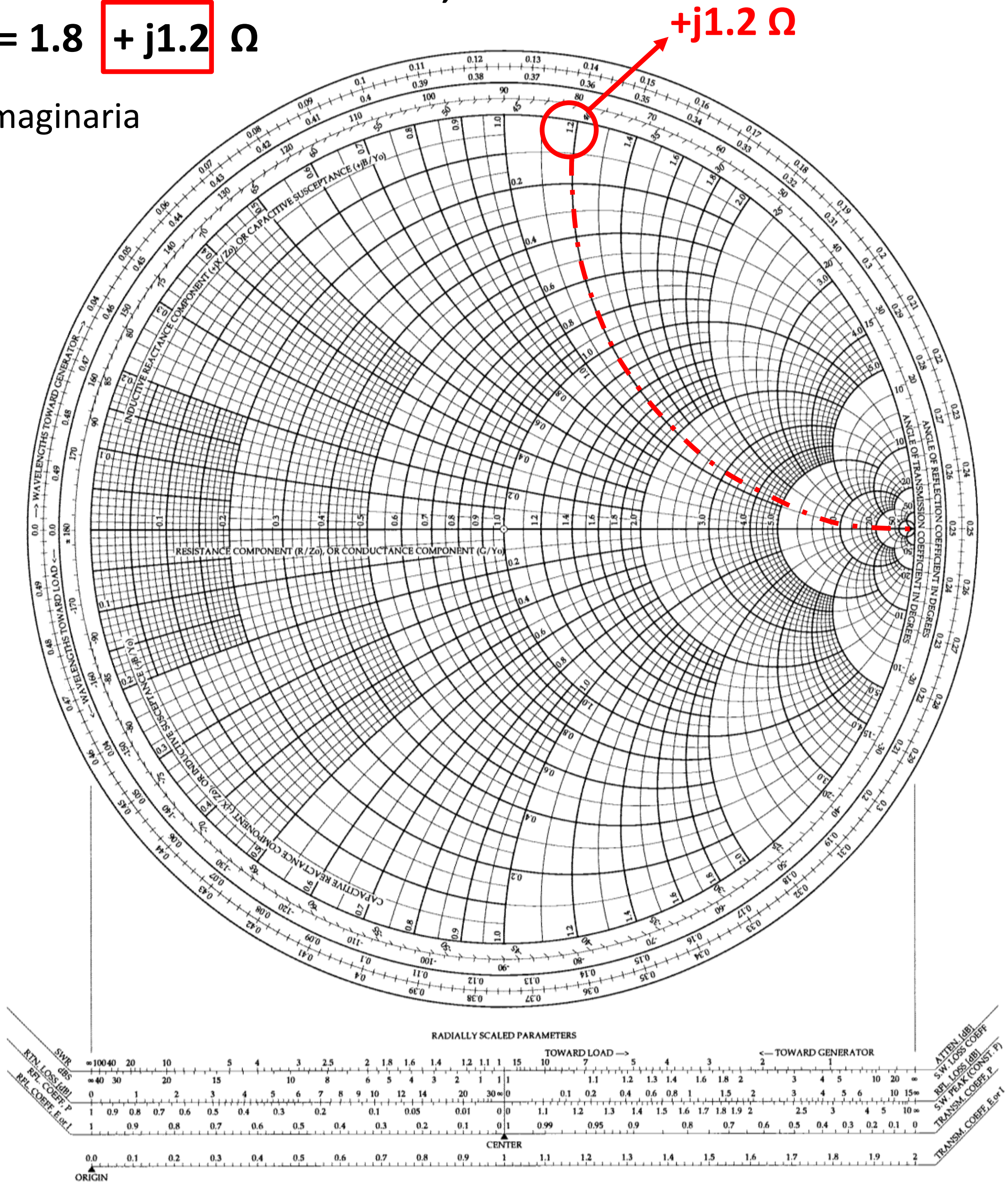
Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L=90+j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L= 1.8\ \boxed{+\,j1.2}\ \Omega$

1. Mapeamos parte imaginaria (reactancia)

En nuestro caso:



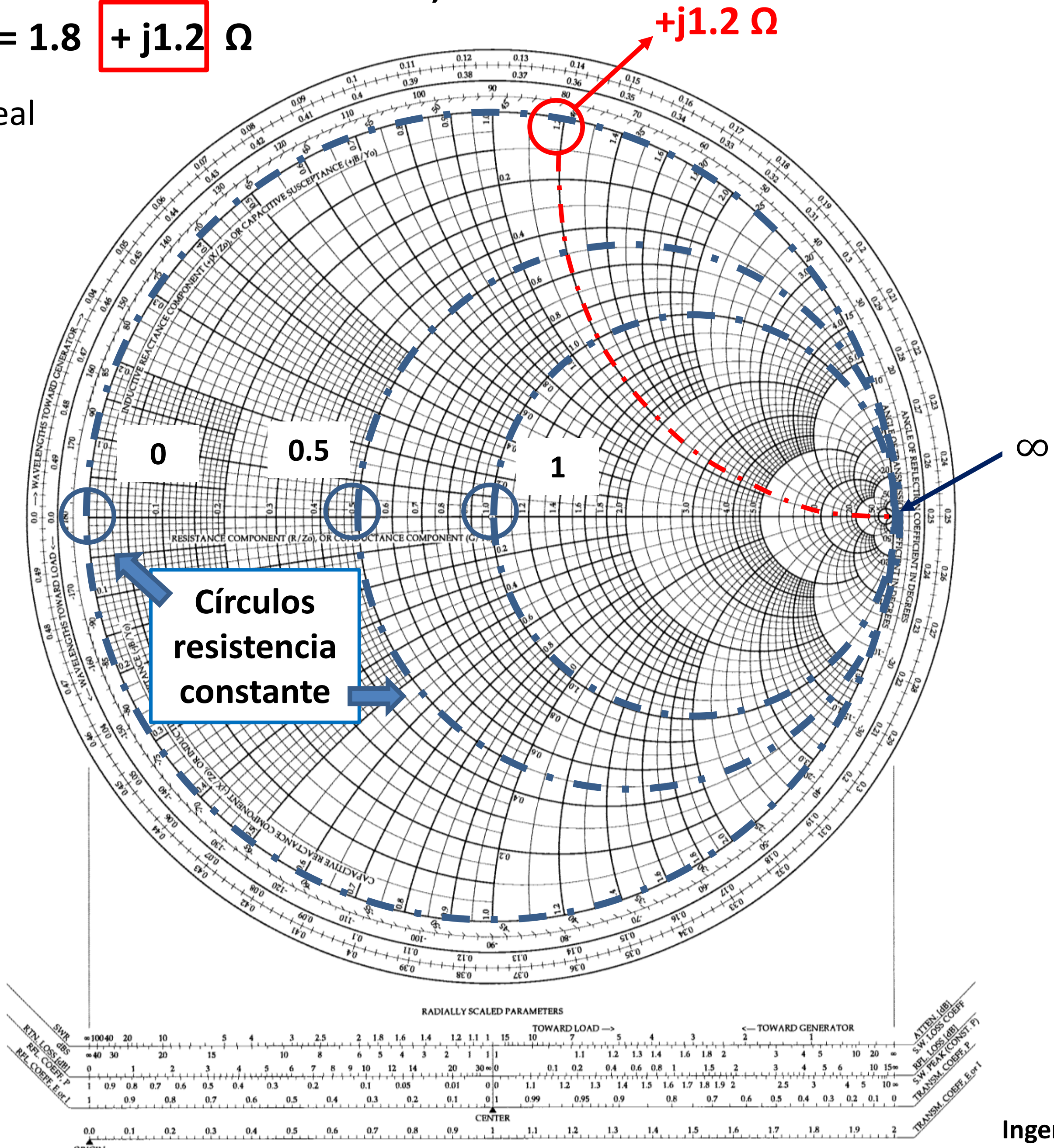
UAB

Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 1.8\ \boxed{+\ j1.2}\ \Omega$

2. Mapeamos parte real (resistencia)



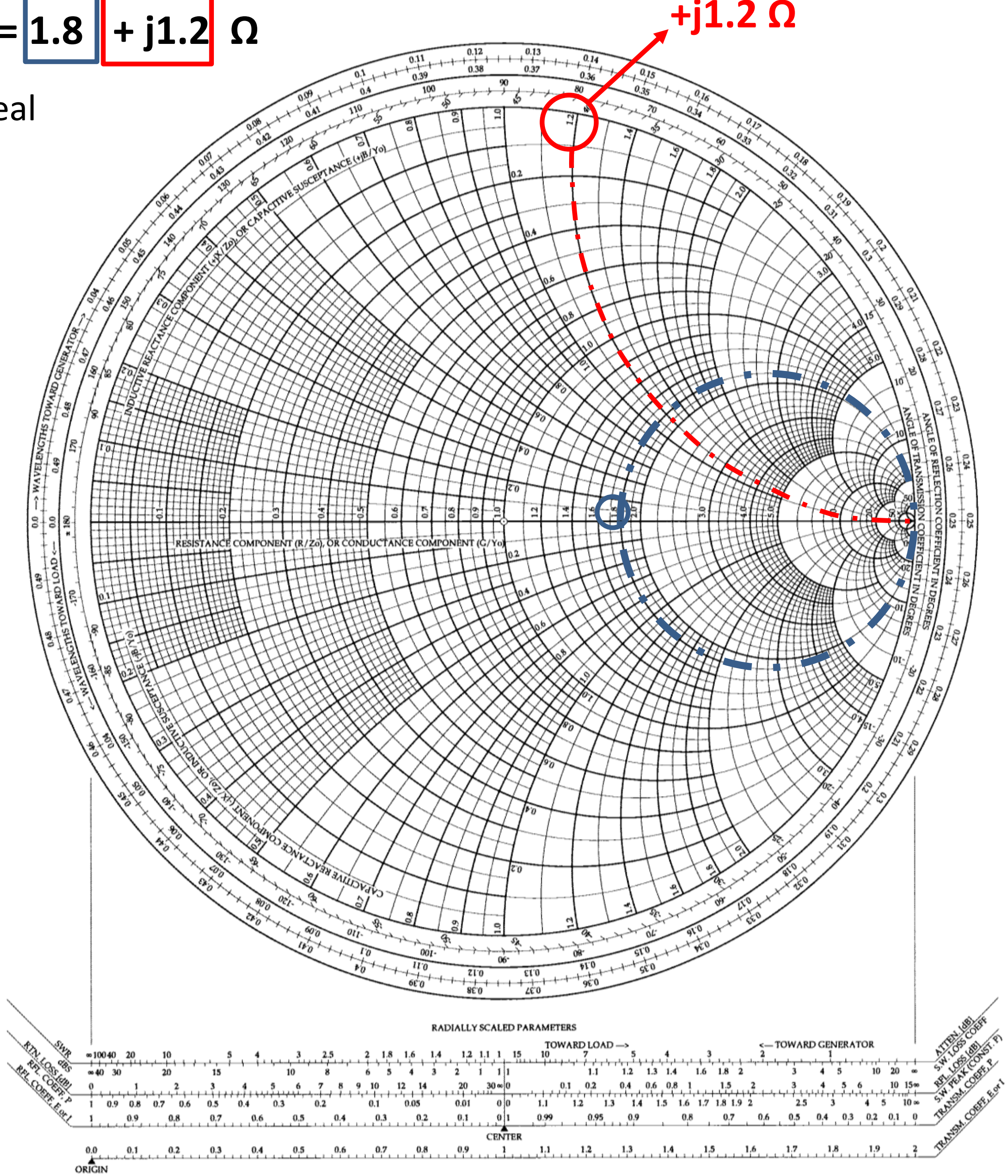
Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = \boxed{1.8}\ \boxed{+\,j1.2}\ \Omega$

2. Mapeamos parte real (resistencia)

En nuestro caso:

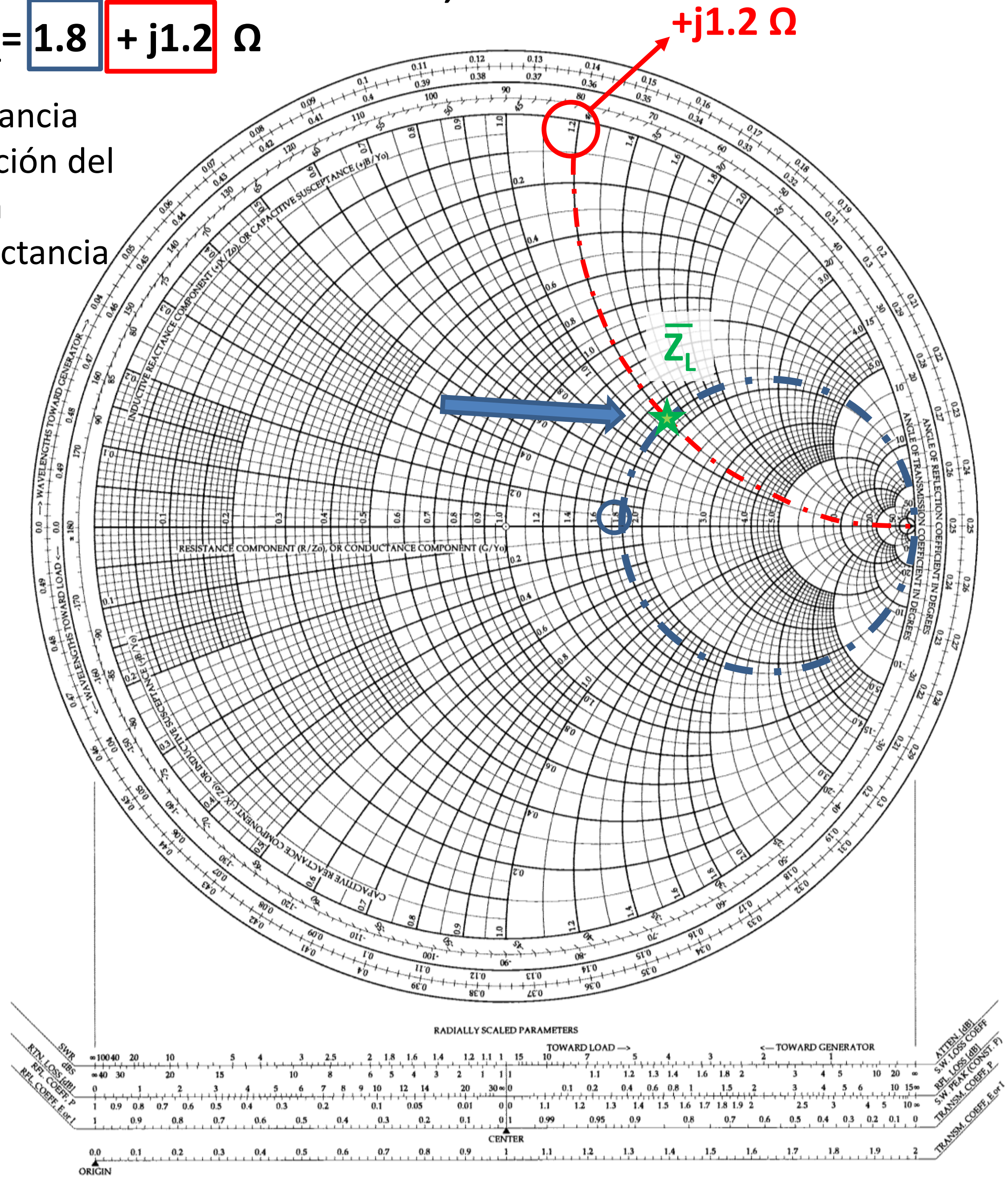


Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = \boxed{1.8}\ \boxed{+\ j1.2}\ \Omega$

3. Mapeamos impedancia mediante la intersección del círculo de resistencia constante y el de reactancia constante

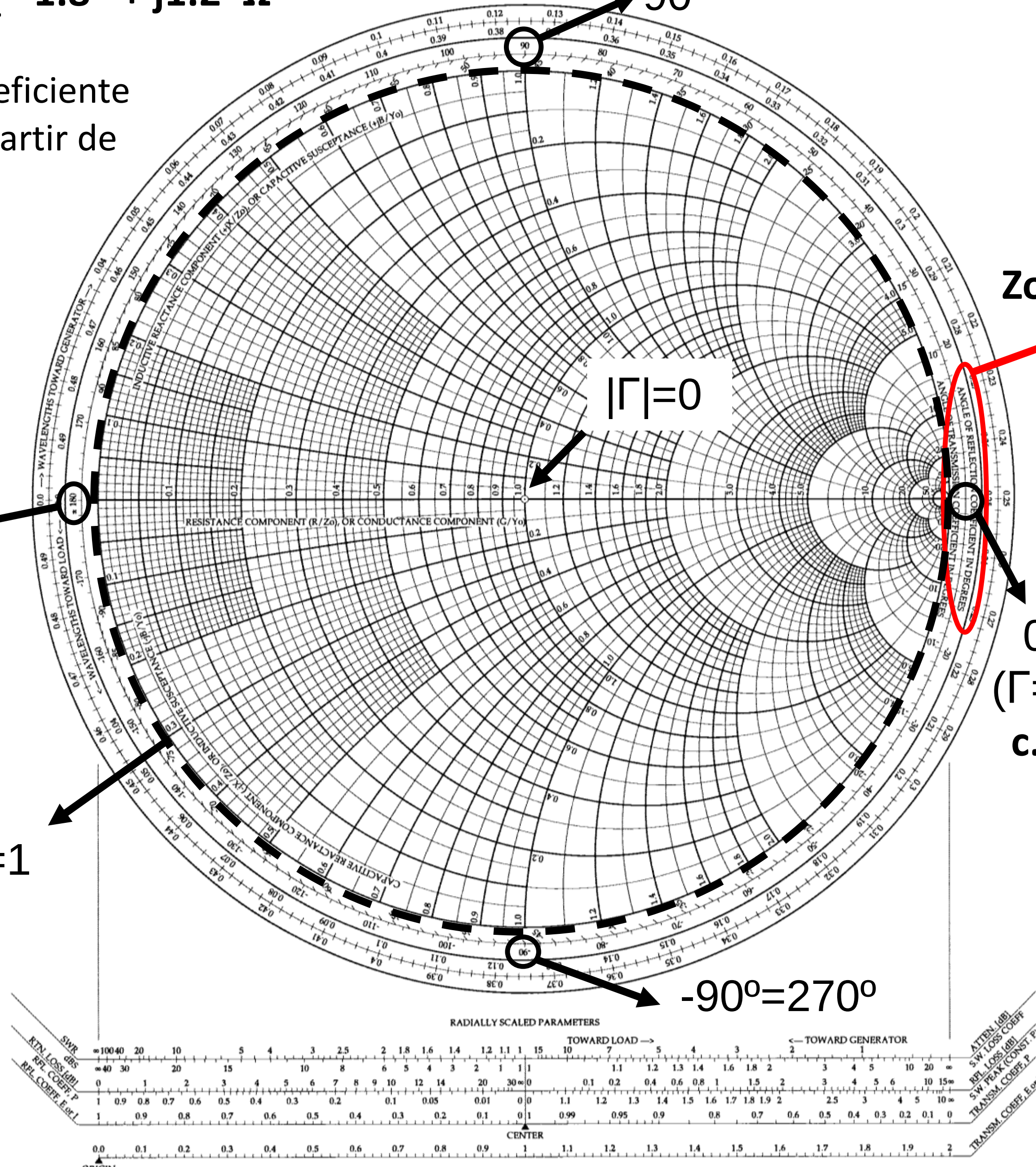


Lista 1, Problema 7

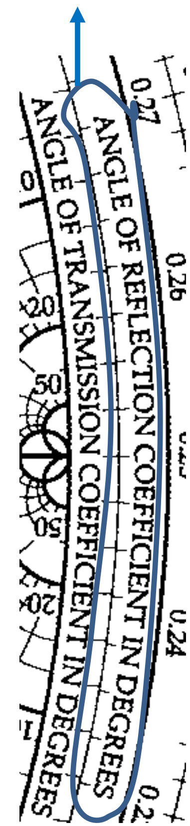
Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 1.8 + j1.2\ \Omega$

4. Obtenemos coeficiente de reflexión Γ a partir de la impedancia



Ángulo de Γ en grados



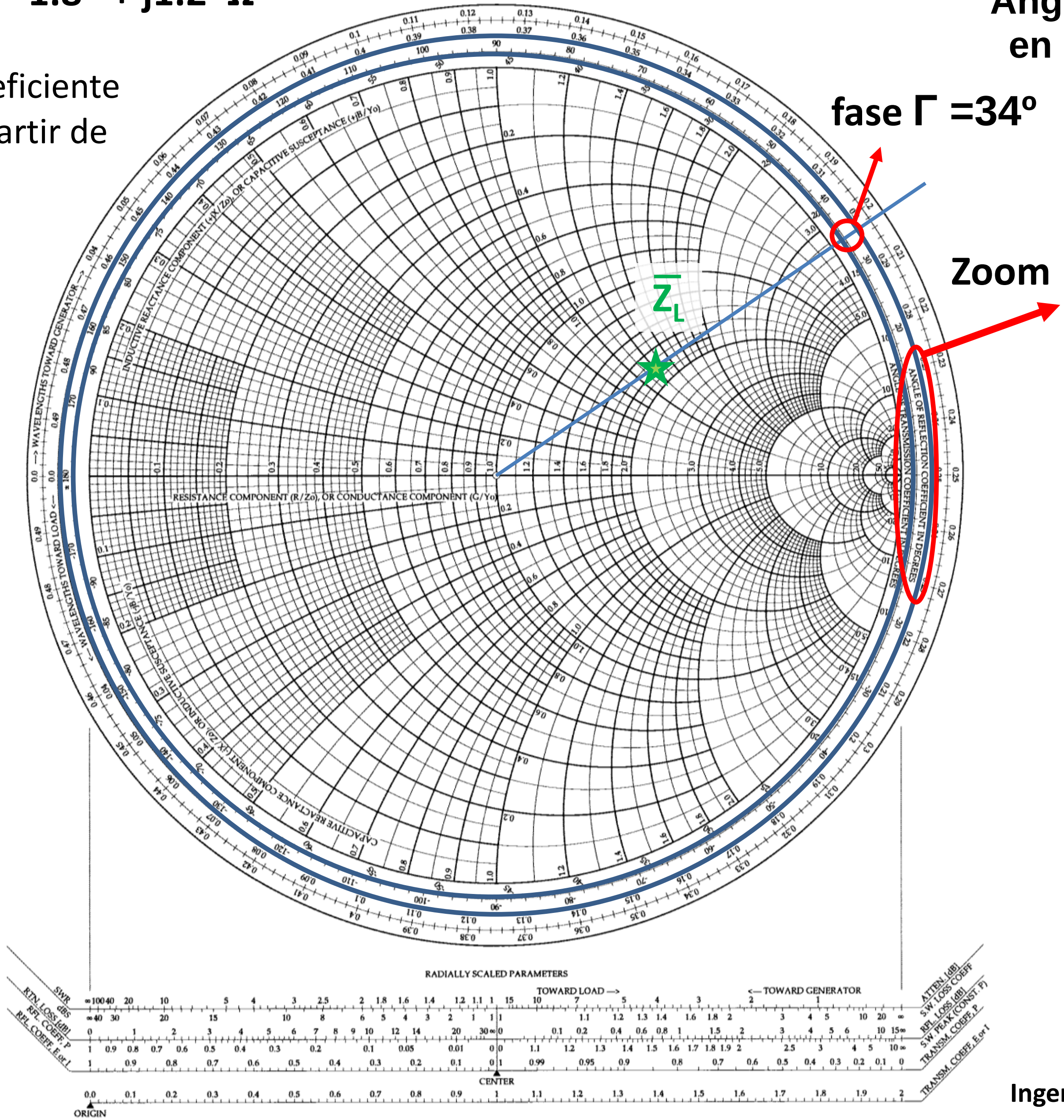
Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

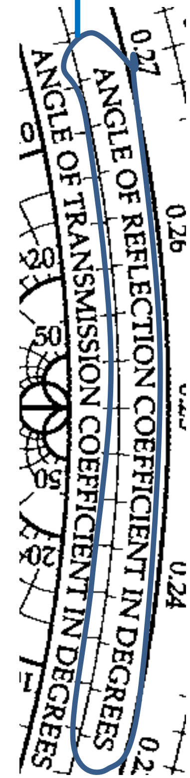
$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 1.8 + j1.2\ \Omega$

4. Obtenemos coeficiente de reflexión Γ a partir de la impedancia

Fase del coeficiente de reflexión Γ en nuestro caso



Ángulo de Γ en grados



Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 1.8 + j1.2\ \Omega$

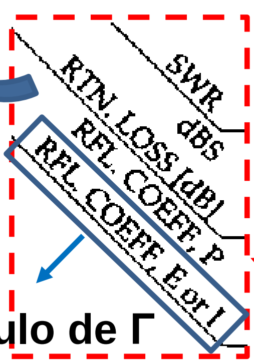
4. Obtenemos coeficiente de reflexión Γ a partir de la impedancia

Módulo del coeficiente de reflexión Γ

$\Gamma_P \rightarrow RL = -10\log|\Gamma_P|$

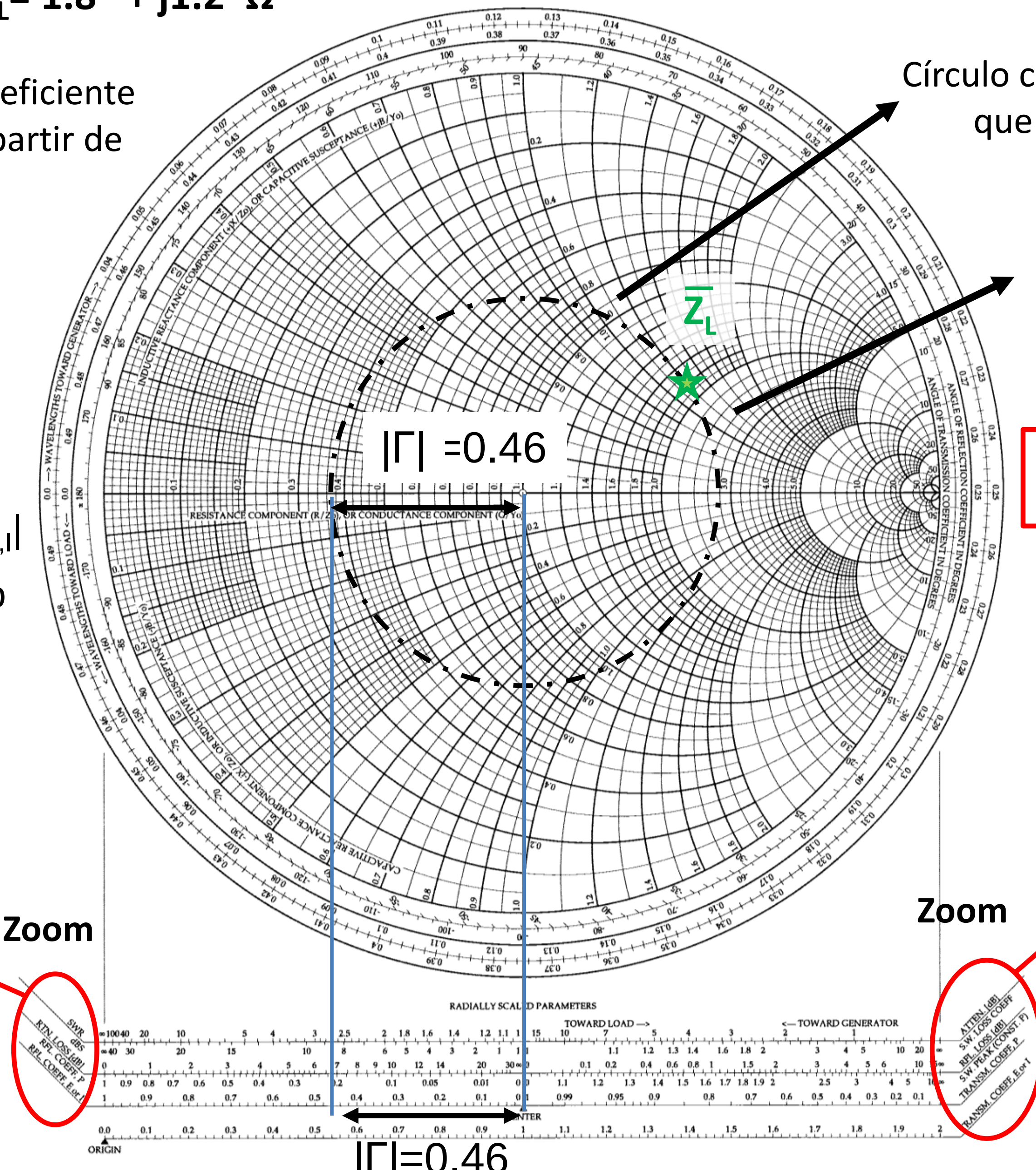
$\Gamma_{E,I} \rightarrow RL = -20\log|\Gamma_{E,I}|$

Utilizamos $\Gamma_{E,I}$ (ratio de tensiones)



Módulo de Γ

Zoom

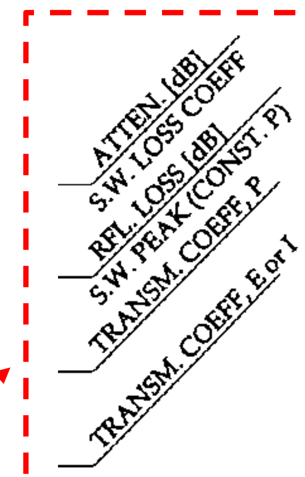


Círculo centrado en el origen que intersecciona con $\overline{Z}_L$

Círculo de |Γ| constante

$$\boxed{\Gamma_L = 0.46e^{j34^o}}$$

Zoom

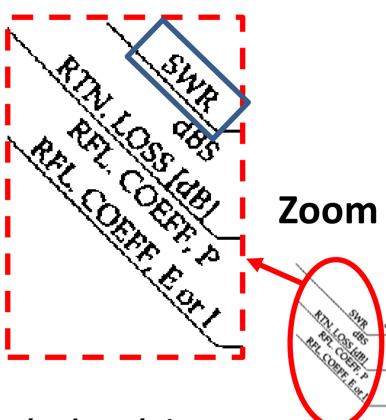


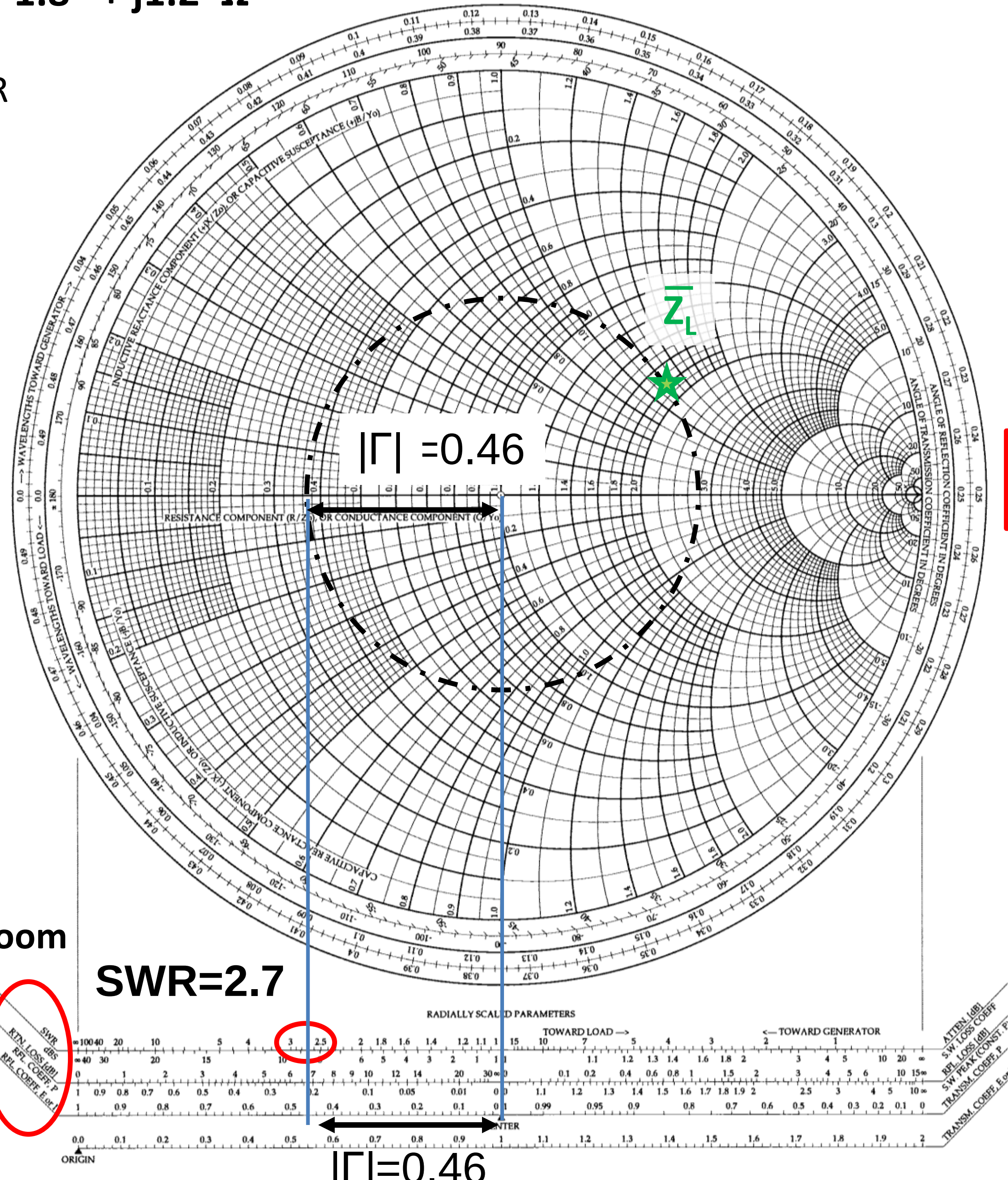
Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 1.8 + j1.2\ \Omega$

5. Obtenemos SWR





SWR=2.7

$\Gamma_L = 0.46e^{j34^o}$

UAB

Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L=90+j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z_L}= 1.8 + j1.2\ \Omega$

$\boxed{\overline{Y_L}= 0.4 - j0.26\ \Omega}$

6. Obtenemos admitancia normalizada $\overline{Y_L}$

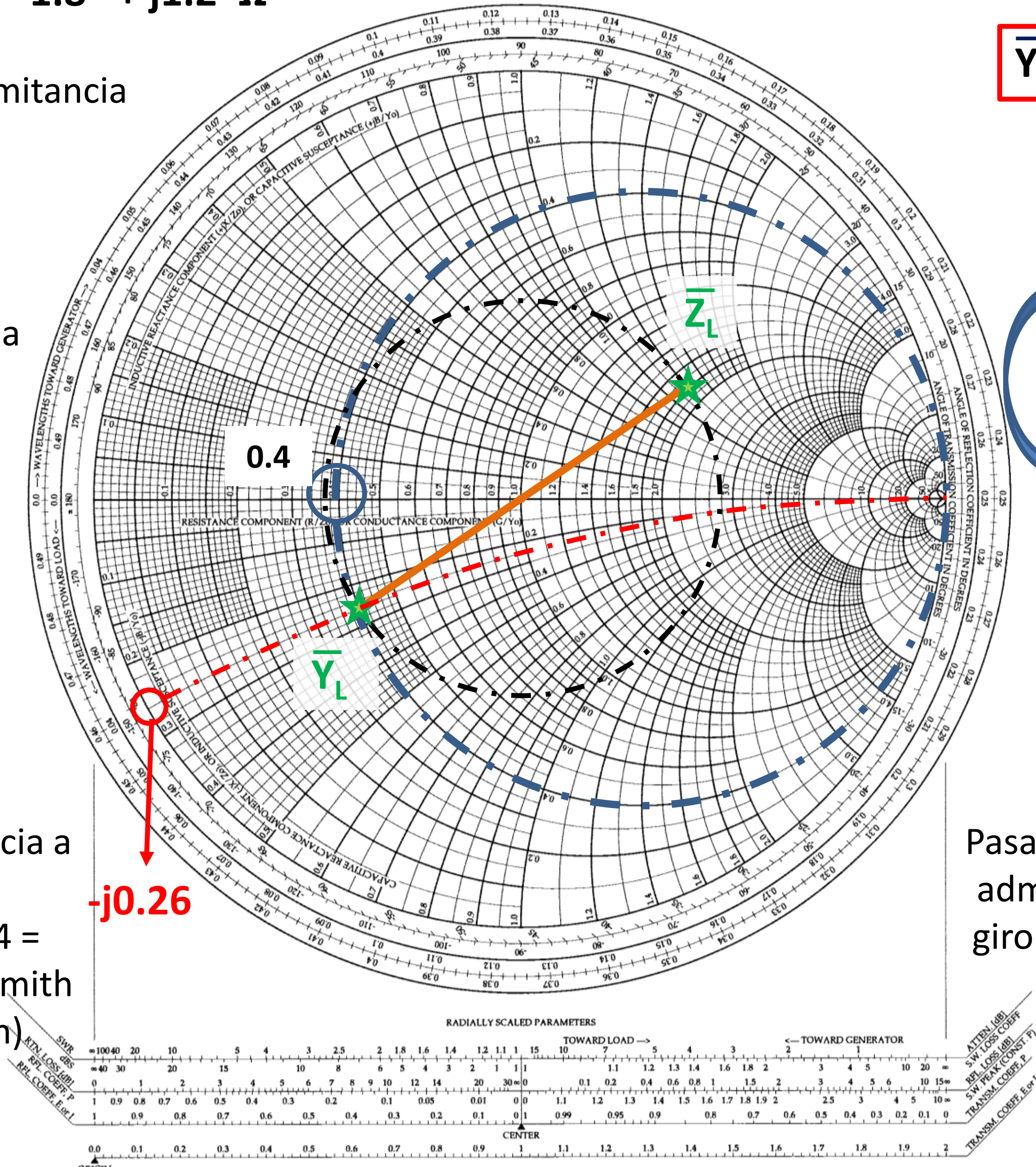
Deducción I:

Una línea λ/4 transforma impedancia normalizada a su inversa:

$$Z_{in}\Big|_{\lambda/4} = \frac{{Z_0}^2}{Z_L}$$

$$\overline{Z_{in}}\Big|_{\lambda/4} = \frac{1}{\overline{Z_L}}$$

Pasamos de impedancia a admitancia desplazándonos λ/4 = 0.25λ en la carta de Smith (media carta Smith)



Deducción II:

$$\overline{Y_L} = \frac{1}{\overline{Z_L}}$$

$$\Gamma_L = \frac{\overline{Z_L}-1}{\overline{Z_L}+1} = -\frac{\overline{Y_L}-1}{\overline{Y_L}+1}$$

Pasamos de impedancia a admitancia mediante un giro de 180º en Γ (media carta Smith)

Miguel Durán-Sindreu

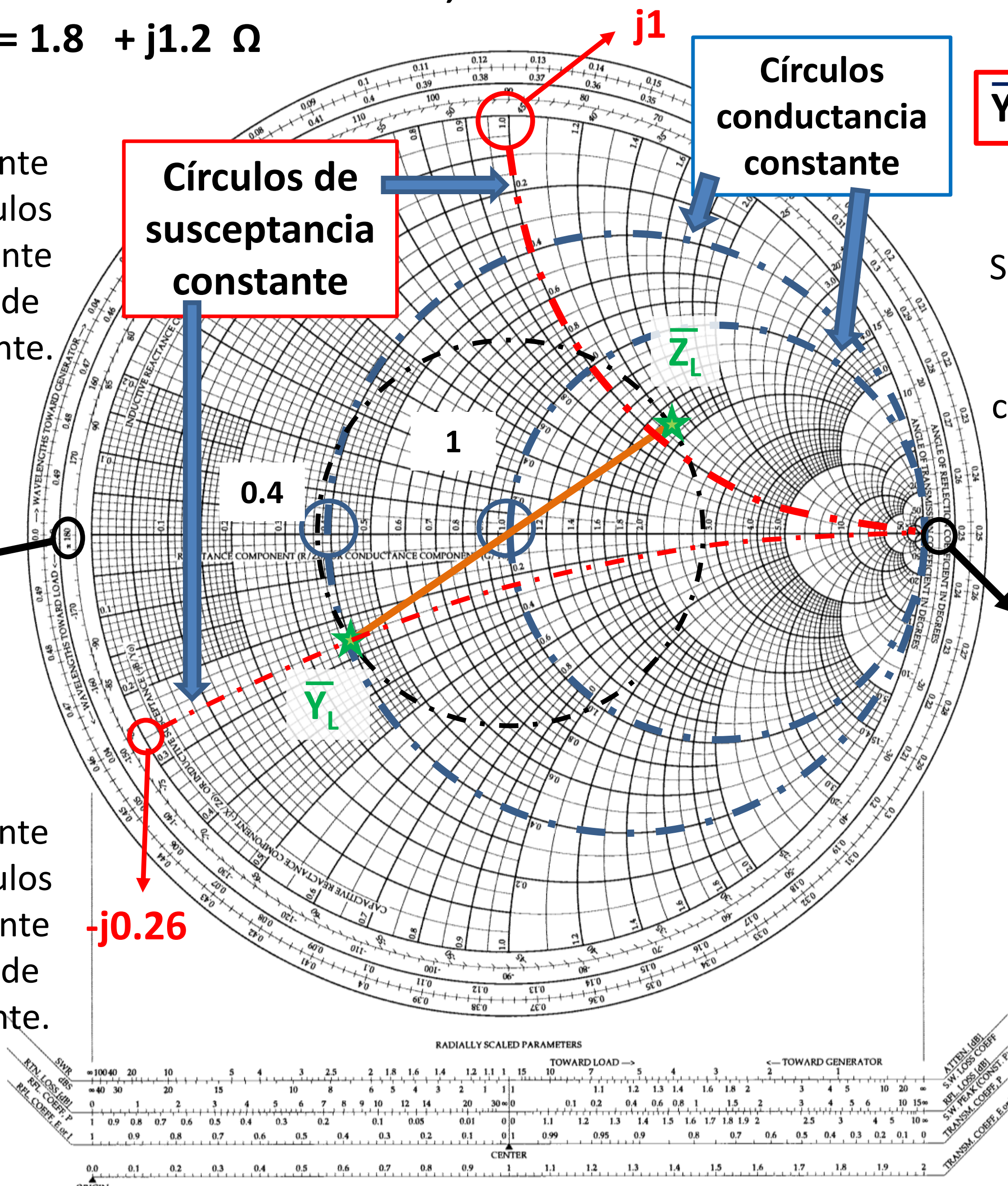
Lista 1, Problema 7

$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 1.8 + j1.2\ \Omega$

$\boxed{\overline{Y}_L = 0.4 - j0.26\ \Omega}$

Consecuencias I:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de resistencia constante pasan a ser círculos de <u>conductancia</u> constante.



Z:	Y:
±180º	0º
(Γ=-1)	(Γ=1)
c.c.	**c.a.**

Consecuencias II:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de reactancia constante pasan a ser círculos de <u>susceptancia</u> constante.

Consecuencias III:

Si trabajamos mediante admitancias, la polaridad del coeficiente de reflexión también se invierte

c.a.→c.c

c.c. → c.a.

Z:	Y:
0º	±180º
(Γ=1)	(Γ=-1)
c.a.	**c.c.**

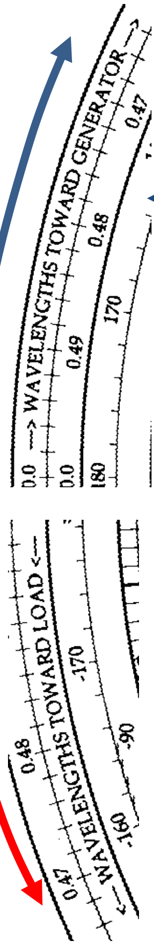
Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

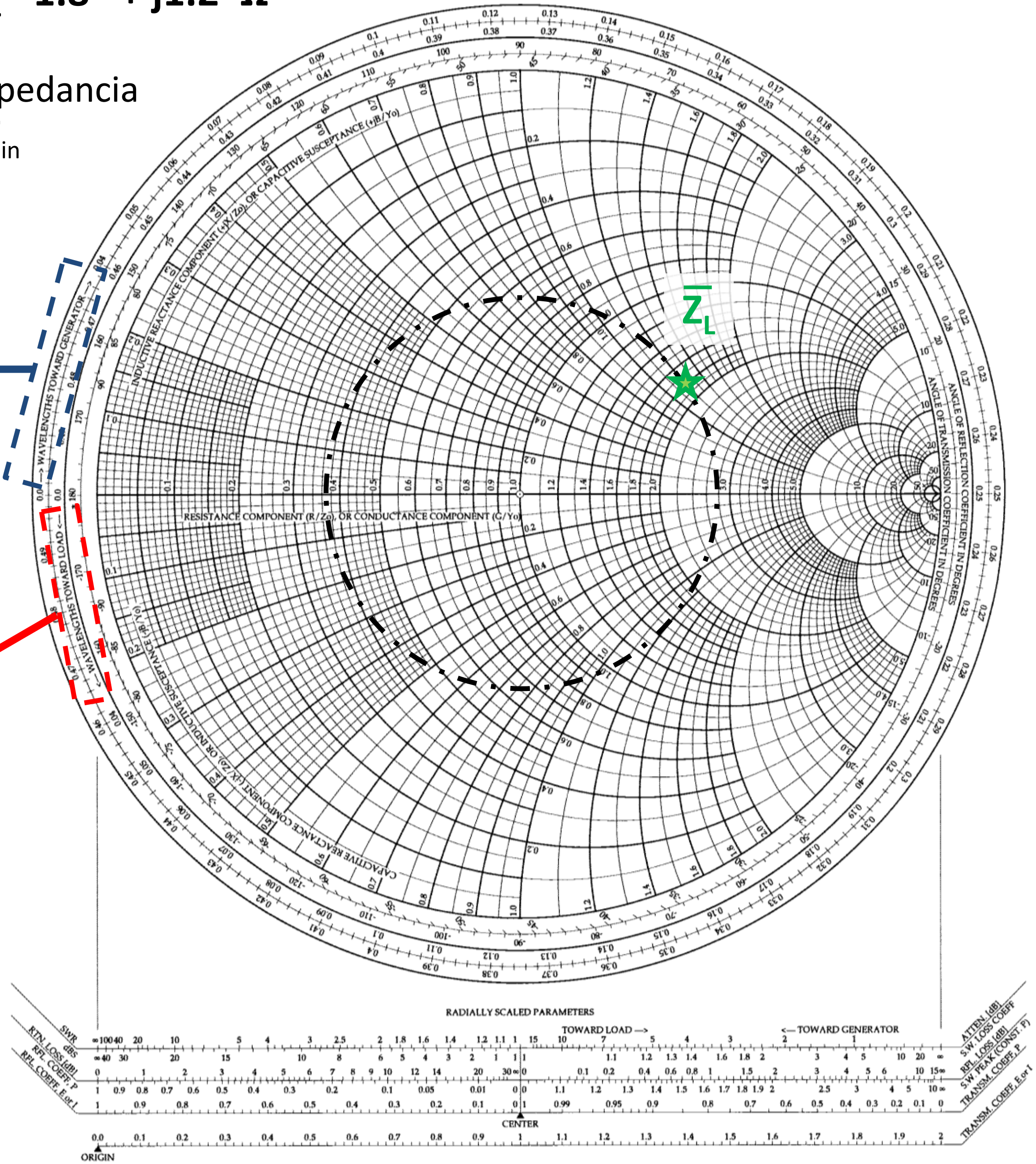
$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 1.8 + j1.2\ \Omega$

7. Obtenemos impedancia de entrada $\overline{Z}_{in}$ y Γ_{in}

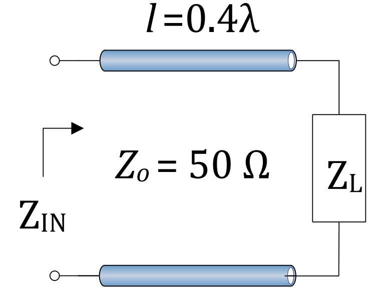
Hacia generador



Hacia la carga



Hacia la carga



Hacia generador

Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 1.8 + j1.2\ \Omega$

7. Obtenemos impedancia de entrada $\overline{Z}_{in}$ y Γ_{in}

$= 0.205\lambda + 0.4\lambda = 0.605\lambda = 0.5\lambda + 0.105\lambda = 0.105\lambda$

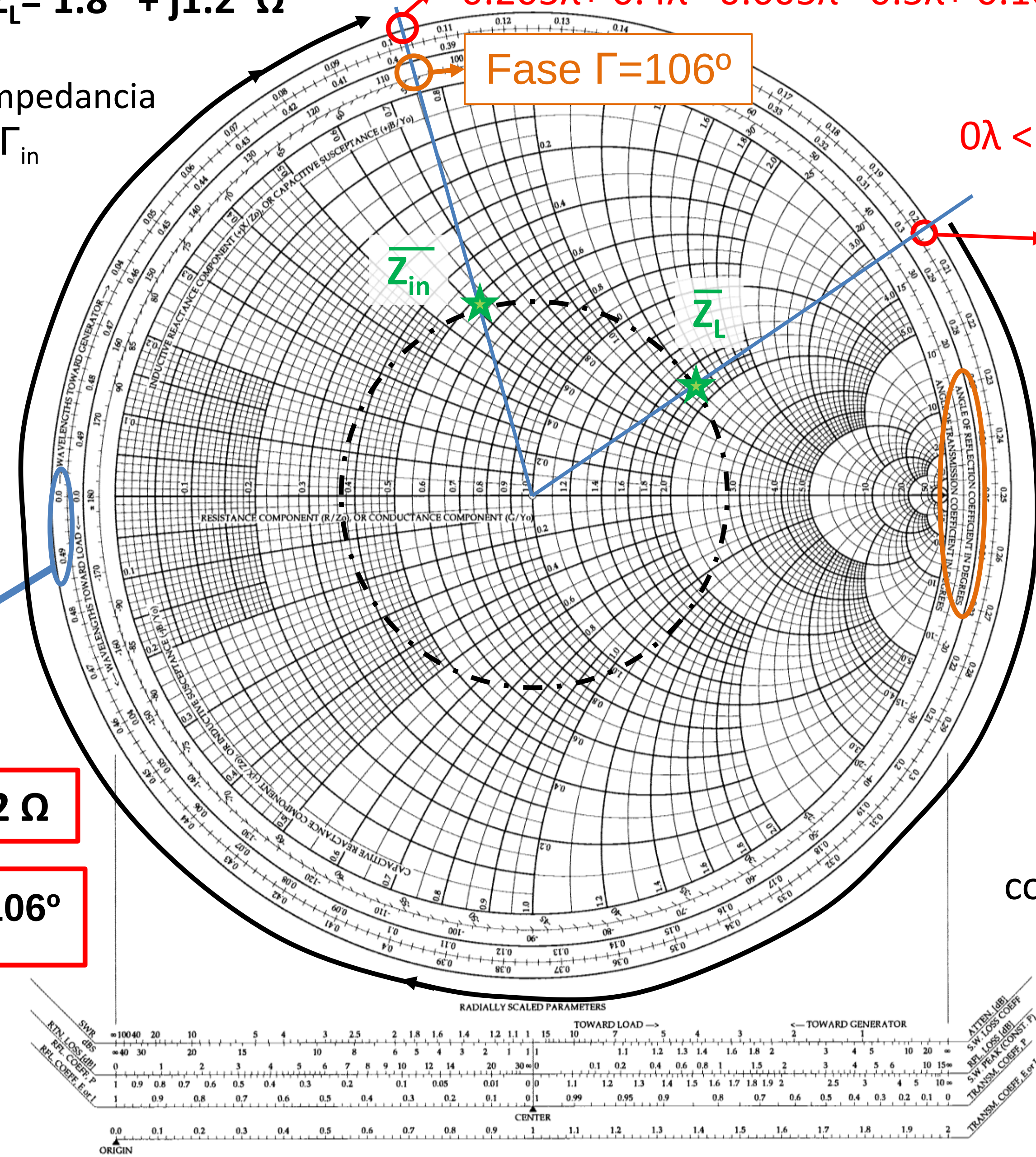
Fase Γ=106º

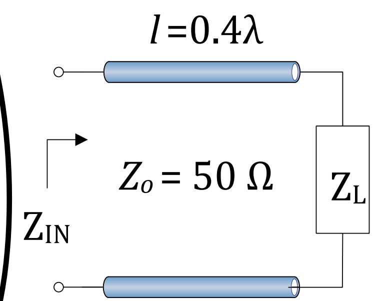
0λ < Smith < 0.5λ

0.205λ

0.4λ

¡0.5λ pasa a ser 0λ!





Hacia generador

0.5λ = Vuelta completa en Smith

$\boxed{\overline{Z}_{in} = 0.55 + j0.62\ \Omega}$

$\boxed{\Gamma_{in} = 0.46e^{j106º}}$

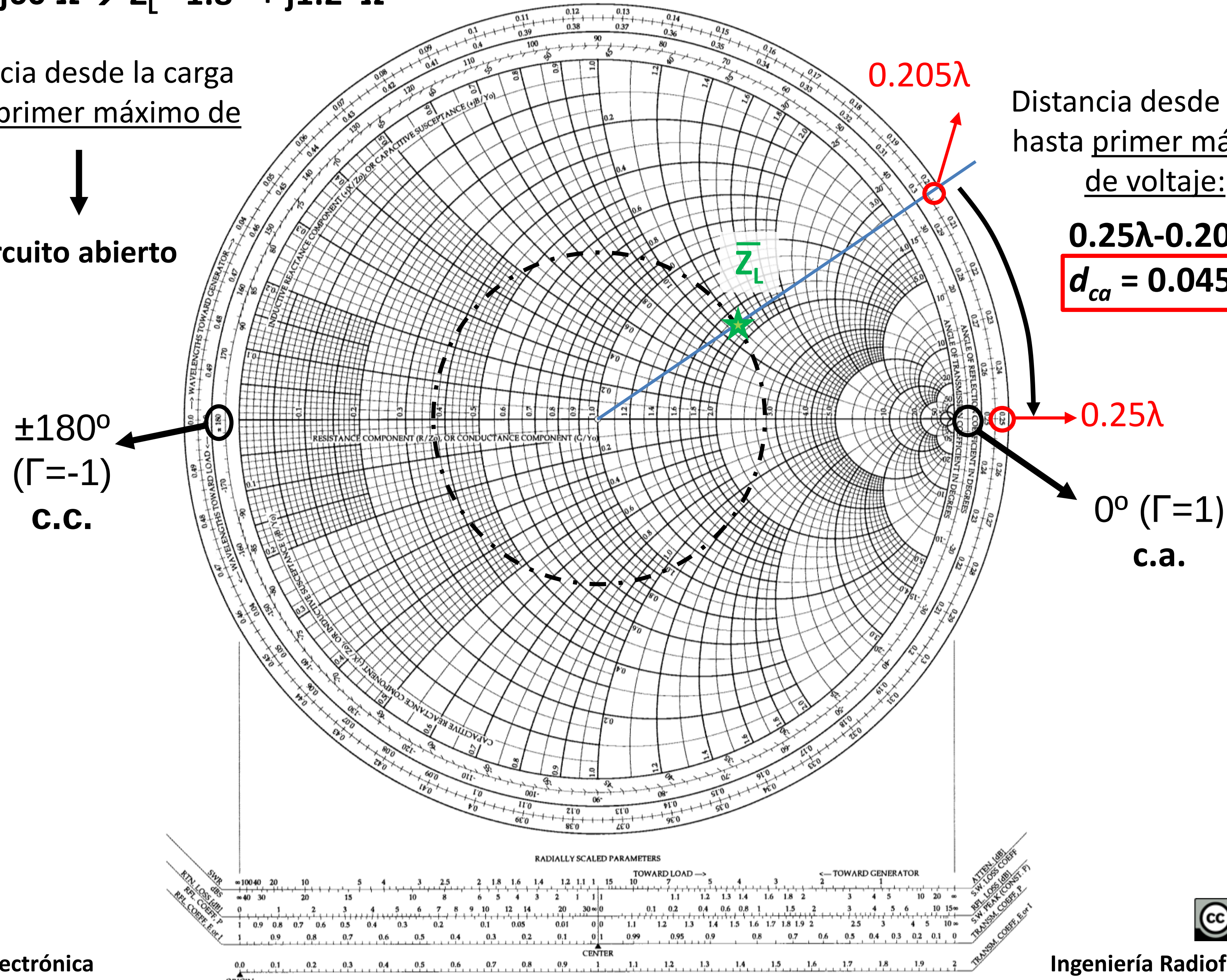
Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 1.8 + j1.2\ \Omega$

8. Distancia desde la carga hasta el primer máximo de voltaje

Circuito abierto



Distancia desde carga hasta primer máximo de voltaje:

0.25λ-0.205λ

$\boxed{d_{ca} = 0.045\ \lambda}$

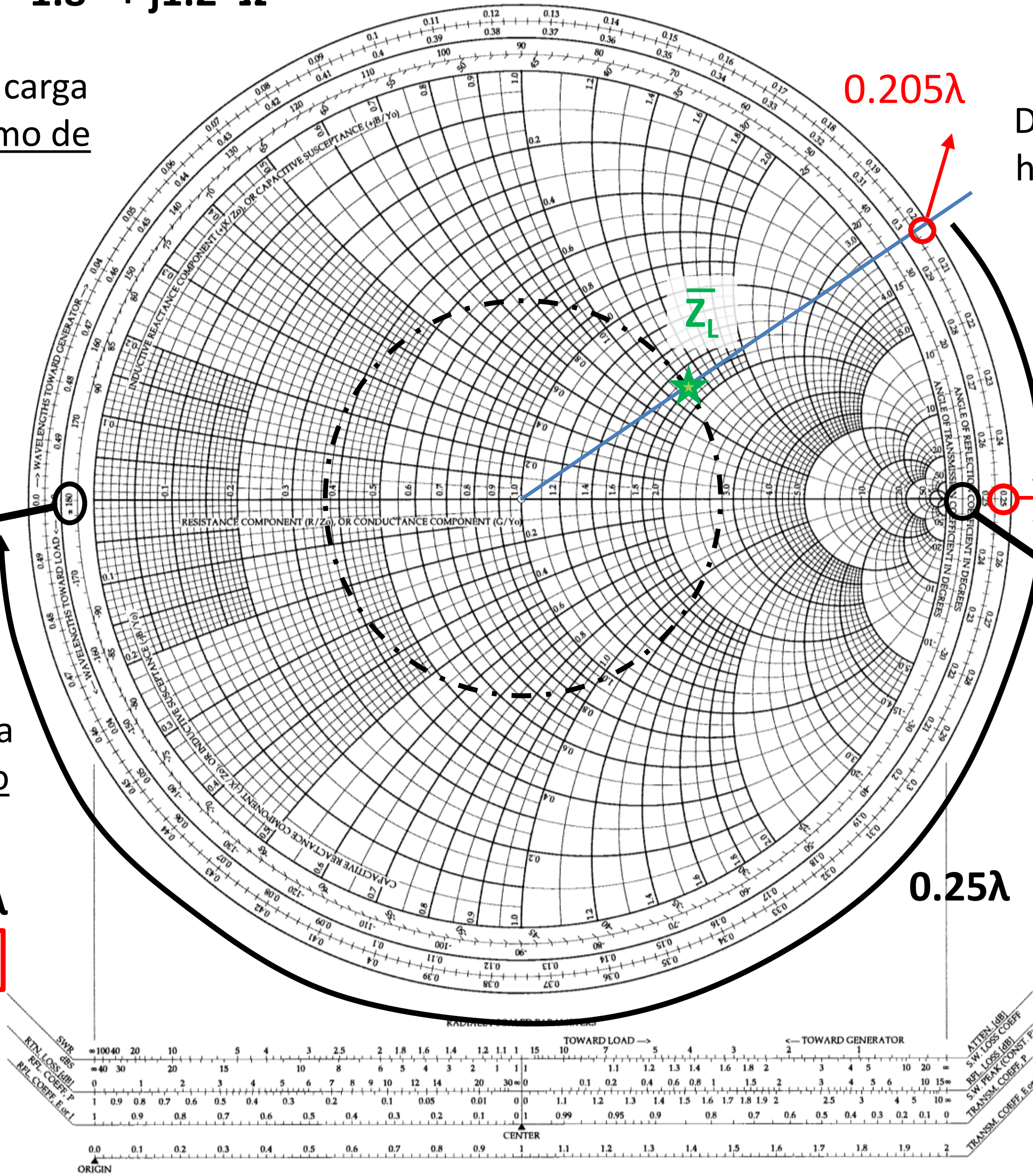
Lista 1, Problema 7

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 90 + j60\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 1.8 + j1.2\ \Omega$

9. Distancia desde la carga hasta el <u>primer mínimo de voltaje</u>

Cortocircuito



±180º
(Γ=-1)
c.c.

Distancia desde carga hasta <u>primer máximo de voltaje:</u>

0.25λ-0.205λ

$\boxed{d_{ca} = 0.045\ \lambda}$

0.25λ

0º (Γ=1)
c.a.

Distancia desde carga hasta <u>primer mínimo de voltaje:</u>

$d_{cc} = d_{ca} + 0.25\lambda$

$\boxed{d_{cc} = 0.295\ \lambda}$

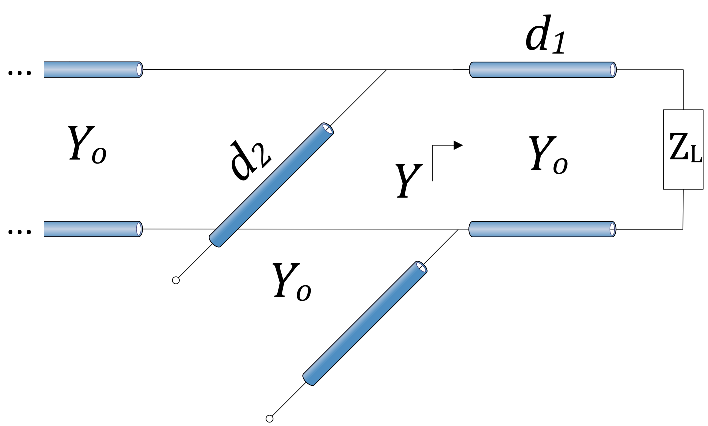
Universitat Autònoma de Barcelona

Escola d'Enginyeria, Departament d'Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Lista 1: Problema 8

8. Mediante la carta de Smith, adaptar una carga de 200 + j160Ω a una línea de 100Ω utilizando una sección de línea en paralelo acabada en circuito abierto.



Z_L= 200 + j160 Ω

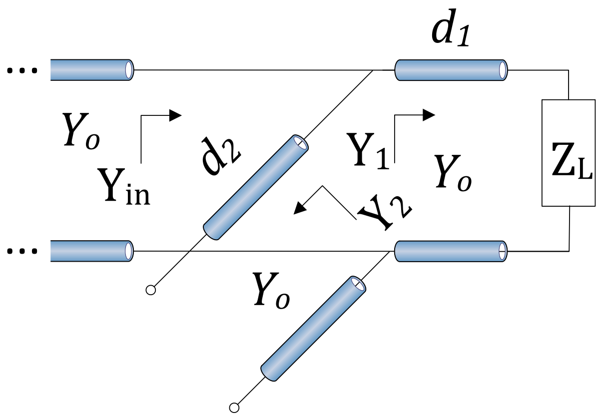
Miguel Durán-Sindreu

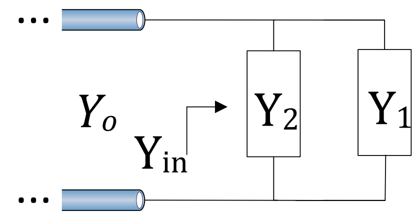
Curso 2012/2013

Lista 1, Problema 8

Miguel Durán-Sindreu

Z_L=200 + j160 Ω → Buscamos Z_{in}= Z_0





$$Y_{in} = Y_1 + Y_2$$

Trabajaremos con admitancias ya que es más cómodo a la hora de tratar el paralelo

Impedancia de entrada Z_2 de una línea de longitud d_2 acabada en circuito abierto:

$$Z_2 = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tan(\beta d_2)}{Z_0 + jZ_L tan(\beta d_2)} \longrightarrow Z_2\Big|_{Z_L \to \infty} = \frac{Z_0}{jtan(\beta d_2)}$$

$$\overline{Z_2}\Big|_{Z_L \to \infty} = -jcotan(\beta d_2) \qquad \overline{Y_2}\Big|_{Z_L \to \infty} = jtan(\beta d_2)$$

Dado que Y_2 es puramente imaginario, Y_1 deberá ser de la forma Y_1 = Y_0 ± jB para adaptar la carga (Y_{in} = Y_0 → $\overline{Y}_{in}$ = 1)

Por lo tanto, para adaptar el circuito desplazaremos la carga Z_L una distancia d_1 tal que obtengamos $\overline{Y}_1$ = 1 ± jB y luego compensaremos la parte imaginaria con Y_2

Lista 1, Problema 8

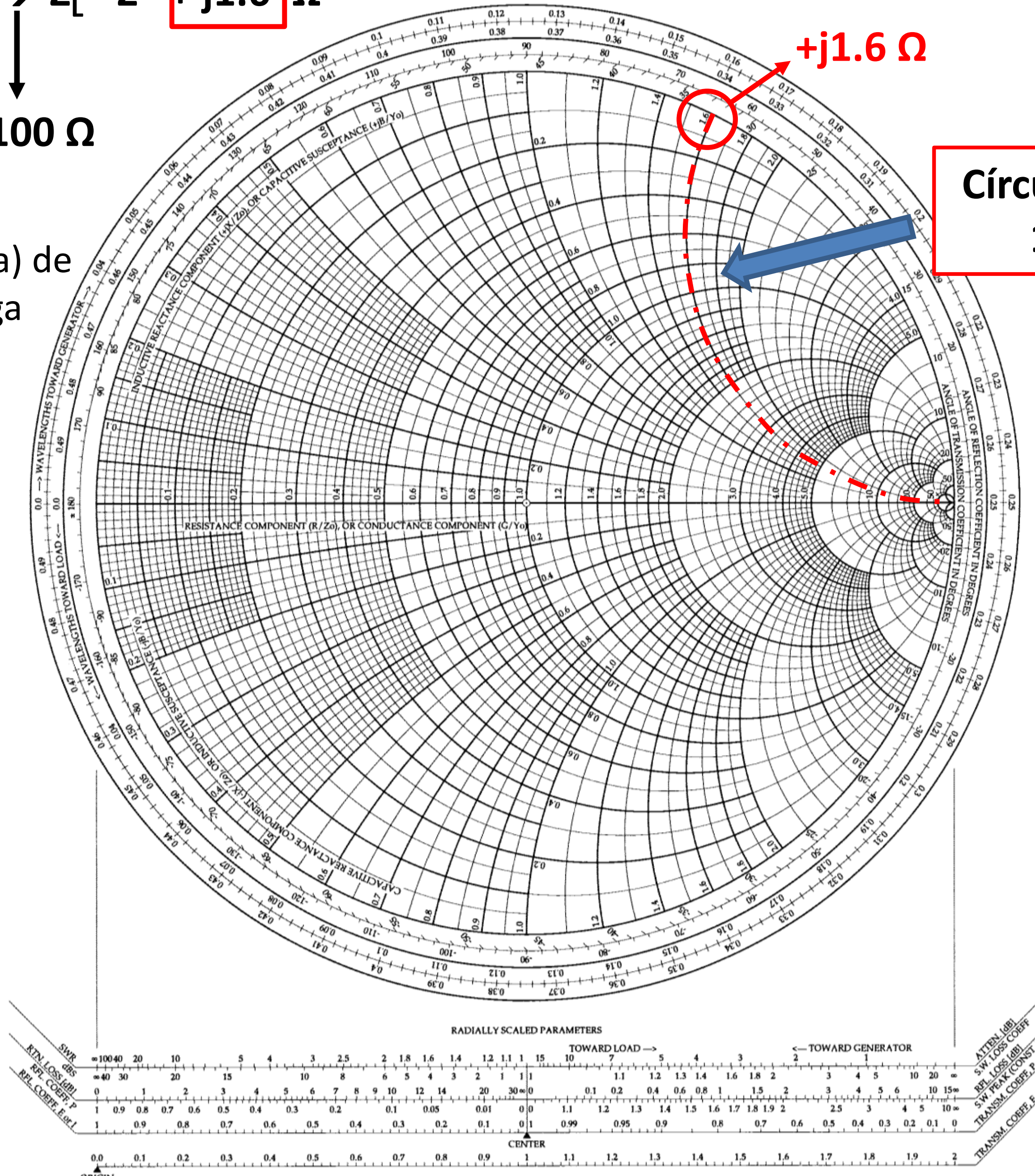
Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 200 + j160\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 2 \boxed{+ j1.6}\ \Omega$

$\downarrow$

$Z_0 = 100\ \Omega$

1. Mapeamos parte imaginaria (reactancia) de la impedancia de carga



Círculo de reactancia 1.6 constante

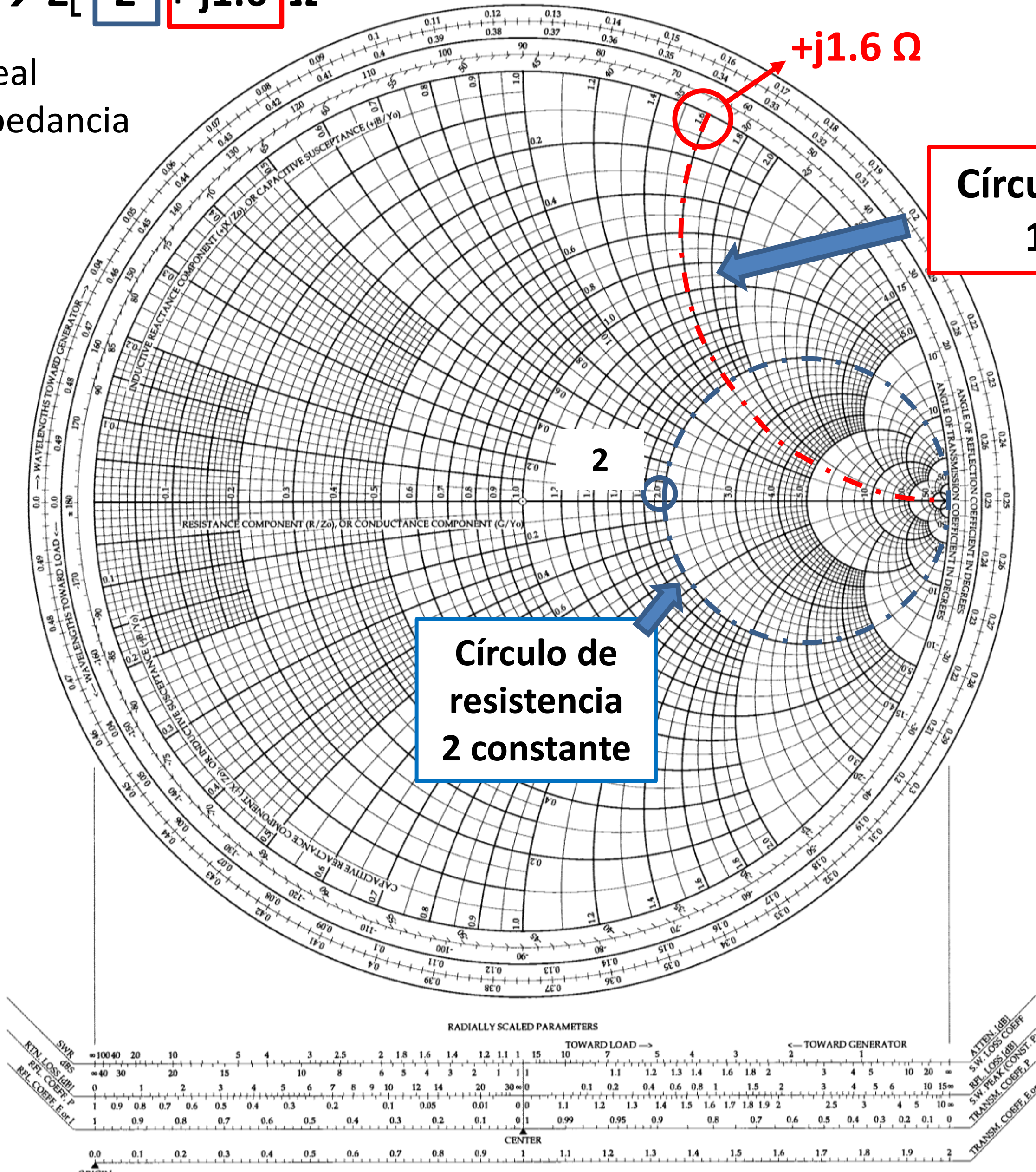
UAB

Lista 1, Problema 8

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 200 + j160\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = \boxed{2}\ \boxed{+ j1.6}\ \Omega$

2. Mapeamos parte real (resistencia) de la impedancia de carga

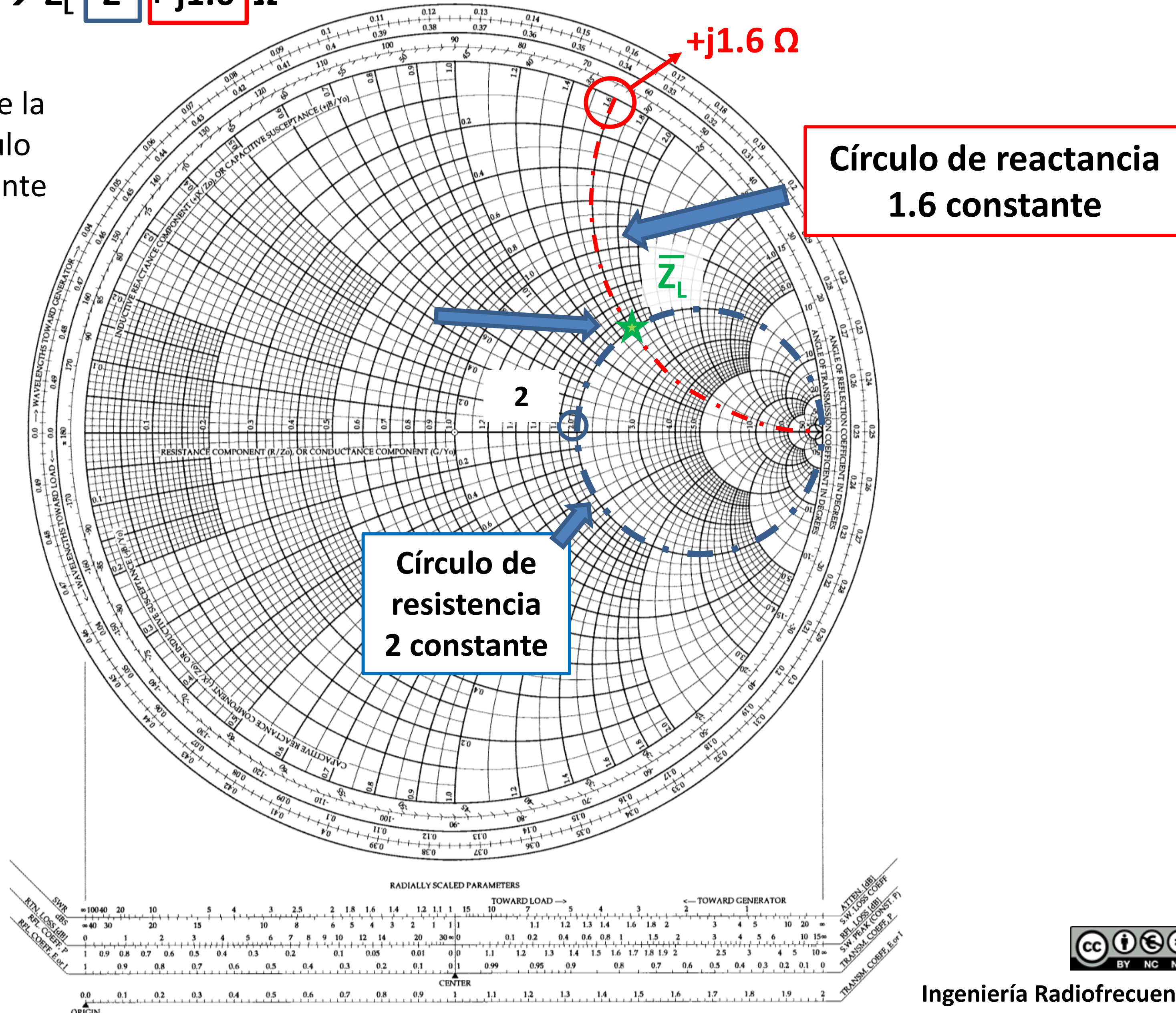


Lista 1, Problema 8

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 200 + j160\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = \boxed{2}\ \boxed{+\,j1.6}\ \Omega$

3. Mapeamos impedancia mediante la intersección del círculo de resistencia constante y el de reactancia constante



Lista 1, Problema 8

Miguel Durán-Sindreu

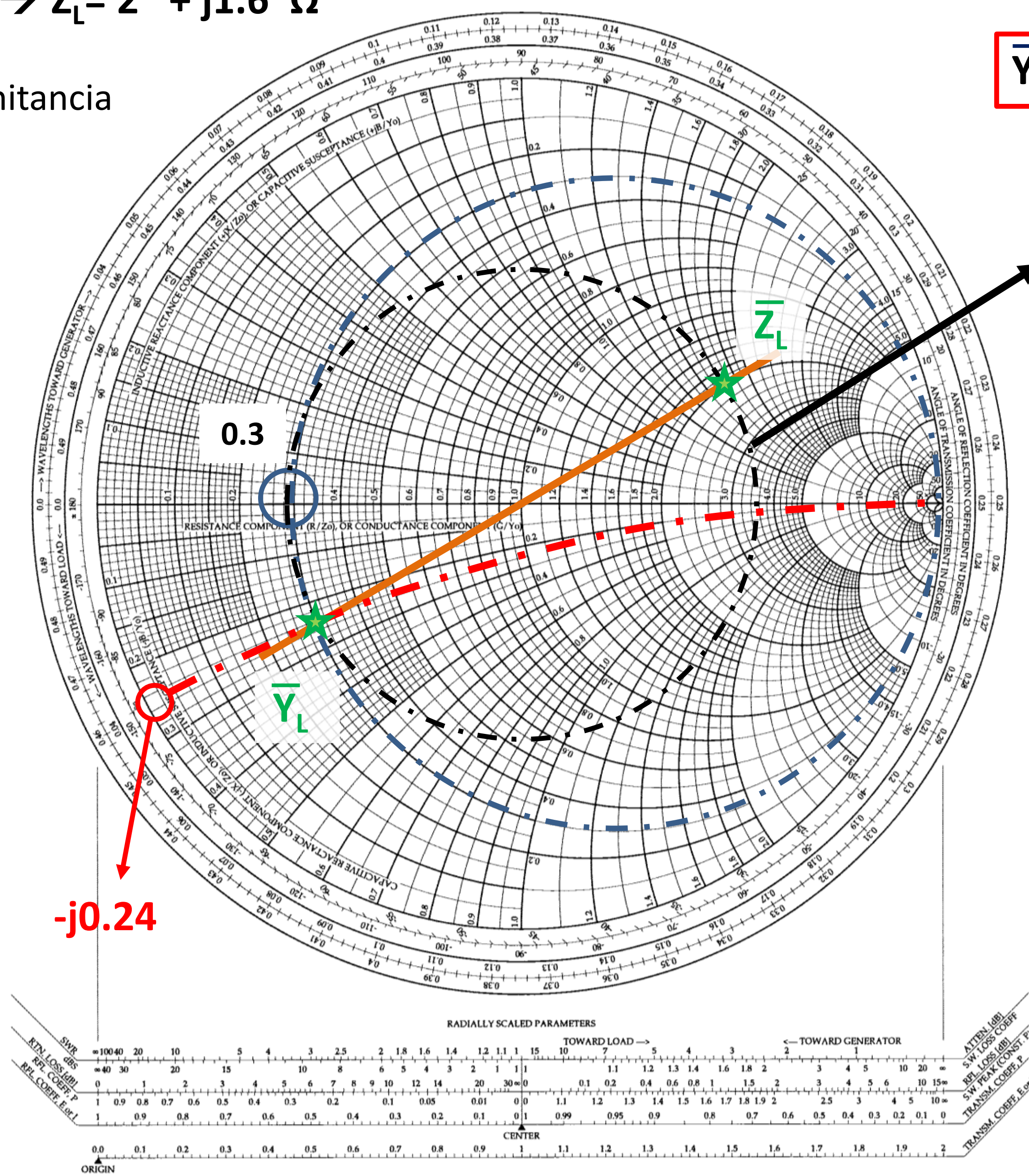
$Z_L = 200 + j160\ \Omega \rightarrow \overline{Z_L} = 2 + j1.6\ \Omega$

$\boxed{\overline{Y_L} = 0.3 - j0.24\ \Omega}$

4. Obtenemos admitancia normalizada $\overline{Y_L}$

$$\overline{Y_L} = \frac{1}{\overline{Z_L}}$$

Pasamos de impedancia a admitancia mediante un giro de 180º en Γ (media carta Smith)



Círculo de |Γ| constante

Trabajamos en admitancias ya que nos será más cómodo a la hora de trabajar con el stub en paralelo

Lista 1, Problema 8

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 200 + j160\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 2 + j1.6\ \Omega$

$\boxed{\overline{Y}_L = 0.3 - j0.24\ \Omega}$

Consecuencias I:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de resistencia constante pasan a ser círculos de <u>conductancia</u> constante.

Consecuencias II:

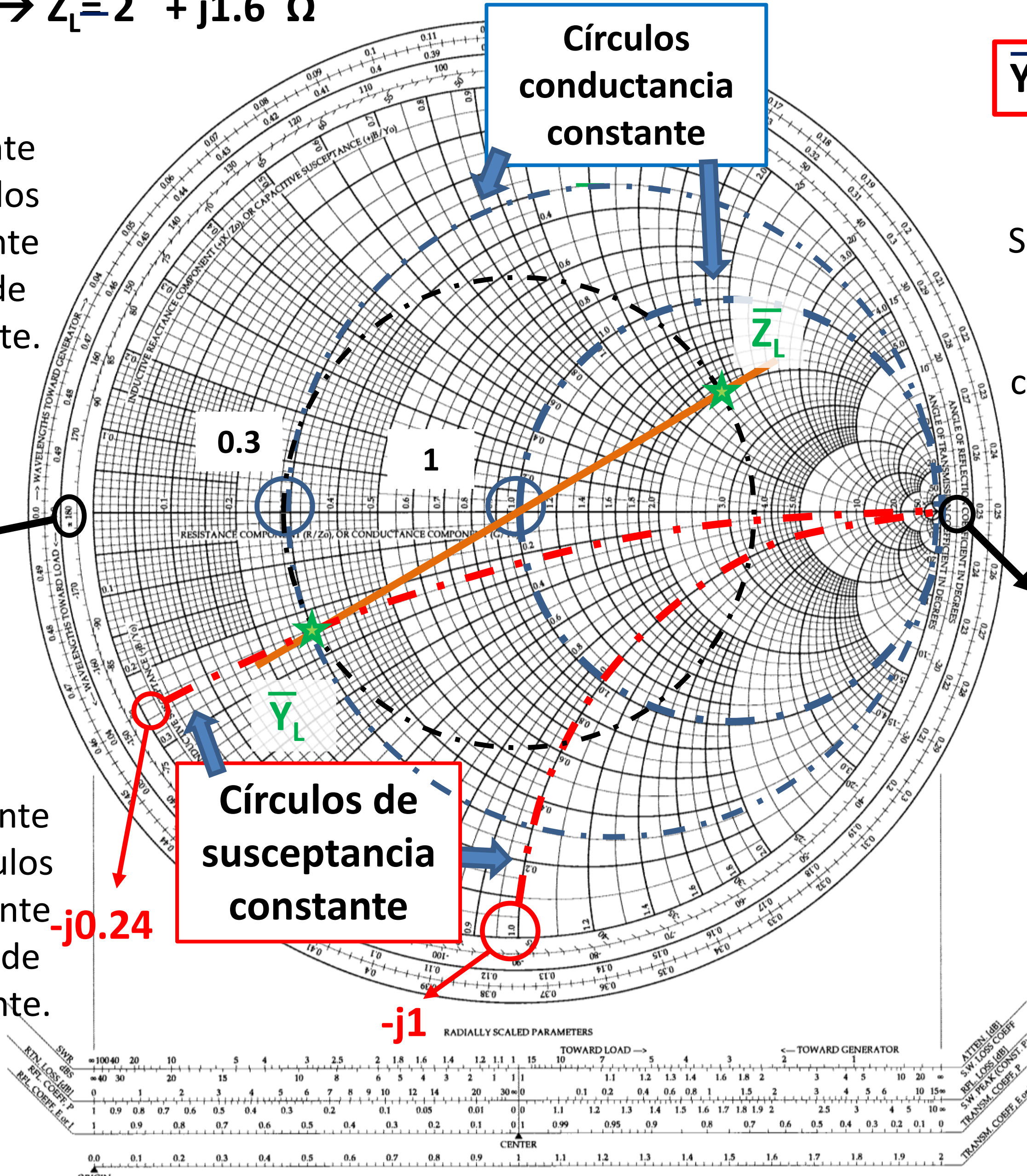
Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de reactancia constante pasan a ser círculos de <u>susceptancia</u> constante.

Consecuencias III:

Si trabajamos mediante admitancias, la polaridad del coeficiente de reflexión también se invierte

c.a. → c.c

c.c. → c.a.



Z:	**Y:**
±180º	0º
(Γ=-1)	(Γ=1)
c.c.	**c.a.**

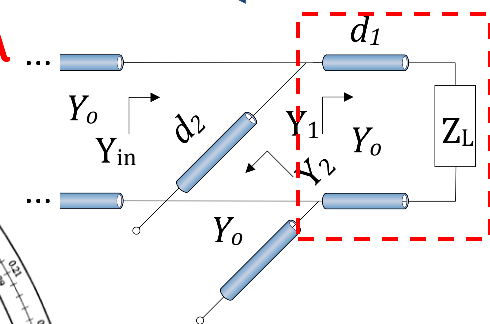
Z:	**Y:**
0º	±180º
(Γ=1)	(Γ=-1)
c.a.	**c.c.**

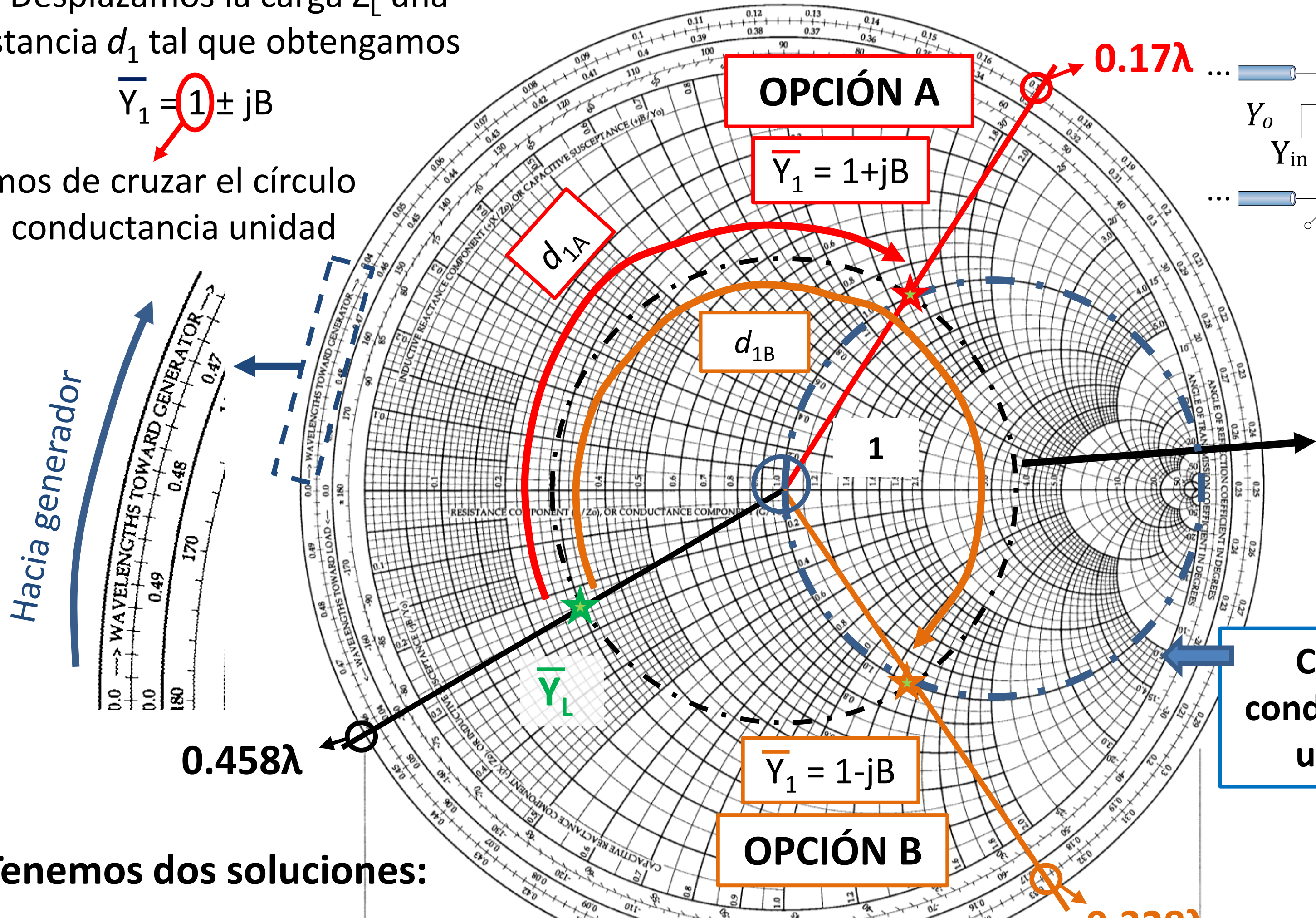
Miguel Durán-Sindreu

5. Desplazamos la carga Z_L una distancia d_1 tal que obtengamos

$\overline{Y}_1 = 1 \pm jB$

Hemos de cruzar el círculo de conductancia unidad





Tenemos dos soluciones:

OPCIÓN A	$\overline{Y}_1 = 1+jB$	$d_{1A} = 0.5\lambda - 0.458\lambda + 0.17\lambda = 0.212\lambda$
OPCIÓN B	$\overline{Y}_1 = 1-jB$	$d_{1B} = 0.5\lambda - 0.458\lambda + 0.328\lambda = 0.37\lambda$

Lista 1, Problema 8

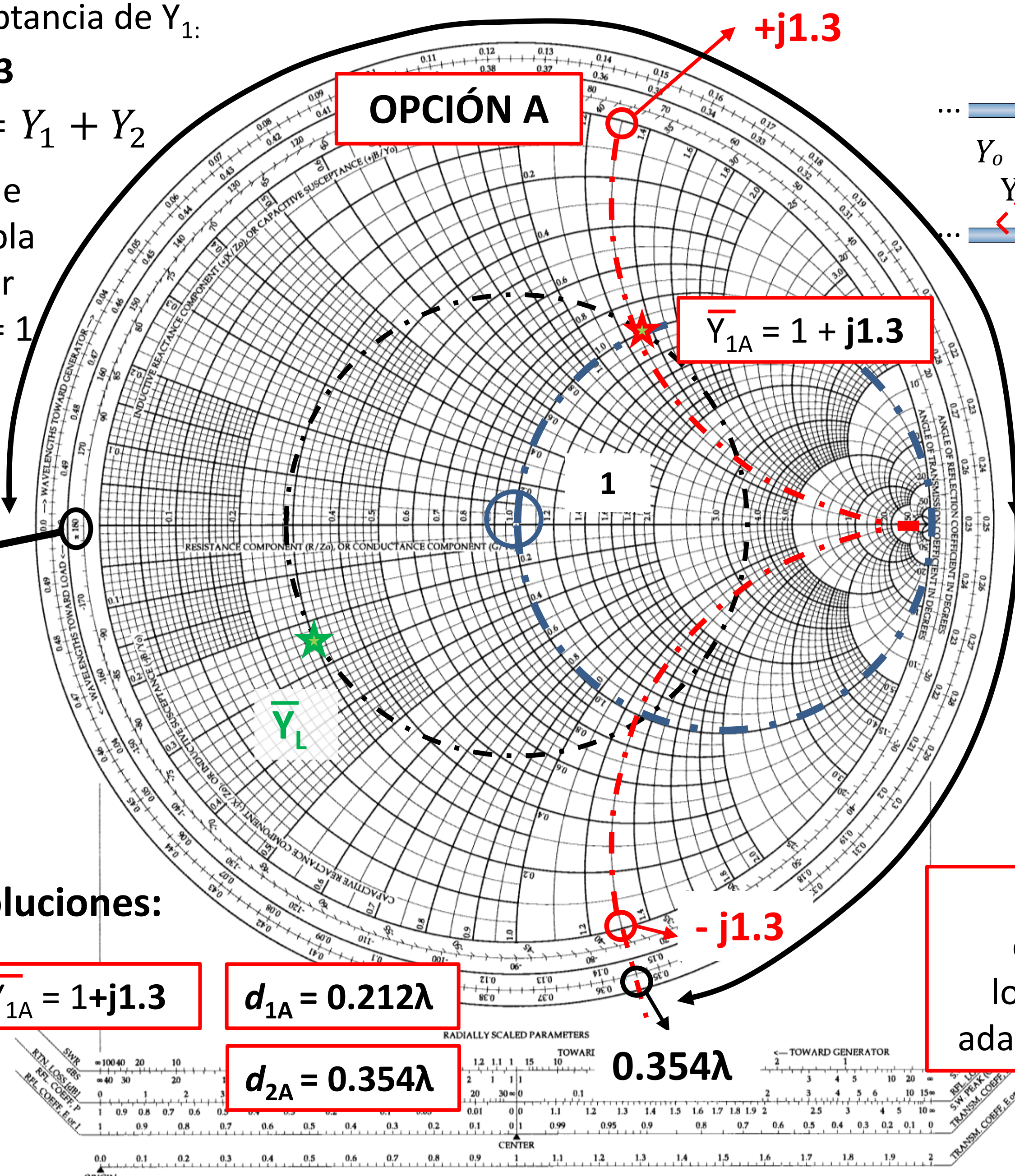
Miguel Durán-Sindreu

6. Calculamos susceptancia de Y_1:

$$\overline{Y}_1 = 1 + \mathbf{j1.3}$$

7. Dado que: $Y_{in} = Y_1 + Y_2$

Buscamos longitud de stub en c.a. que cumpla $\overline{Y}_2 = -\mathbf{j1.3}$ para anular **Im{Y_1}** y obtener $\overline{Y}_{in} = 1$

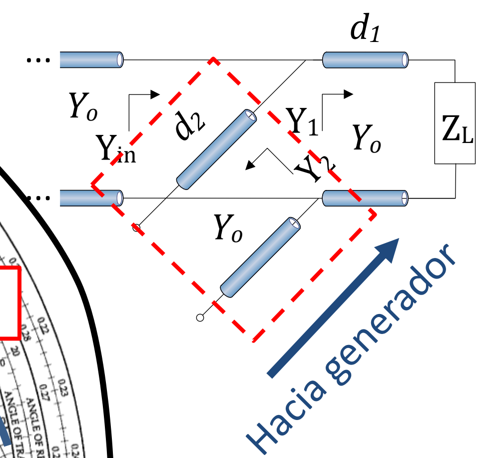


Y:

0º

(Γ=1)

c.a.



Tenemos dos soluciones:

OPCIÓN A	$\overline{Y}_{1A}$ = 1+j1.3	d_{1A} = 0.212λ
		d_{2A} = 0.354λ

Por lo tanto, considerando las longitudes d_{1A} y d_{2A} adaptaremos la carga Z_L

Lista 1, Problema 8

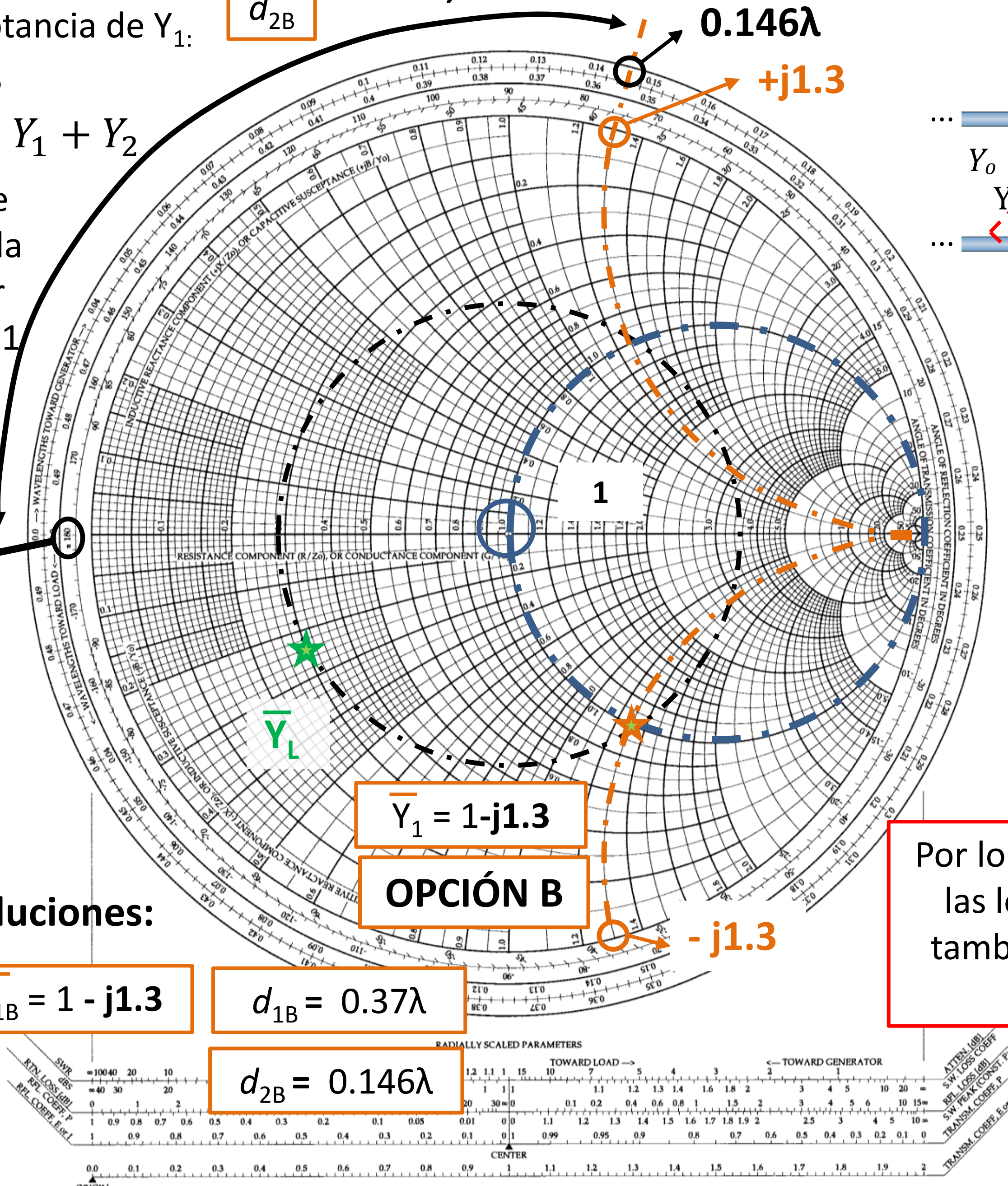
Miguel Durán-Sindreu

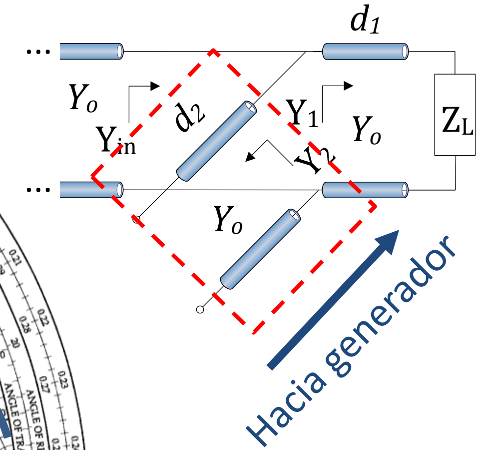
6. Calculamos susceptancia de Y_1:

$\overline{Y}_1 = 1$ **- j1.3**

7. Dado que: $Y_{in} = Y_1 + Y_2$

Buscamos longitud de stub en c.a. que cumpla $\overline{Y}_2$ **= +j1.3** para anular **Im{Y_1}** y obtener $\overline{Y}_{in}$ = 1





Tenemos dos soluciones:

OPCIÓN B	$\overline{Y}_{1B}$ = 1 **- j1.3**	d_{1B} = 0.37λ
		d_{2B} = 0.146λ

Por lo tanto, considerando las longitudes d_{1B} y d_{2B} también adaptaremos la carga Z_L

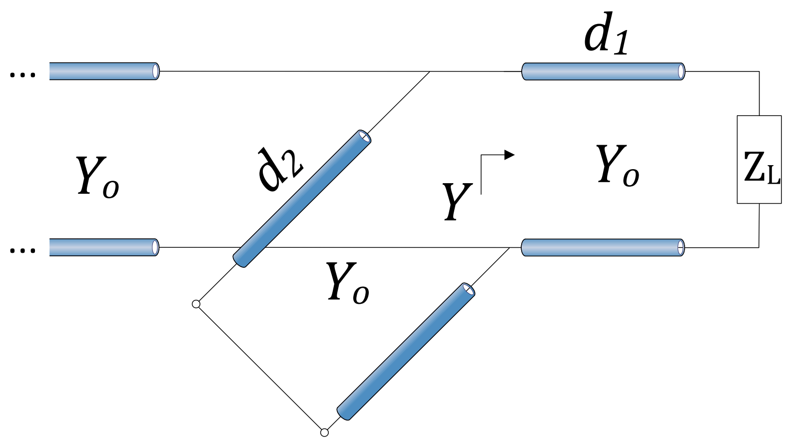
Universitat Autònoma de Barcelona

Escola d'Enginyeria, Departament d'Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Lista 1: Problema 9

9. Mediante la carta de Smith, adaptar una carga de 200 + j160Ω a una línea de 100Ω utilizando una sección de línea en paralelo acabada en cortocircuito.



Z_L= 200 + j160 Ω

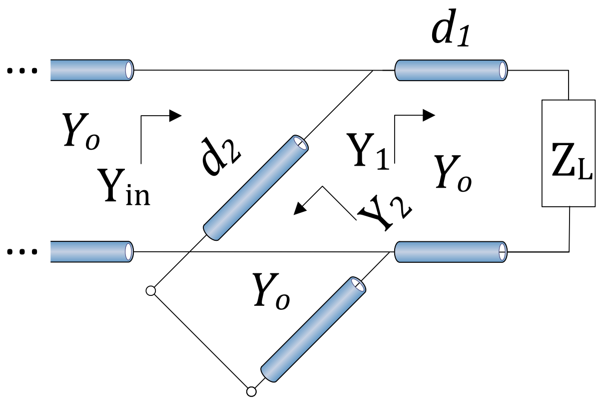
Miguel Durán-Sindreu

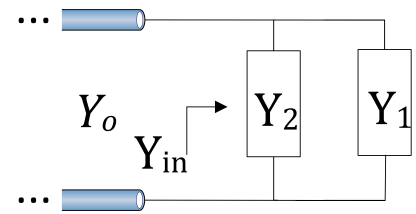
Curso 2012/2013

Lista 1, Problema 9

Miguel Durán-Sindreu

Z_L=200 + j160 Ω → Buscamos Z_{in}= Z_0





$$Y_{in} = Y_1 + Y_2$$

Trabajaremos con admitancias ya que es más cómodo a la hora de tratar el paralelo

Impedancia de entrada Z_2 de una línea de longitud d_2 acabada en cortocircuito:

$$Z_2 = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tan(\beta d_2)}{Z_0 + jZ_L tan(\beta d_2)} \longrightarrow Z_2\Big|_{Z_L \to 0} = Z_0 j tan(\beta d_2)$$

$$\overline{Z_2}\Big|_{Z_L \to 0} = j tan(\beta d_2) \qquad \overline{Y_2}\Big|_{Z_L \to 0} = -j cotan(\beta d_2)$$

Dado que Y_2 es puramente imaginario, Y_1 deberá ser de la forma Y_1 = Y_0 ± jB para adaptar la carga (Y_{in} = Y_0 → $\overline{Y_{in}}$ = 1)

Por lo tanto, para adaptar el circuito desplazaremos la carga Z_L una distancia d_1 tal que obtengamos $\overline{Y_1}$ = 1 ± jB y luego compensaremos la parte imaginaria con Y_2

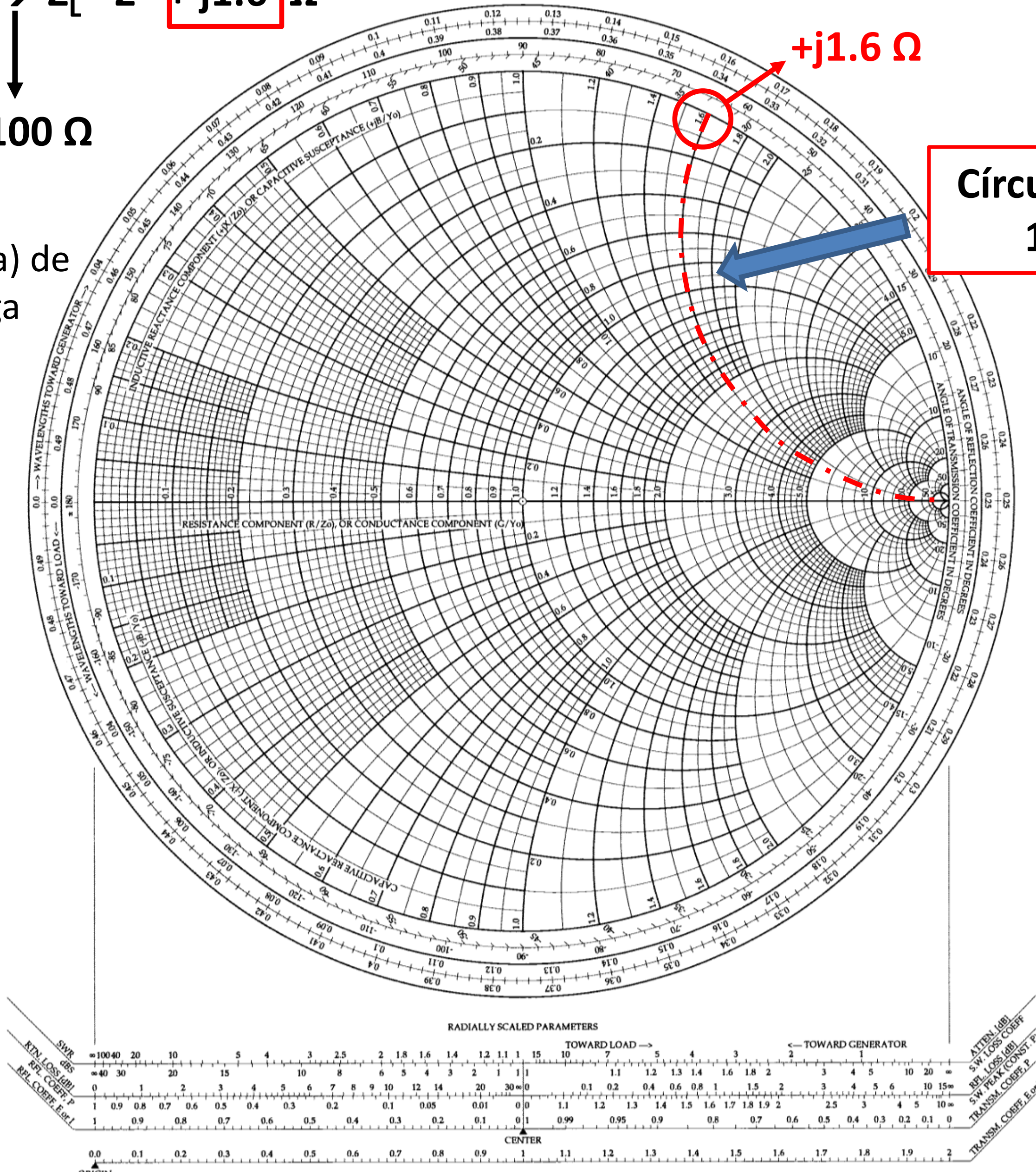
Lista 1, Problema 9

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 200 + j160\ \Omega \rightarrow \overline{Z_L} = 2\ \boxed{+\,j1.6}\ \Omega$

$Z_0 = 100\ \Omega$

1. Mapeamos parte imaginaria (reactancia) de la impedancia de carga



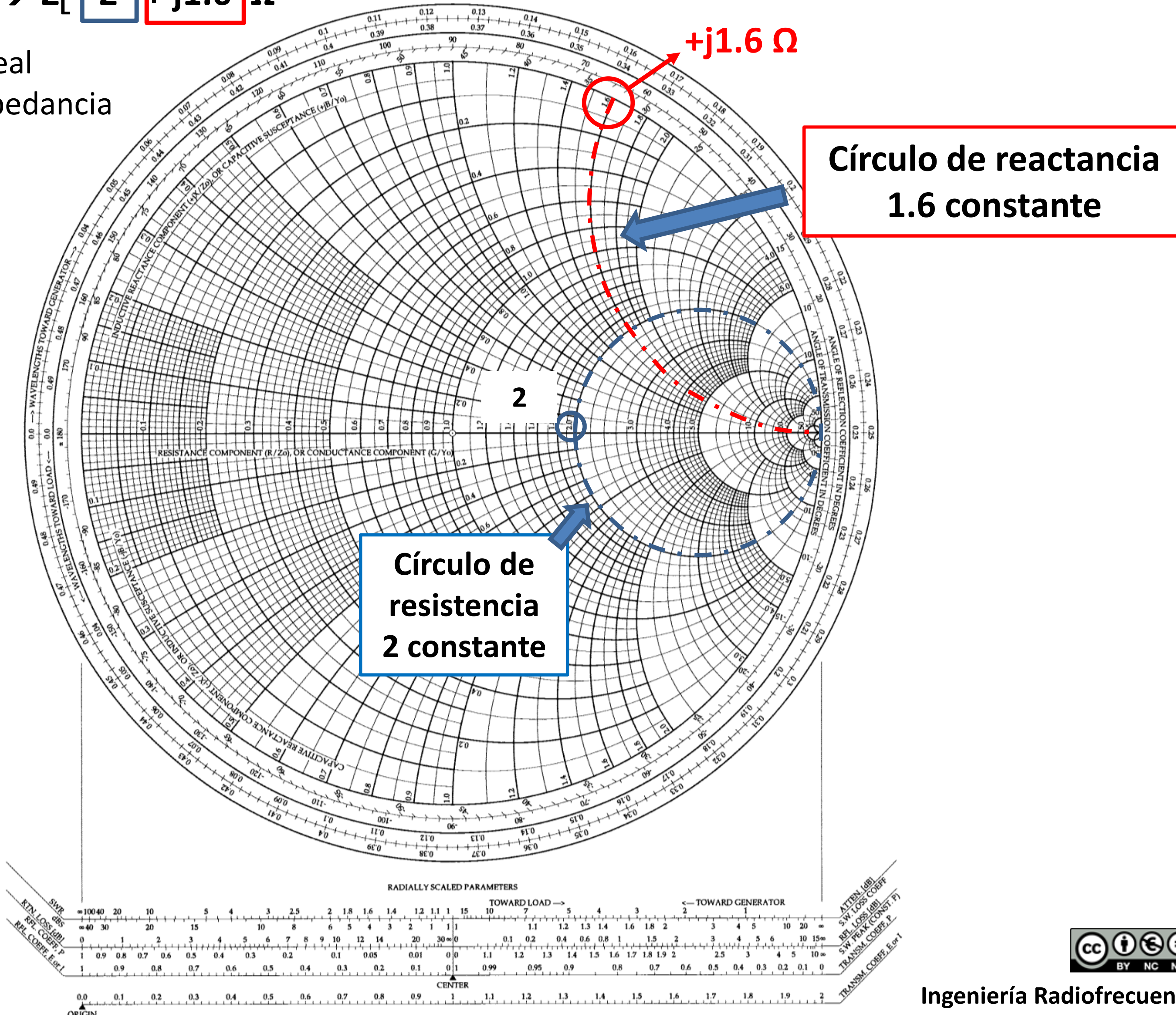
Círculo de reactancia 1.6 constante

Lista 1, Problema 9

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 200 + j160\ \Omega \rightarrow \overline{Z_L} = \boxed{2}\ \boxed{+ j1.6}\ \Omega$

2. Mapeamos parte real (resistencia) de la impedancia de carga

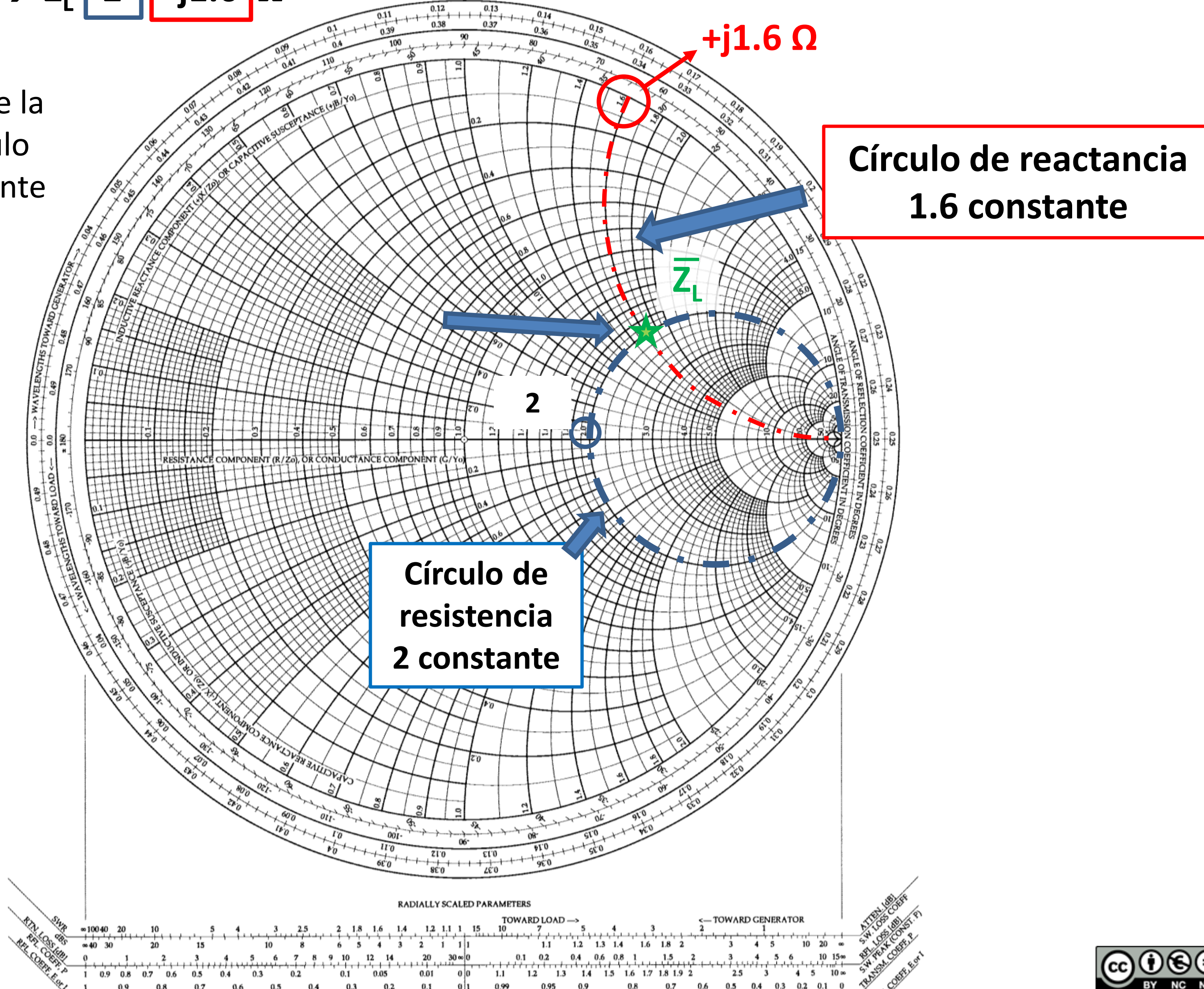


Lista 1, Problema 9

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L=200 + j160\ \Omega \rightarrow \overline{Z_L} = \boxed{2}\ \boxed{+\,j1.6}\ \Omega$

3. Mapeamos impedancia mediante la intersección del círculo de resistencia constante y el de reactancia constante



Miguel Durán-Sindreu

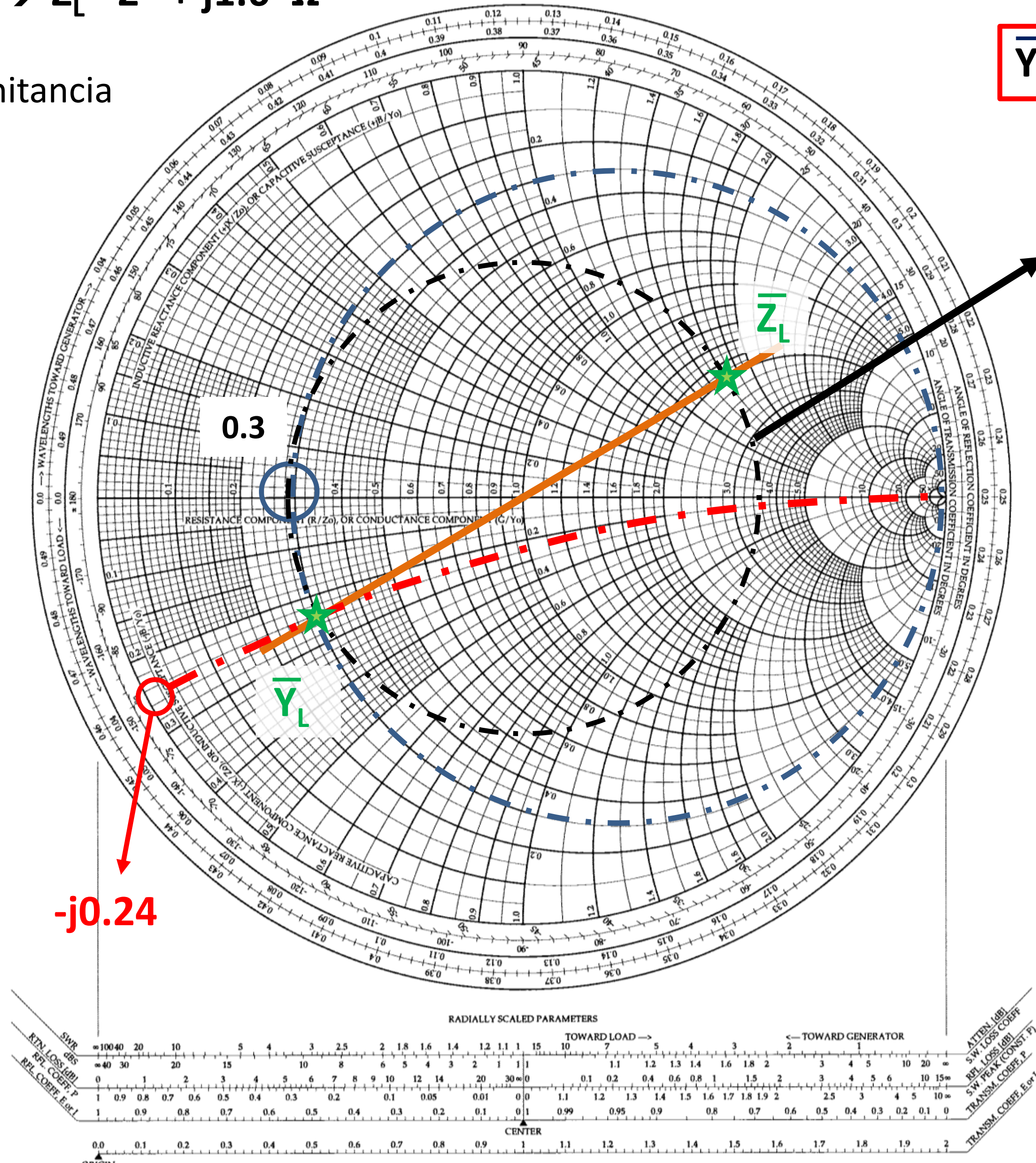
Lista 1, Problema 9

$Z_L = 200 + j160\ \Omega \rightarrow \overline{Z_L} = 2 + j1.6\ \Omega$

4. Obtenemos admitancia normalizada $\overline{Y_L}$

$$\overline{Y_L} = \frac{1}{\overline{Z_L}}$$

Pasamos de impedancia a admitancia mediante un giro de 180º en Γ (media carta Smith)



$\overline{Y_L} = 0.3 - j0.24\ \Omega$

Círculo de |Γ| constante

Trabajamos en admitancias ya que nos será más cómodo a la hora de trabajar con el stub en paralelo

Lista 1, Problema 9

Miguel Durán-Sindreu

$Z_L = 200 + j160\ \Omega \rightarrow \overline{Z}_L = 2 + j1.6\ \Omega$

$\overline{Y}_L = 0.3 - j0.24\ \Omega$

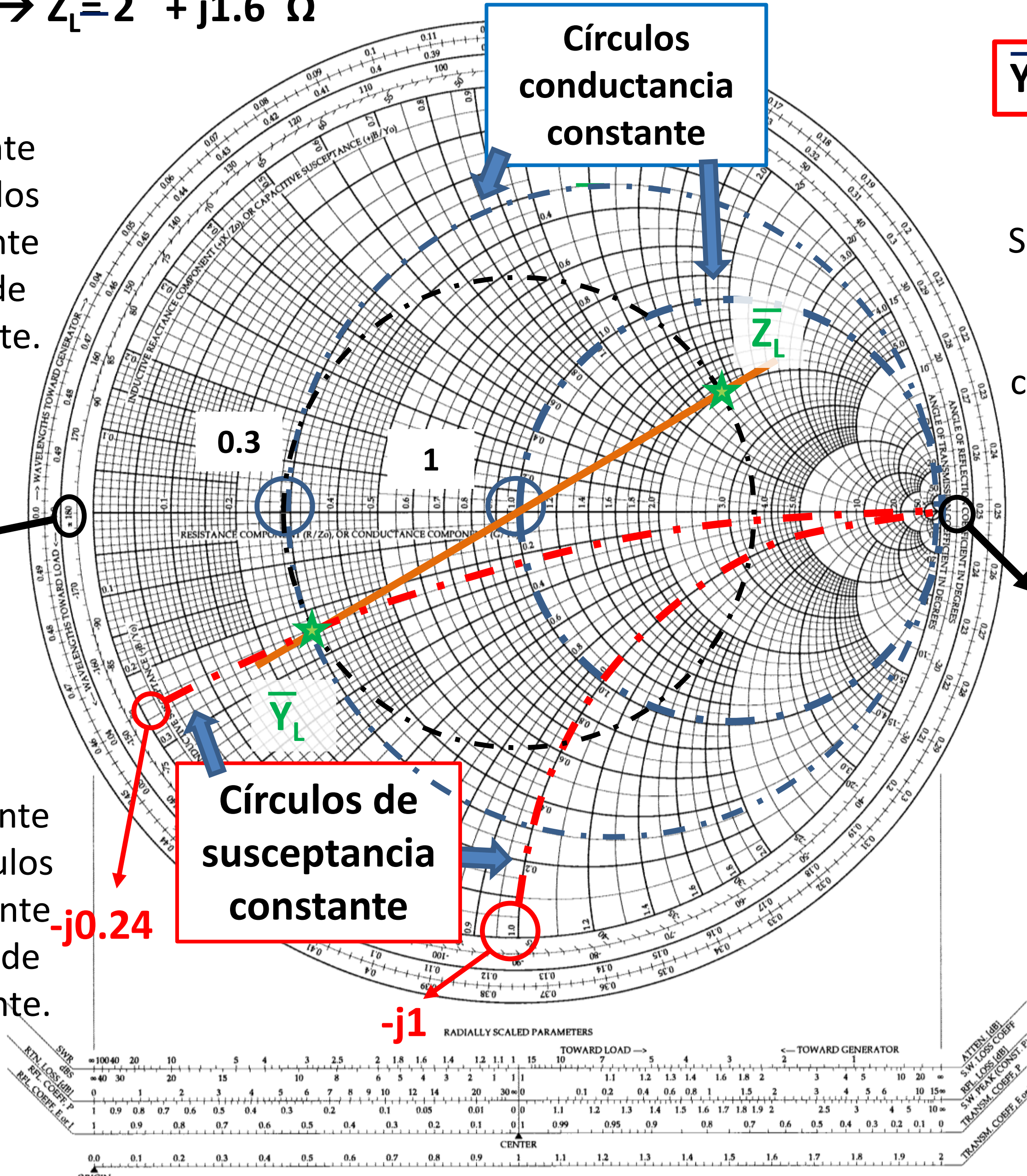
Consecuencias I:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de resistencia constante pasan a ser círculos de <u>conductancia</u> constante.

Z:	**Y:**
±180º	0º
(Γ=-1)	(Γ=1)
c.c.	**c.a.**

Consecuencias II:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de reactancia constante pasan a ser círculos de <u>susceptancia</u> constante.



Consecuencias III:

Si trabajamos mediante admitancias, la polaridad del coeficiente de reflexión también se invierte

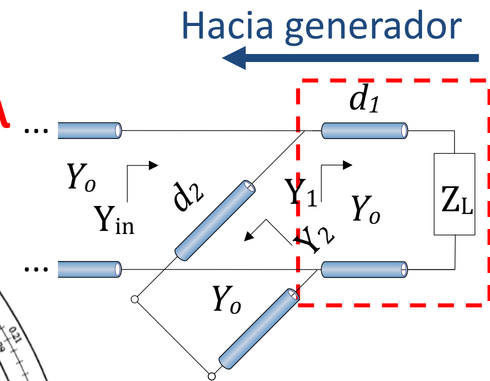
c.a. → c.c

c.c. → c.a.

Z:	**Y:**
0º	±180º
(Γ=1)	(Γ=-1)
c.a.	**c.c.**

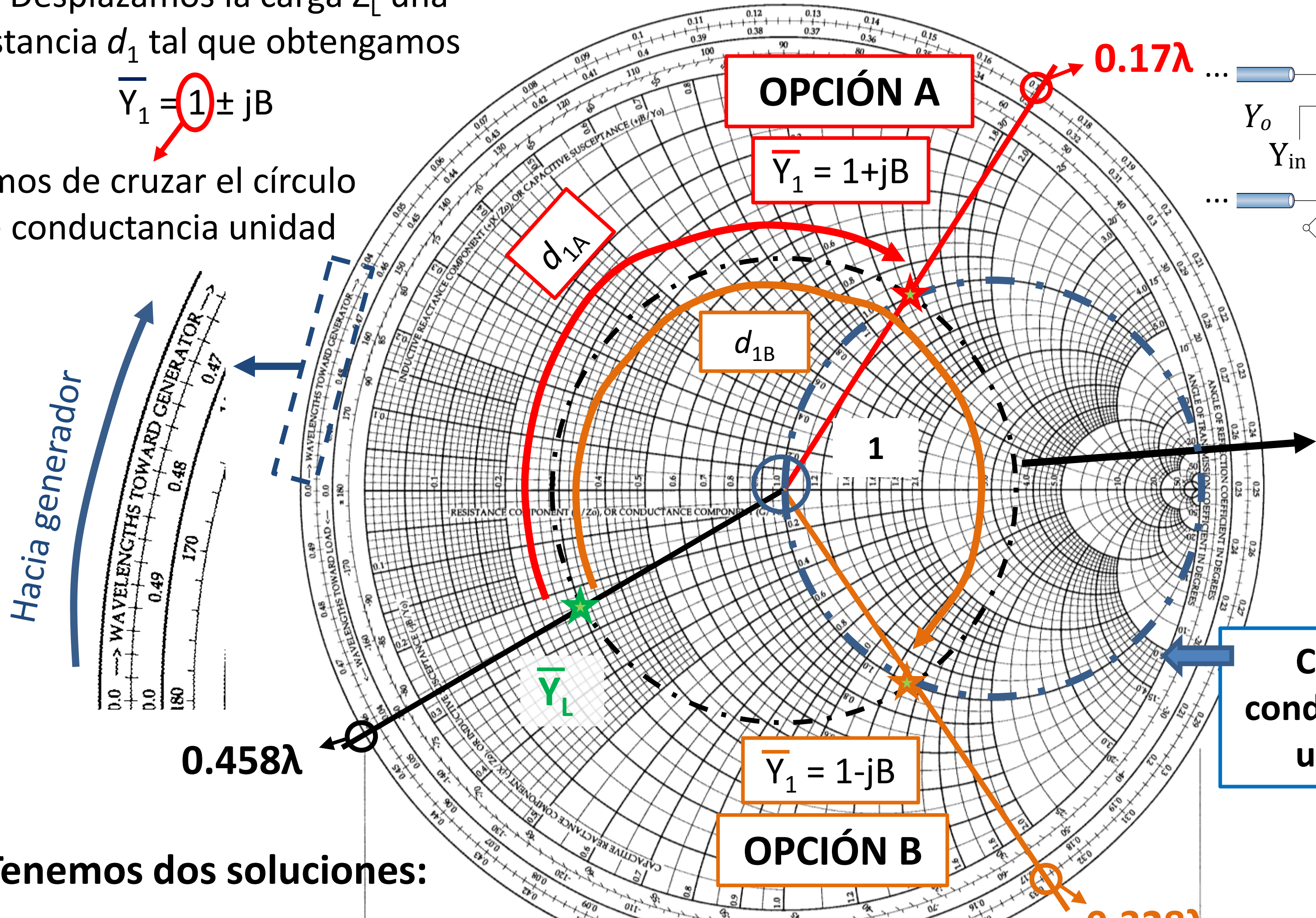
Lista 1, Problema 9

Miguel Durán-Sindreu



5. Desplazamos la carga Z_L una distancia d_1 tal que obtengamos $\overline{Y}_1 = 1 \pm jB$

Hemos de cruzar el círculo de conductancia unidad



Tenemos dos soluciones:

OPCIÓN A	$\overline{Y}_1 = 1+jB$	$d_{1A} = 0.5\lambda - 0.458\lambda + 0.17\lambda = 0.212\lambda$
OPCIÓN B	$\overline{Y}_1 = 1-jB$	$d_{1B} = 0.5\lambda - 0.458\lambda + 0.328\lambda = 0.37\lambda$

Lista 1, Problema 9

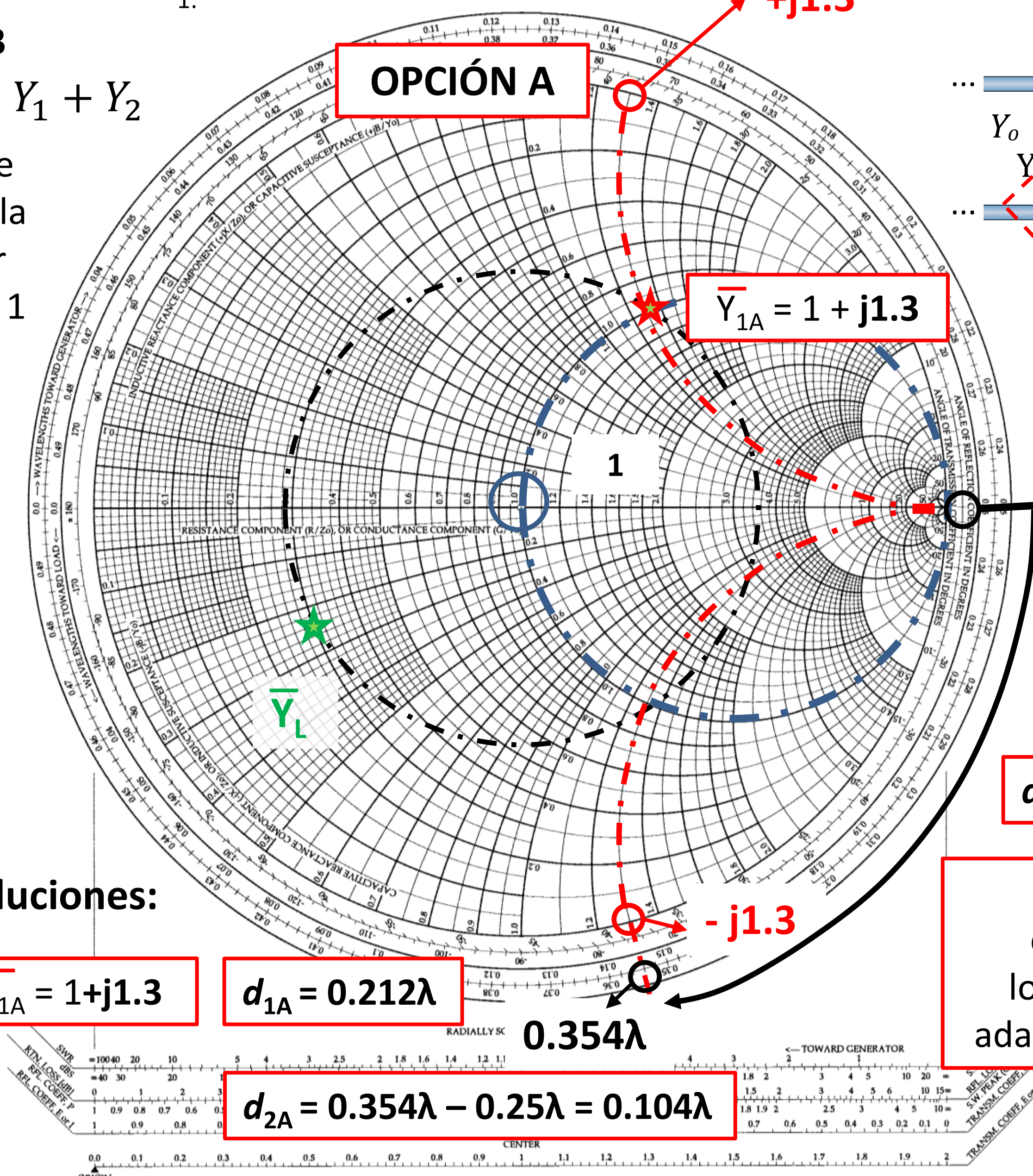
Miguel Durán-Sindreu

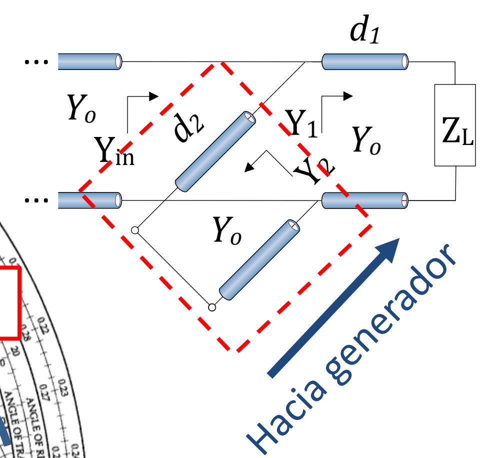
6. Calculamos susceptancia de Y_1:

$$\overline{Y}_1 = 1 + \mathbf{j1.3}$$

7. Dado que: $Y_{in} = Y_1 + Y_2$

Buscamos longitud de stub en c.c. que cumpla $\overline{Y}_2 = \mathbf{-j1.3}$ para anular **Im{Y_1}** y obtener $\overline{Y}_{in} = 1$





Tenemos dos soluciones:

OPCIÓN A | $\overline{Y}_{1A} = 1+\mathbf{j1.3}$ | $\boldsymbol{d_{1A}} = \mathbf{0.212\lambda}$

$\boldsymbol{d_{2A}} = \mathbf{0.354\lambda - 0.25\lambda = 0.104\lambda}$

Por lo tanto, considerando las longitudes $\boldsymbol{d_{1A}}$ y $\boldsymbol{d_{2A}}$ adaptaremos la carga $\mathbf{Z_L}$

Lista 1, Problema 9

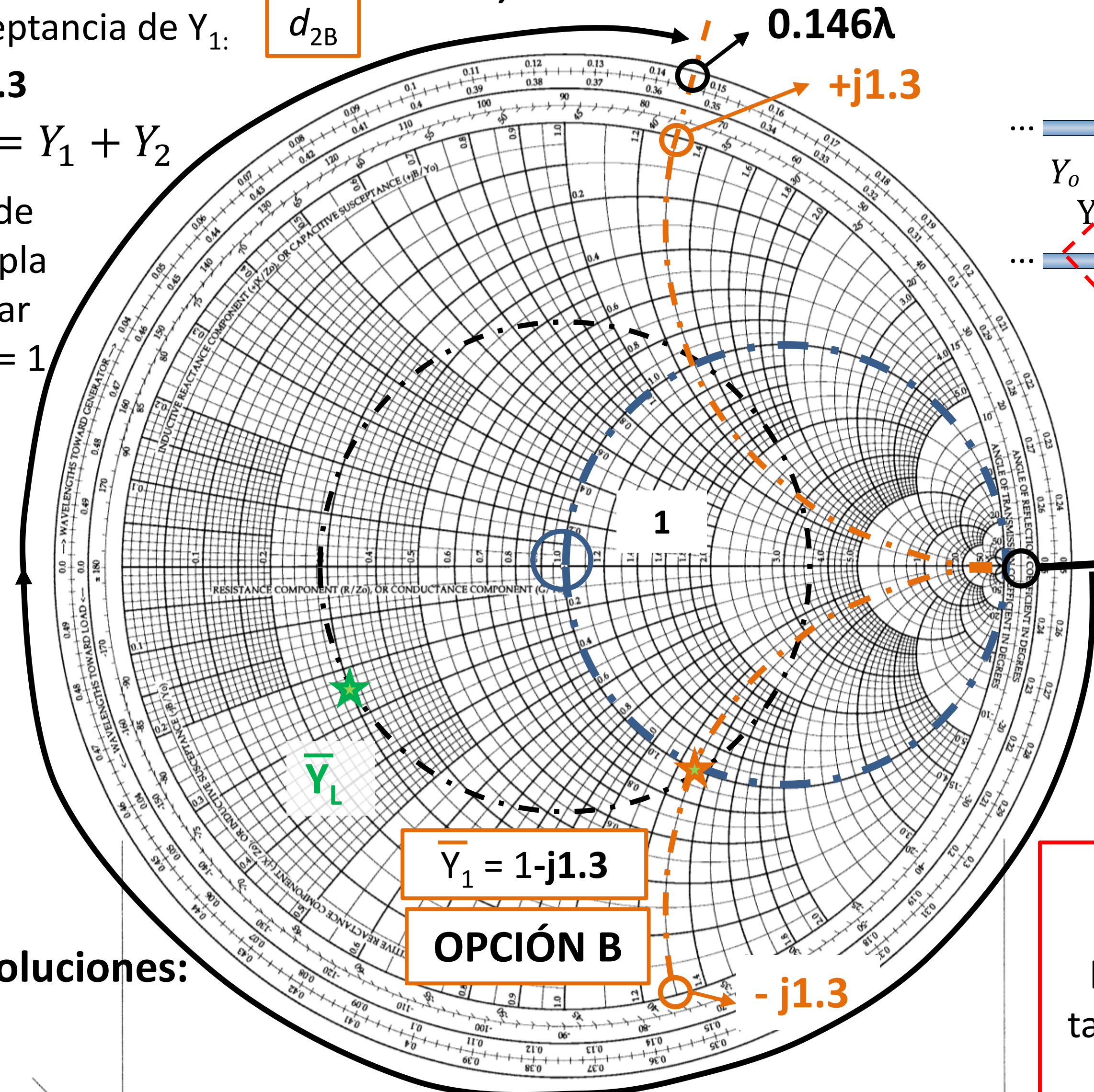
Miguel Durán-Sindreu

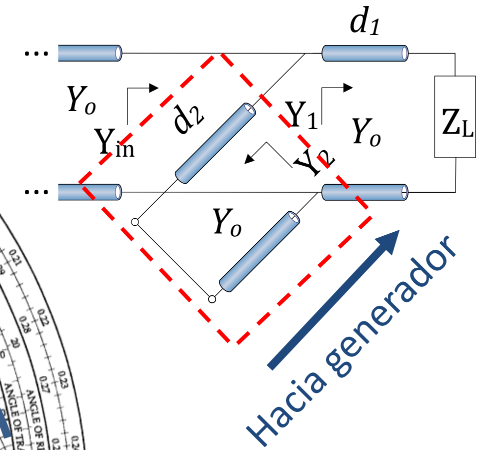
6. Calculamos susceptancia de Y_1:

$\overline{Y}_1 = 1 - \mathbf{j1.3}$

7. Dado que: $Y_{in} = Y_1 + Y_2$

Buscamos longitud de stub en c.c. que cumpla $\overline{\mathbf{Y}}_2 = \mathbf{+j1.3}$ para anular **Im{Y₁}** y obtener $\overline{\mathbf{Y}}_{in} = 1$





Tenemos dos soluciones:

Por lo tanto, considerando las longitudes $\boldsymbol{d_{1B}}$ y $\boldsymbol{d_{2B}}$ también adaptaremos la carga $\mathbf{Z_L}$

OPCIÓN B	$\overline{Y}_{1B} = 1 - \mathbf{j1.3}$	$d_{1B} = 0.37\lambda$	$d_{2B} = 0.25\,\lambda + 0.146\lambda = 0.396\lambda$

Universitat Autònoma de Barcelona

Escola d'Enginyeria, Departament d'Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Solución de la Lista 5 de problemas (amplificadores de microondas)

Miguel Durán-Sindreu

Curso 2012/2013

Universitat Autònoma de Barcelona

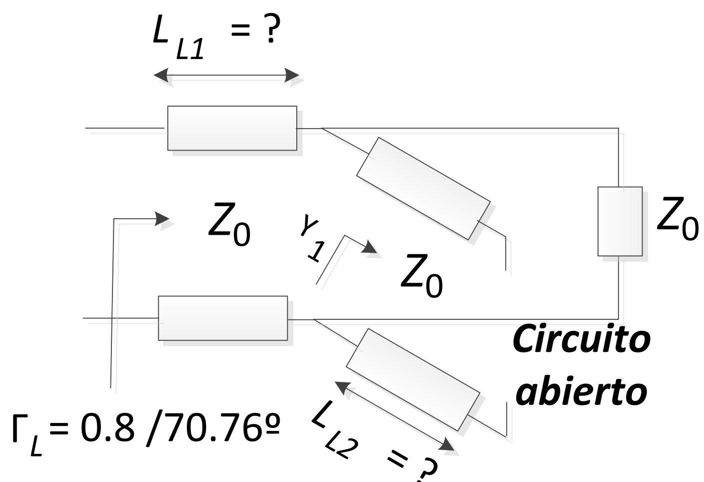
Escola d'Enginyeria, Departament d'Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Lista 5: Problema 1

Obtención de la red de adaptación a la salida mediante carta de Smith

1. Mediante la carta de Smith, obtener L_{L1} y L_{L2} para obtener el siguiente coeficiente de reflexión que cumple los requisitos del problema 1.



Miguel Durán-Sindreu

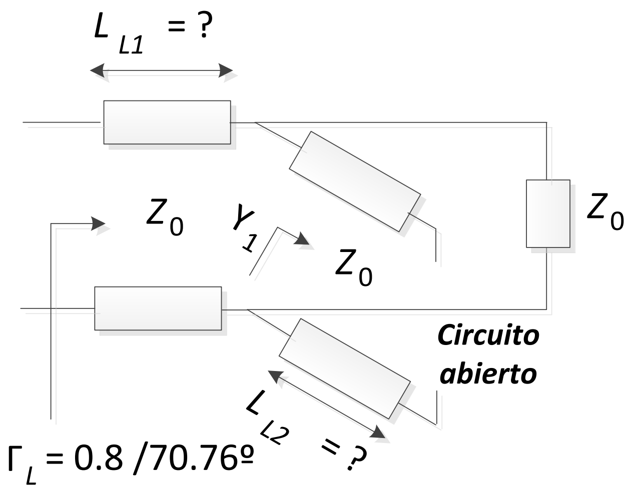
Curso 2012/2013

Ingeniería Electrónica de Telecomunicaciones

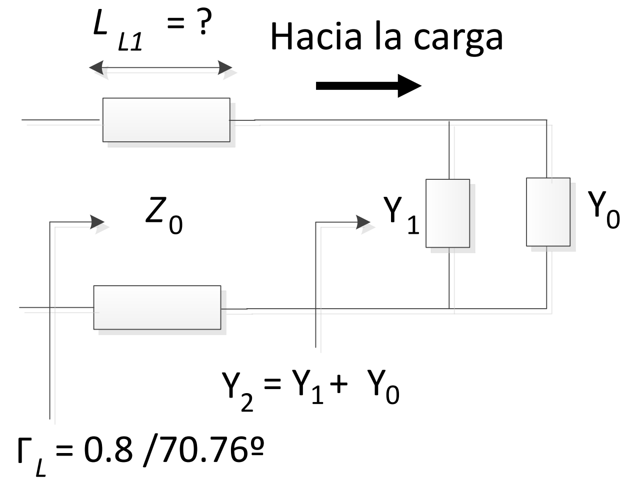
Ingeniería Radiofrecuencia y Microondas

Lista 5: Problema 1, red de adaptación Γ_L con stub en c.a.

Miguel Durán-Sindreu



Trabajamos con admitancias ya que es más cómodo a la hora de tratar el paralelo



Impedancia de entrada Z_1 de una línea de longitud L_{L2} acabada en circuito abierto:

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tan(\beta L_{L2})}{Z_0 + jZ_L tan(\beta L_{L2})} \longrightarrow Z_1\Big|_{Z_L \to \infty} = \frac{Z_0}{jtan(\beta L_{L2})}$$

$$\overline{Z_1}\Big|_{Z_L \to \infty} = -jcotan(\beta L_{L2}) \qquad \overline{Y_1}\Big|_{Z_L \to \infty} = jtan(\beta L_{L2})$$

Dado que Y_1 es puramente imaginario, la longitud L_{L1} deberá permitir desplazar Γ_L (hacia la carga) hasta el círculo de conductancia unidad, para poder satisfacer la condición:

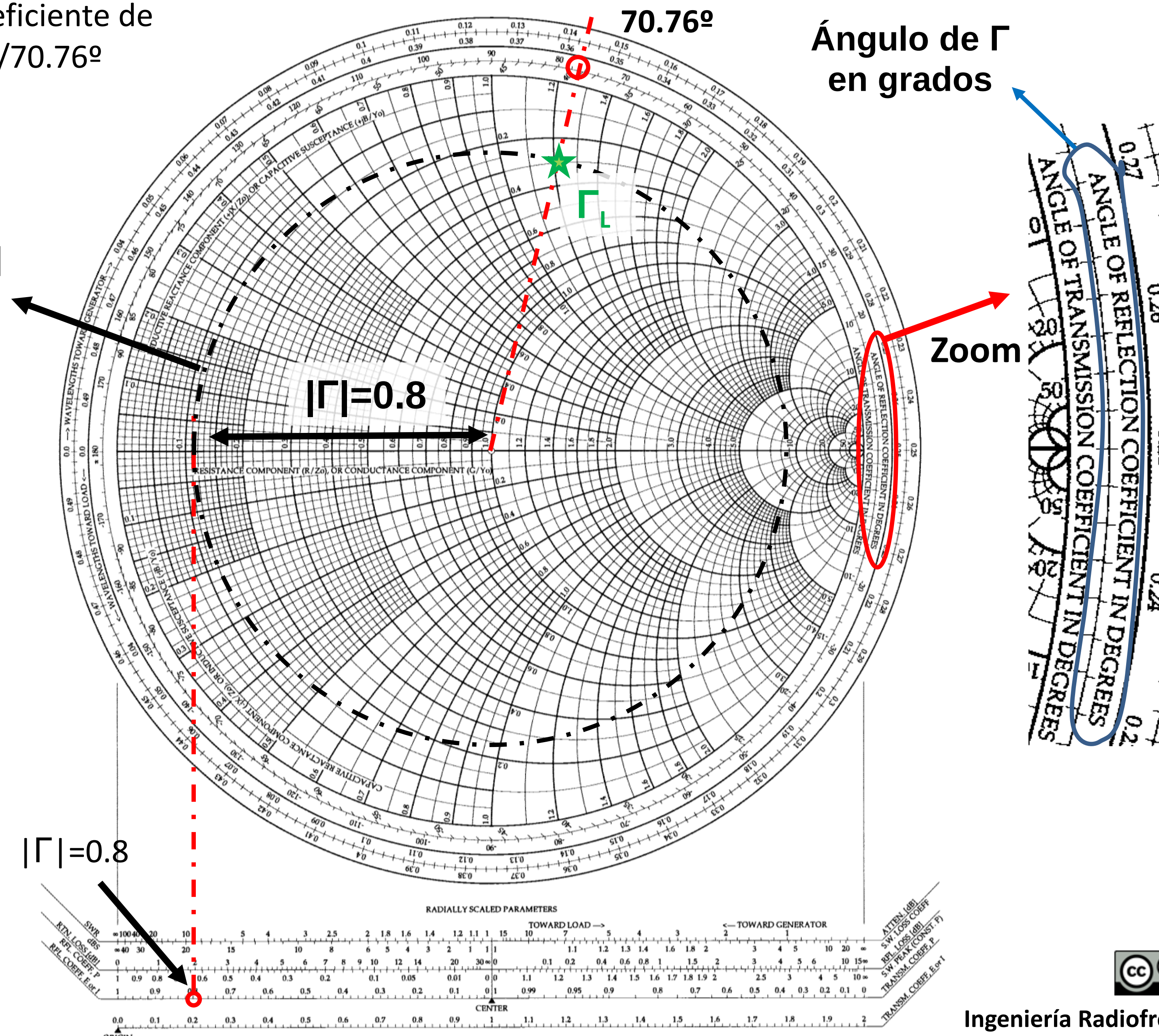
$$Y_2 = Y_1 + Y_0 \rightarrow \overline{Y_2} = \overline{Y_1} + 1$$

Posteriormente, mediante el stub en circuito abierto implementaremos la admitancia Y_1 mediante la distancia L_{L2}

Lista 5: Problema 1, red de adaptación Γ_L con stub en c.a.

Miguel Durán-Sindreu

1. Mapeamos coeficiente de reflexión $\Gamma_L = 0.8 \angle 70.76º$



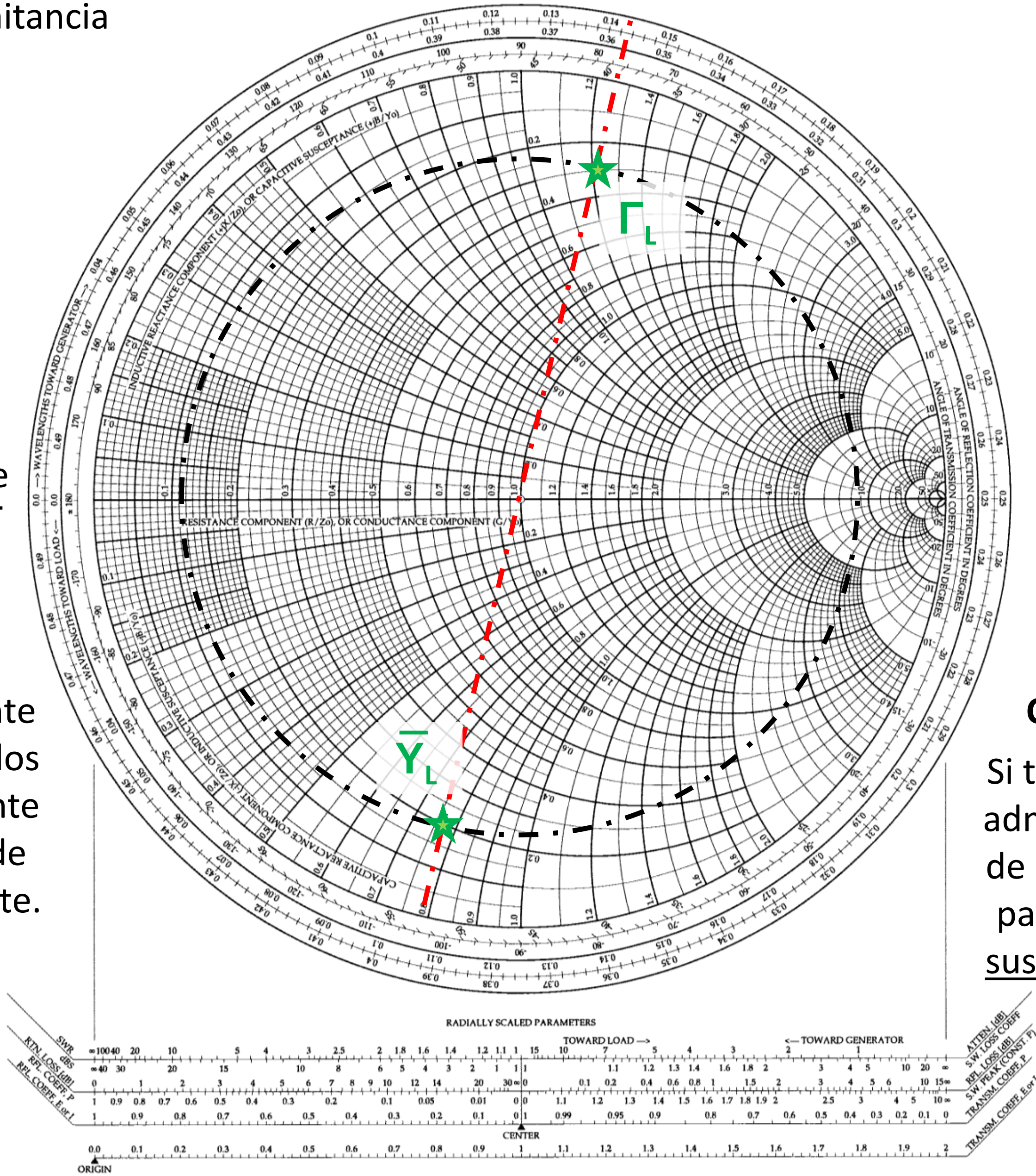
2. Obtenemos admitancia normalizada $\overline{Y_L}$

$$\overline{Y_L} = \frac{1}{\overline{Z_L}}$$

Pasamos de impedancia a admitancia mediante un giro de 180º en Γ (media carta Smith)

Consecuencias I:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de resistencia constante pasan a ser círculos de <u>conductancia</u> constante.



Trabajamos en admitancias ya que nos será más cómodo a la hora de trabajar con el stub en paralelo

Consecuencias II:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de reactancia constante pasan a ser círculos de <u>susceptancia</u> constante.

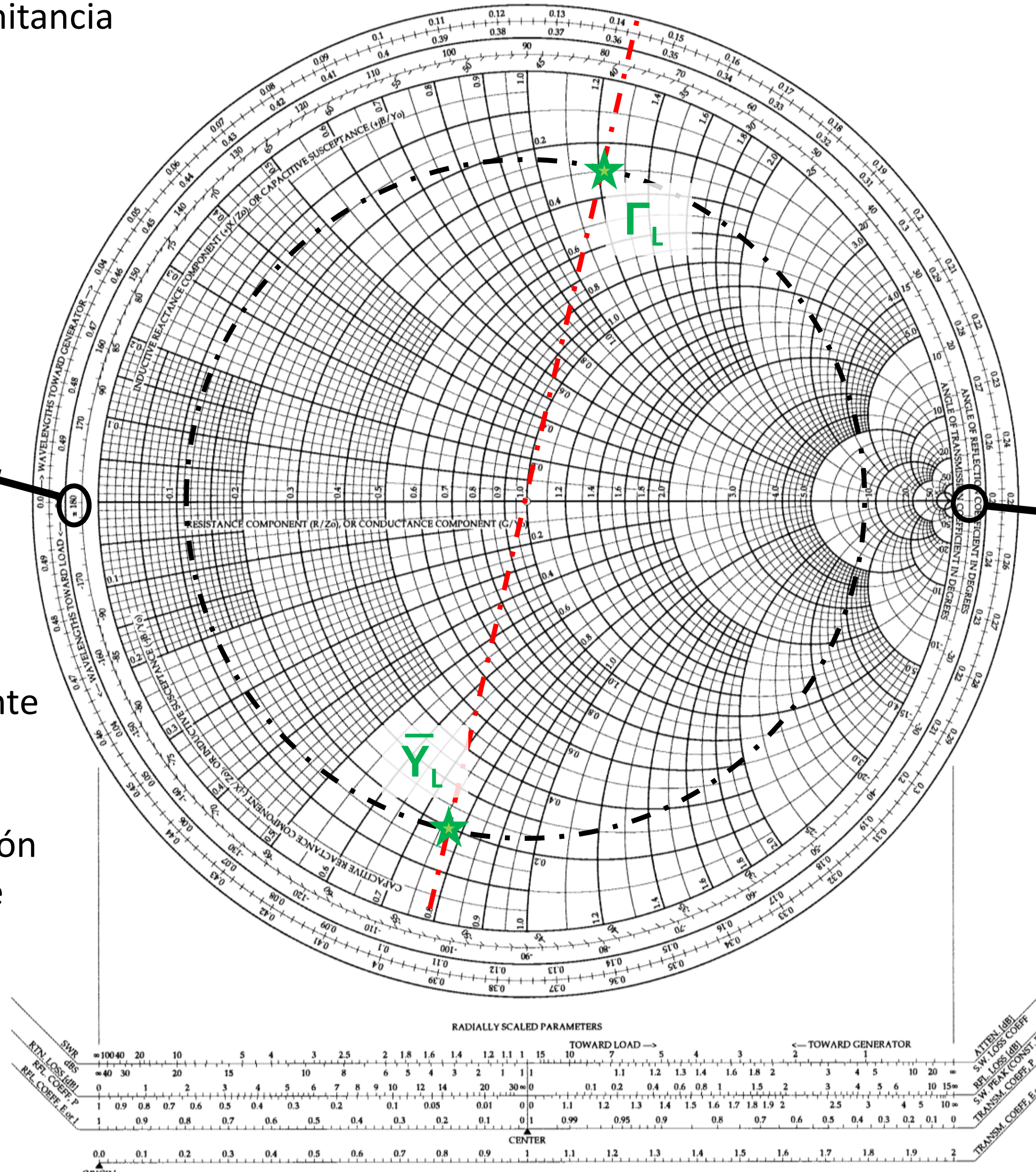
Lista 5: Problema 1, red de adaptación Γ_L con stub en c.a.

Miguel Durán-Sindreu

2. Obtenemos admitancia normalizada $\overline{Y_L}$

$$\overline{Y_L} = \frac{1}{\overline{Z_L}}$$

Z:	**Y:**
±180º	0º
(Γ=-1)	(Γ=1)
c.c.	**c.a.**



Z:	**Y:**
0º	±180º
(Γ=1)	(Γ=-1)
c.a.	**c.c.**

Consecuencias III:

Si trabajamos mediante admitancias, la polaridad del coeficiente de reflexión también se invierte

c.a.→c.c.

c.c. → c.a.

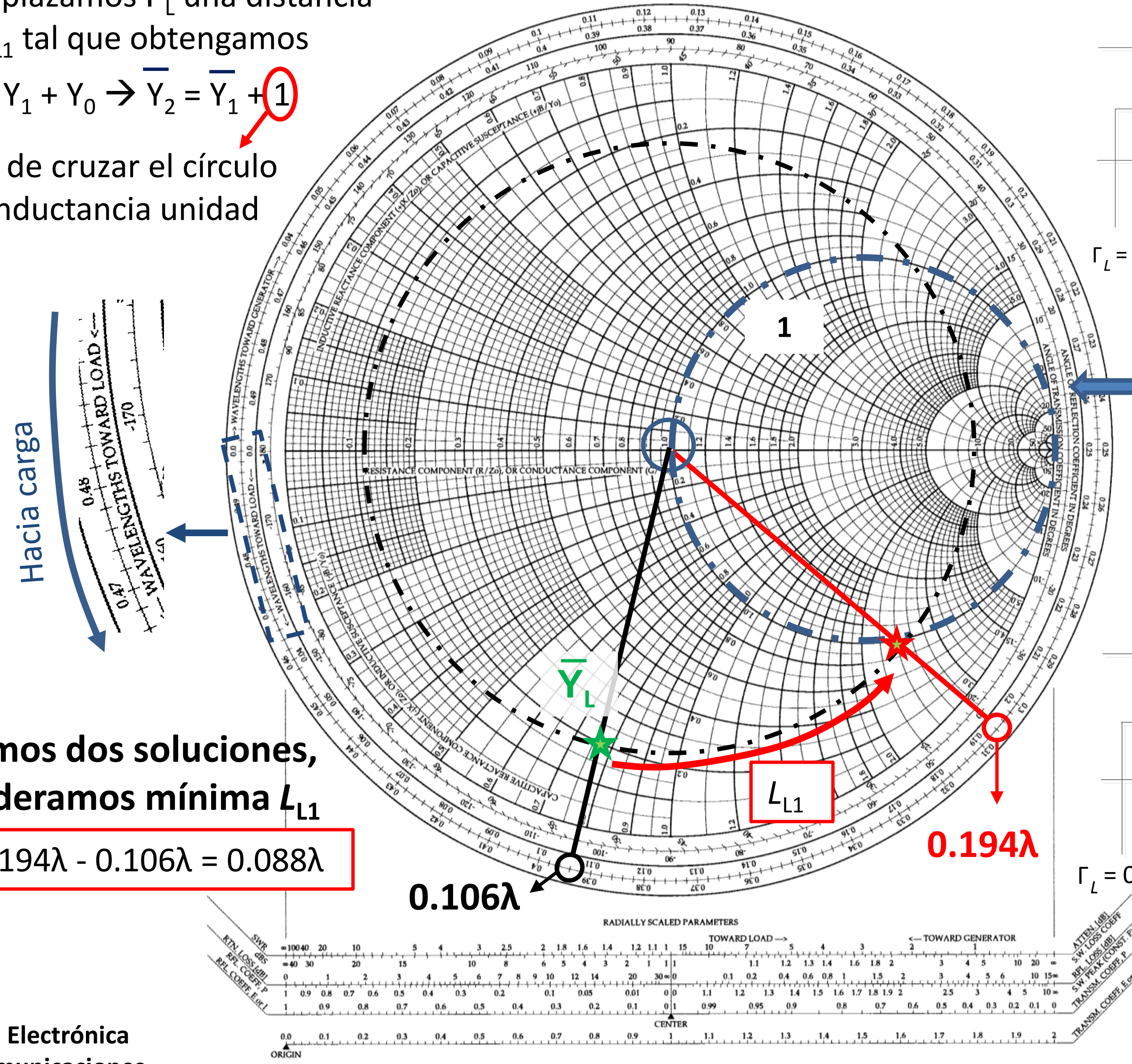
Lista 5: Problema 1, red de adaptación Γ_L con stub en c.a.

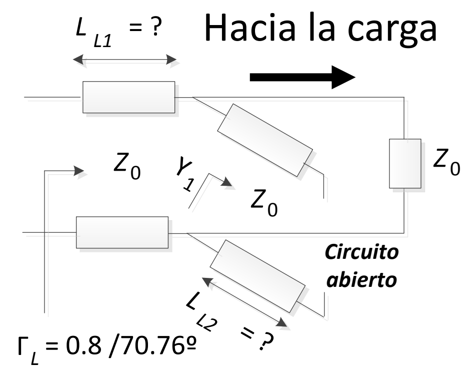
Miguel Durán-Sindreu

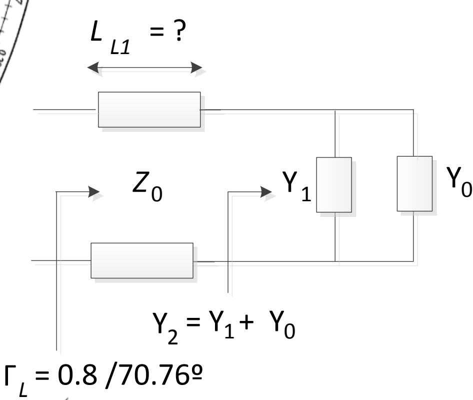
3. Desplazamos Γ_L una distancia L_{L1} tal que obtengamos

$$Y_2 = Y_1 + Y_0 \rightarrow \overline{Y}_2 = \overline{Y}_1 + 1$$

Hemos de cruzar el círculo de conductancia unidad







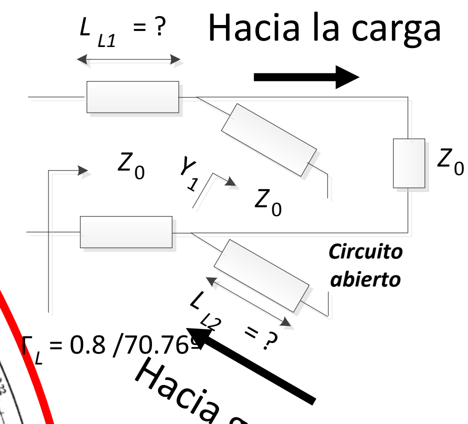
Tenemos dos soluciones, consideramos mínima L_{L1}

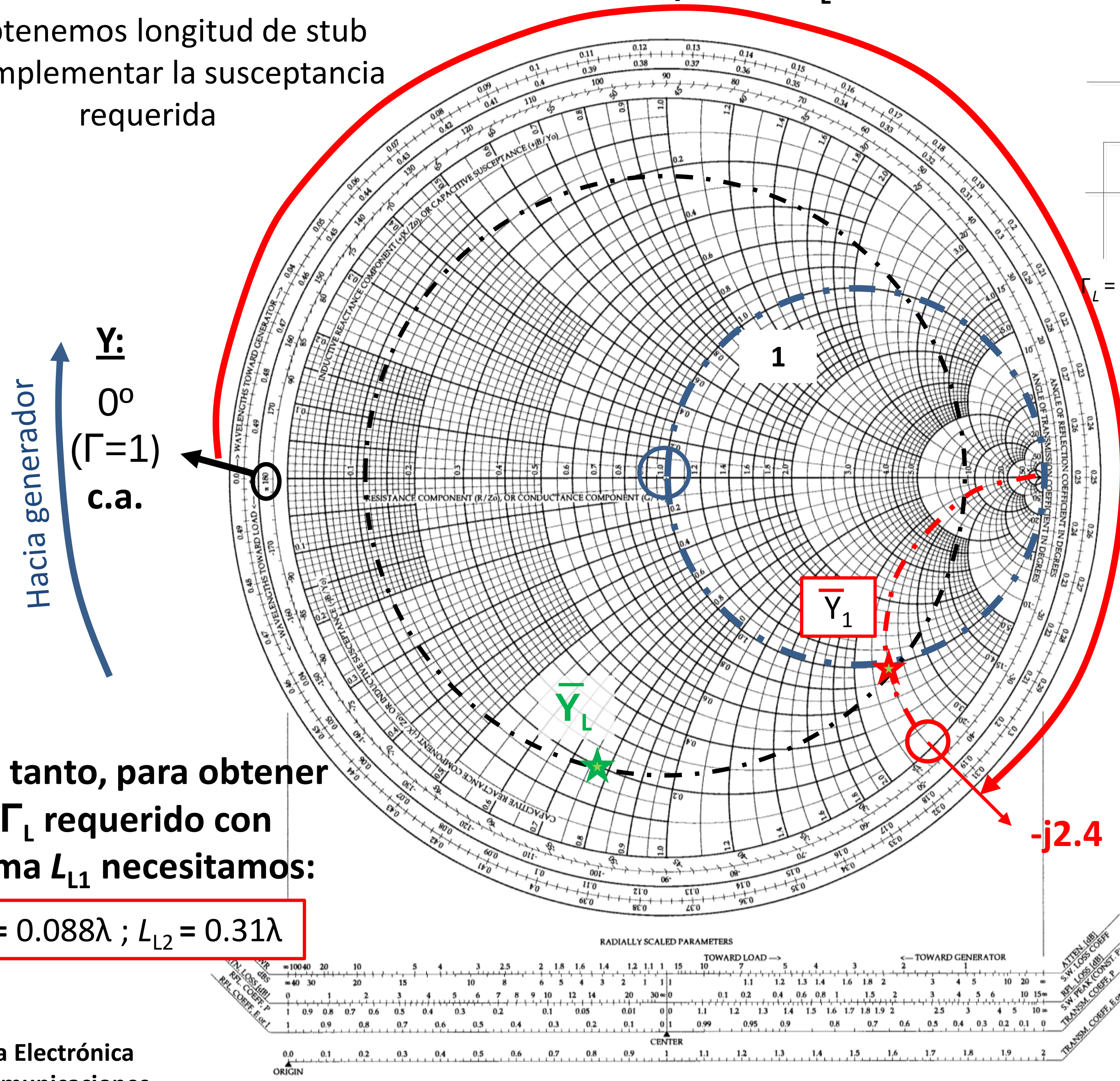
$$L_{L1} = 0.194\lambda - 0.106\lambda = 0.088\lambda$$

Lista 5: Problema 1, red de adaptación Γ_L con stub en c.a.

Miguel Durán-Sindreu

4. Obtenemos longitud de stub para implementar la susceptancia requerida





$L_{L2} = 0.31\ \lambda$

Por lo tanto, para obtener el Γ_L requerido con mínima L_{L1} necesitamos:

$L_{L1} = 0.088\lambda$; $L_{L2} = 0.31\lambda$

Universitat Autònoma de Barcelona

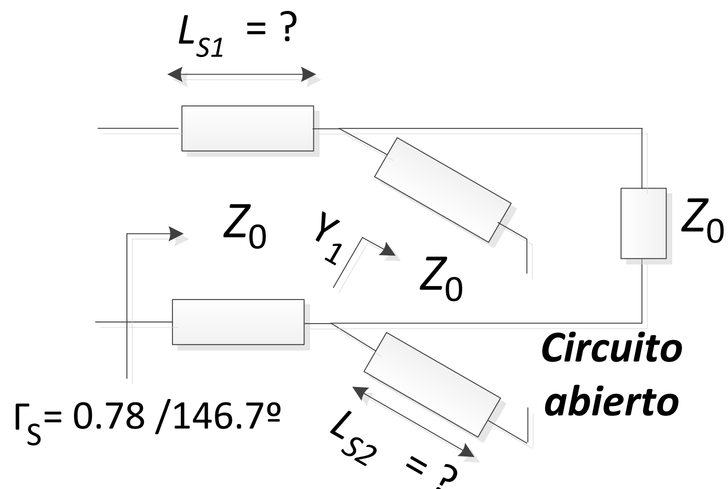
Escola d'Enginyeria, Departament d'Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Lista 5: Problema 1

Obtención de la red de adaptación a la entrada mediante carta de Smith

1. Mediante la carta de Smith, obtener L_{S1} y L_{S2} para obtener el siguiente coeficiente de reflexión que cumple los requisitos del problema 1.

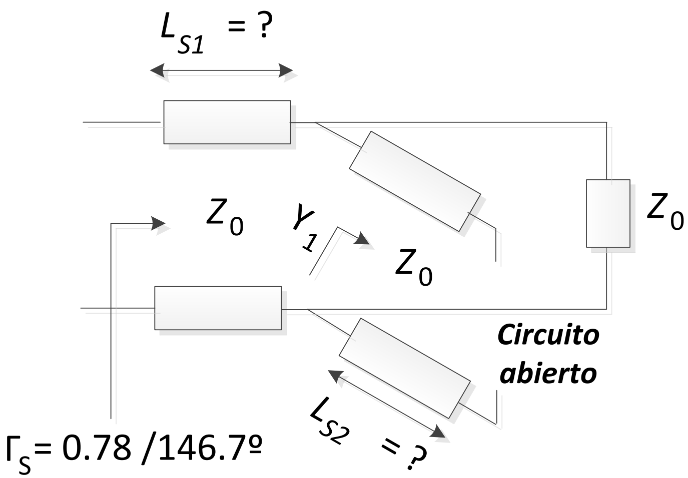


Miguel Durán-Sindreu

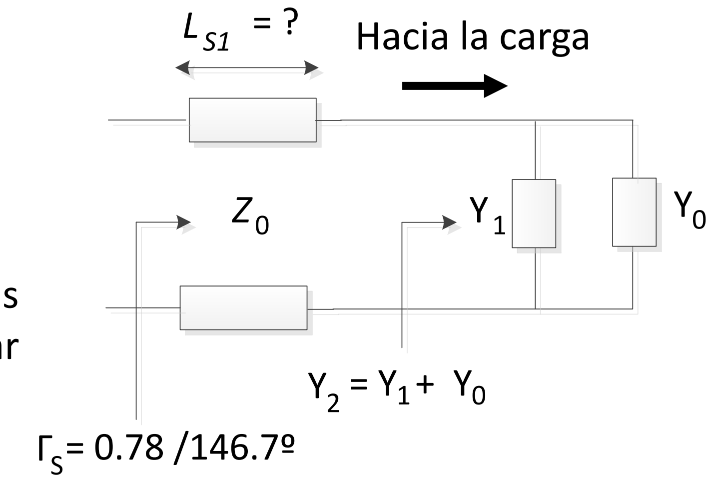
Curso 2012/2013

Lista 5: Problema 1, red de adaptación Γ_S con stub en c.a.

Miguel Durán-Sindreu



Trabajamos con admitancias ya que es más cómodo a la hora de tratar el paralelo



Impedancia de entrada Z_1 de una línea de longitud L_{L2} acabada en circuito abierto:

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tan(\beta L_{S2})}{Z_0 + jZ_L tan(\beta L_{S2})} \longrightarrow Z_1\Big|_{Z_L\to\infty} = \frac{Z_0}{jtan(\beta L_{S2})}$$

$$\overline{Z_1}\Big|_{Z_L\to\infty} = -jcotan(\beta L_{S2}) \qquad \overline{Y_1}\Big|_{Z_L\to\infty} = jtan(\beta L_{S2})$$

Dado que Y_1 es puramente imaginario, la longitud L_{S1} deberá permitir desplazar Γ_S (hacia la carga) hasta el círculo de conductancia unidad, para poder satisfacer la condición:

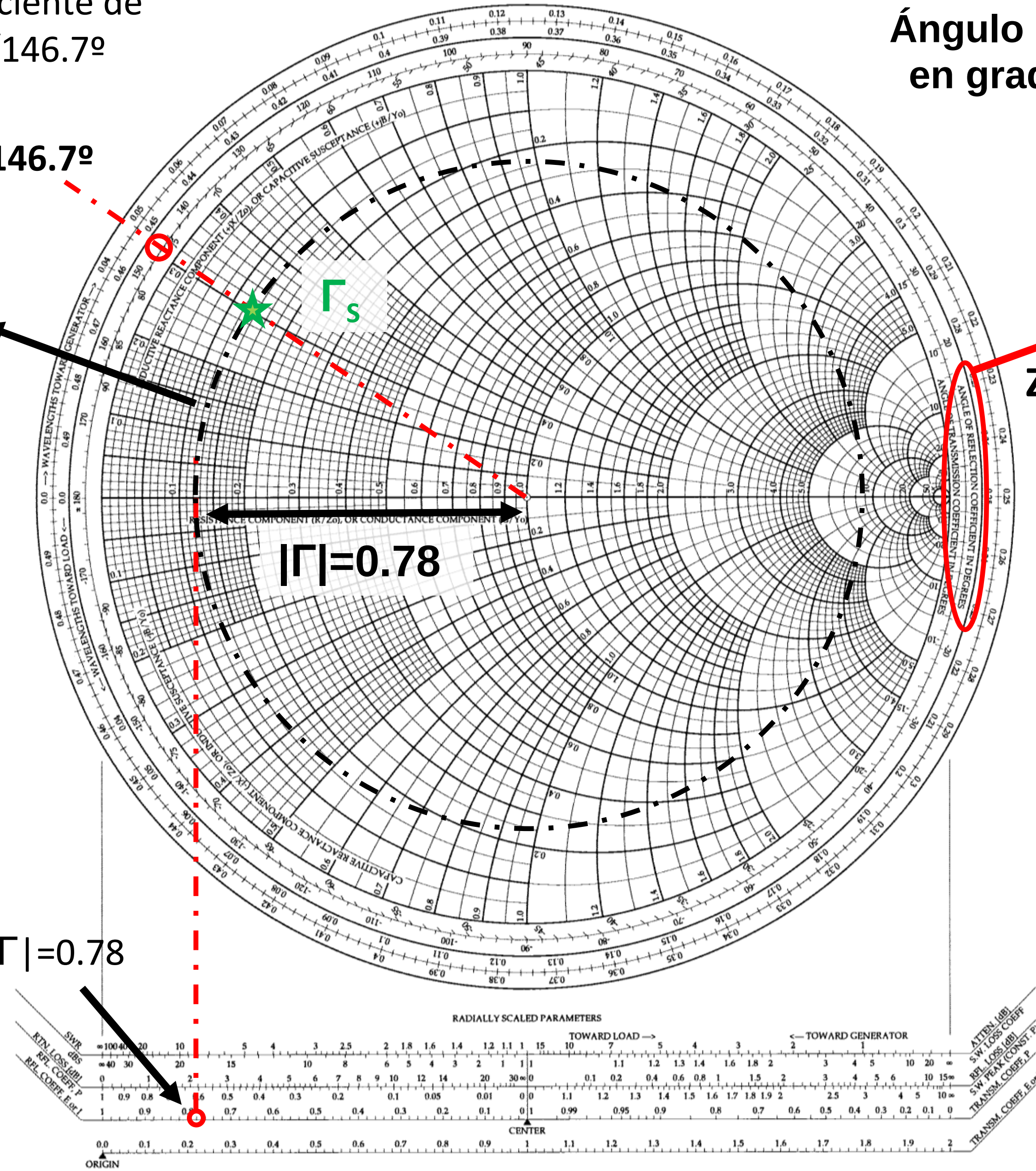
$$Y_2 = Y_1 + Y_0 \rightarrow \overline{Y_2} = \overline{Y_1} + 1$$

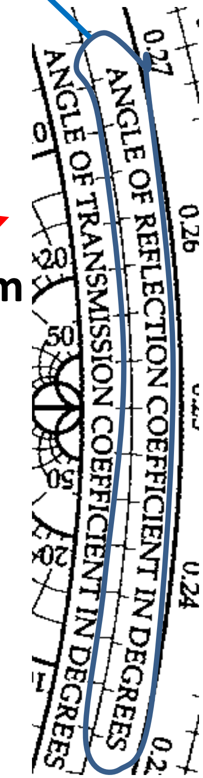
Posteriormente, mediante el stub en circuito abierto implementaremos la admitancia Y_1 mediante la distancia L_{S2}

Lista 5: Problema 1, red de adaptación Γ_S con stub en c.a.

Miguel Durán-Sindreu

1. Mapeamos coeficiente de reflexión Γ_S = 0.78 /146.7º





Miguel Durán-Sindreu

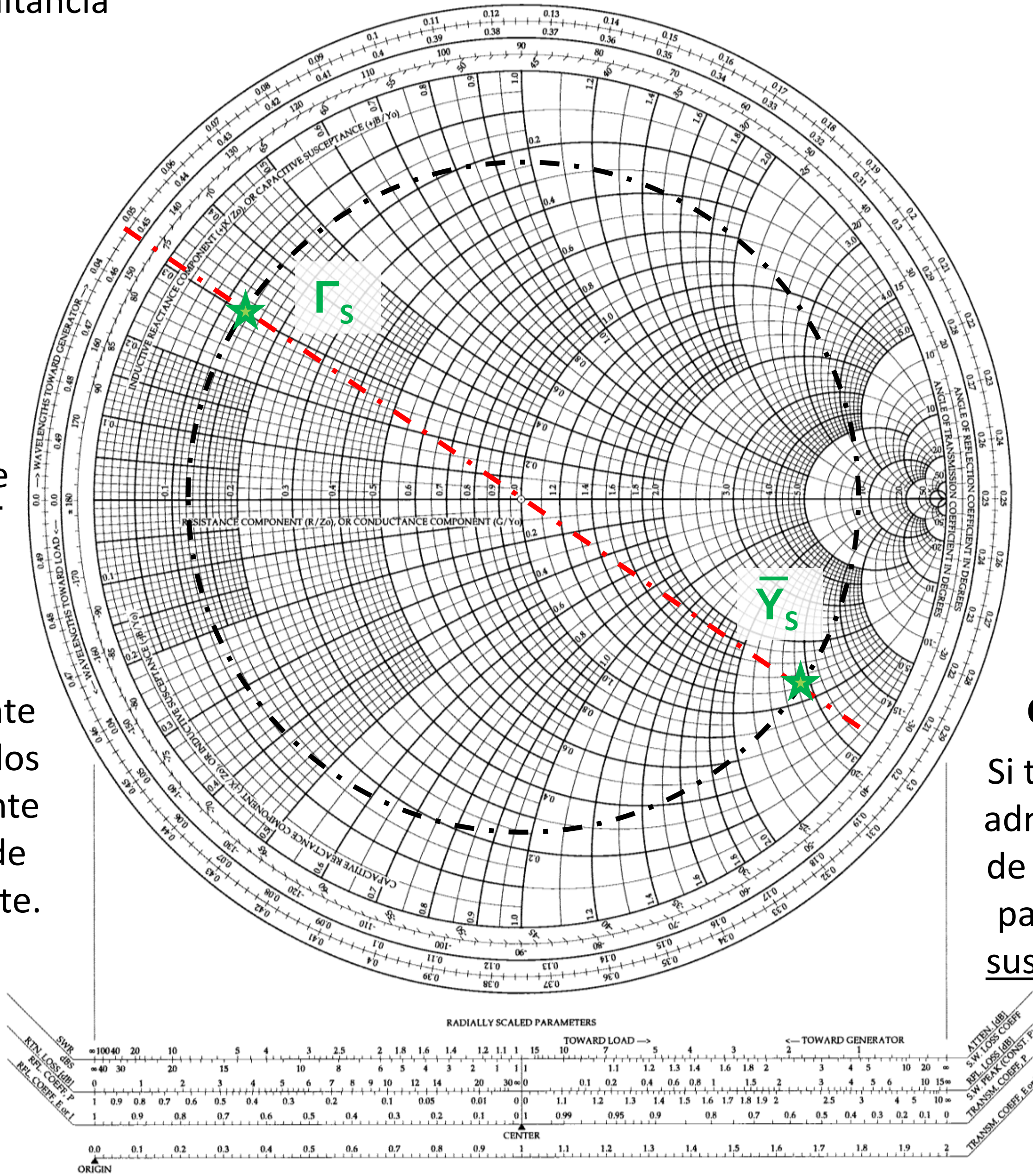
2. Obtenemos admitancia normalizada $\overline{Y}_S$

$$\overline{Y_S} = \frac{1}{\overline{Z_S}}$$

Pasamos de impedancia a admitancia mediante un giro de 180º en Γ (media carta Smith)

Consecuencias I:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de resistencia constante pasan a ser círculos de <u>conductancia</u> constante.



Trabajamos en admitancias ya que nos será más cómodo a la hora de trabajar con el stub en paralelo

Consecuencias II:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de reactancia constante pasan a ser círculos de <u>susceptancia</u> constante.

Lista 5: Problema 1, red de adaptación Γ_S con stub en c.a.

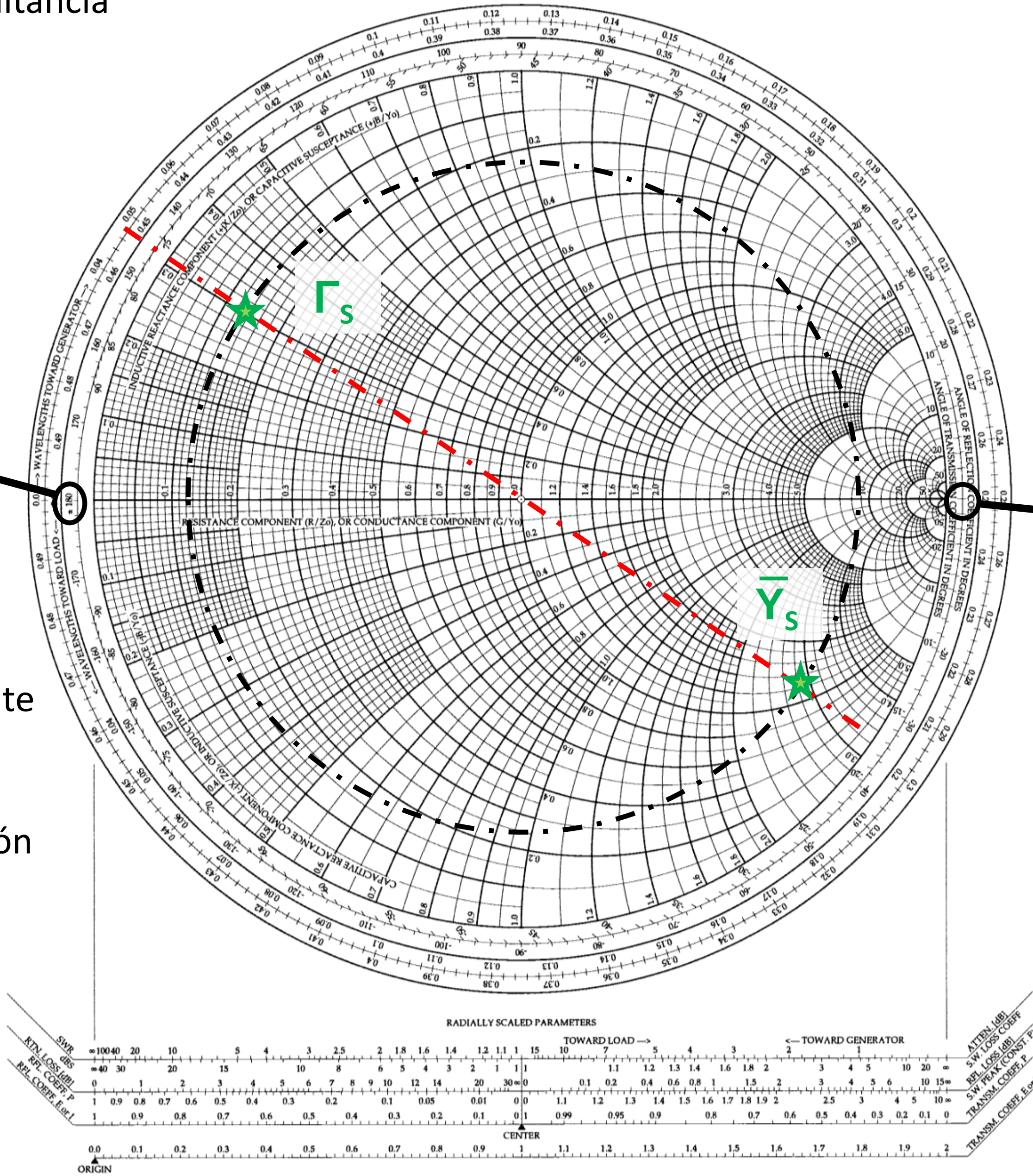
Miguel Durán-Sindreu

2. Obtenemos admitancia normalizada $\overline{Y_S}$

$$\overline{Y_S} = \frac{1}{\overline{Z_S}}$$

Z: ±180º (Γ=-1) **c.c.**

Y: 0º (Γ=1) **c.a.**



Z: 0º (Γ=1) **c.a.**

Y: ±180º (Γ=-1) **c.c.**

Consecuencias III:

Si trabajamos mediante admitancias, la polaridad del coeficiente de reflexión también se invierte

c.a.→c.c.

c.c. → c.a.

UAB

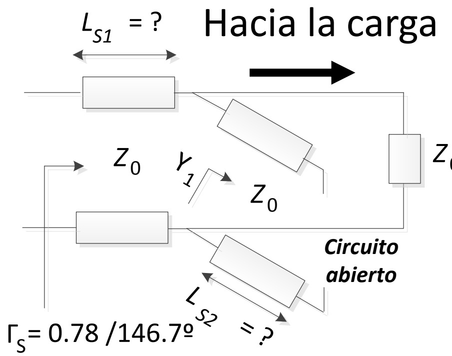
Lista 5: Problema 1, red de adaptación Γ_S con stub en c.a.

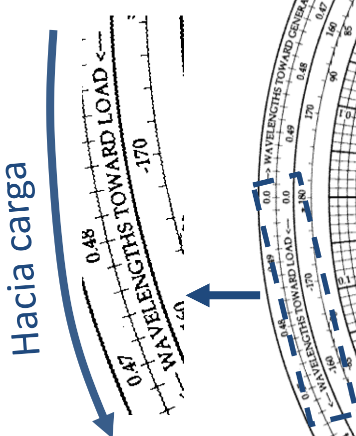
Miguel Durán-Sindreu

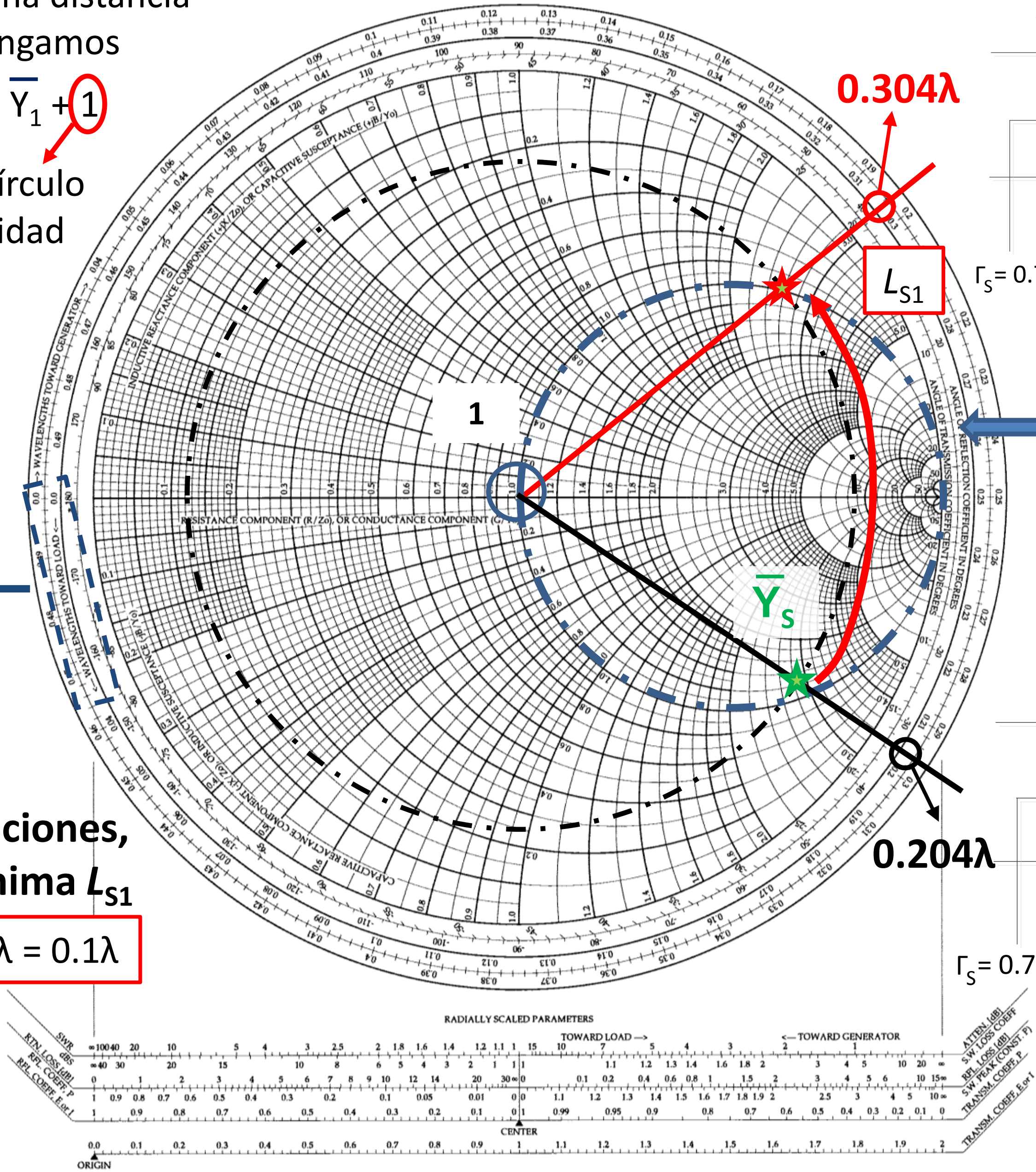
3. Desplazamos Γ_S una distancia L_{S1} tal que obtengamos

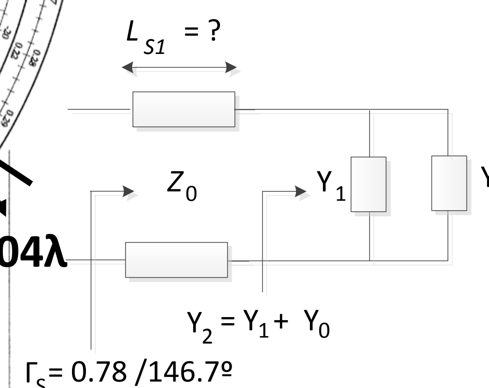
$Y_2 = Y_1 + Y_0 \rightarrow \overline{Y}_2 = \overline{Y}_1 + 1$

Hemos de cruzar el círculo de conductancia unidad









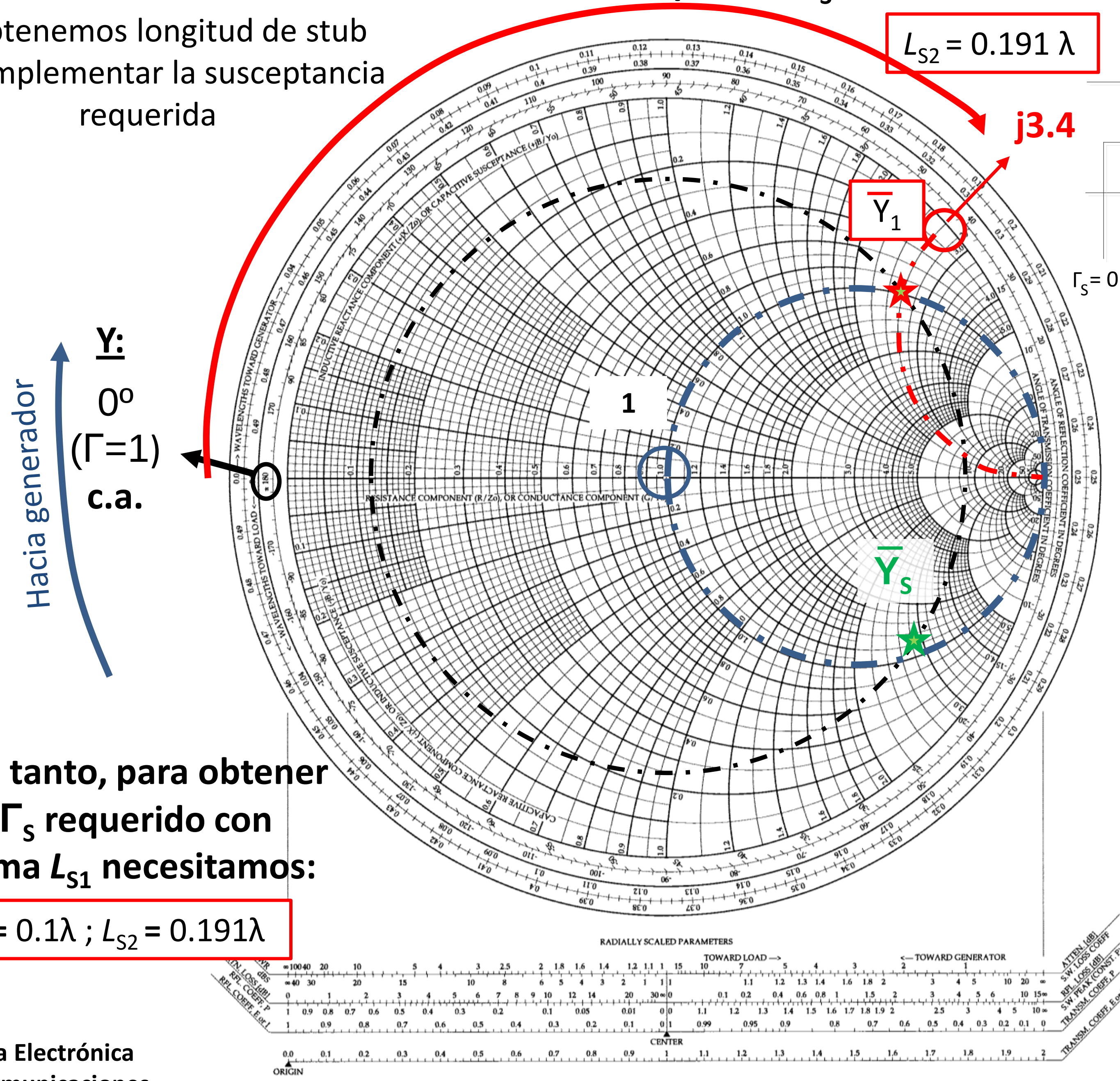
Tenemos dos soluciones, consideramos mínima L_{S1}

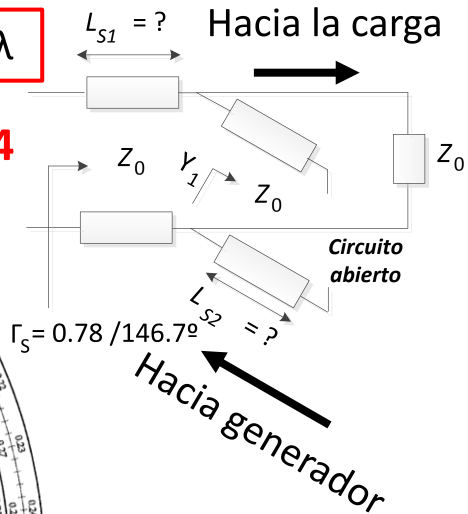
$L_{S1} = 0.304\lambda - 0.204\lambda = 0.1\lambda$

Lista 5: Problema 1, red de adaptación Γ_S con stub en c.a.

Miguel Durán-Sindreu

4. Obtenemos longitud de stub para implementar la susceptancia requerida





Por lo tanto, para obtener el Γ_S requerido con mínima L_{S1} necesitamos:

$L_{S1} = 0.1\lambda$; $L_{S2} = 0.191\lambda$

Universitat Autònoma de Barcelona

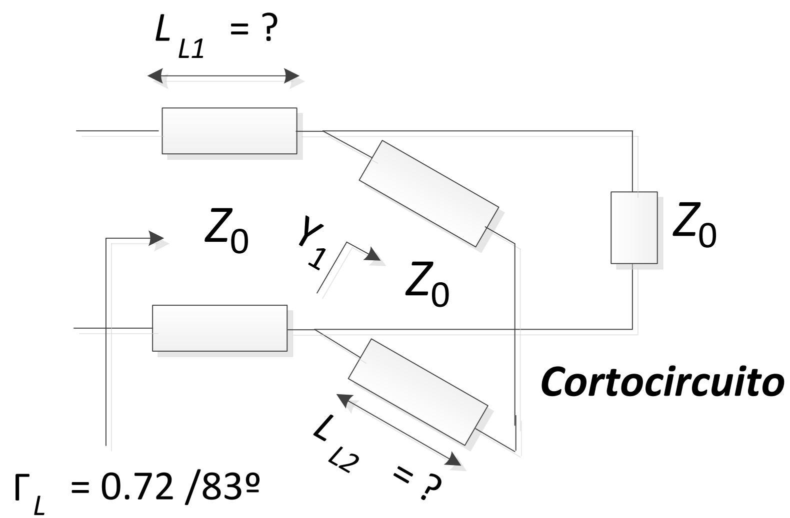
Escola d'Enginyeria, Departament d'Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Lista 5: Problema 2

Obtención de la red de adaptación a la salida mediante carta de Smith

2. Mediante la carta de Smith, obtener L_{L1} y L_{L2} para obtener el siguiente coeficiente de reflexión que cumple los requisitos del problema 2.

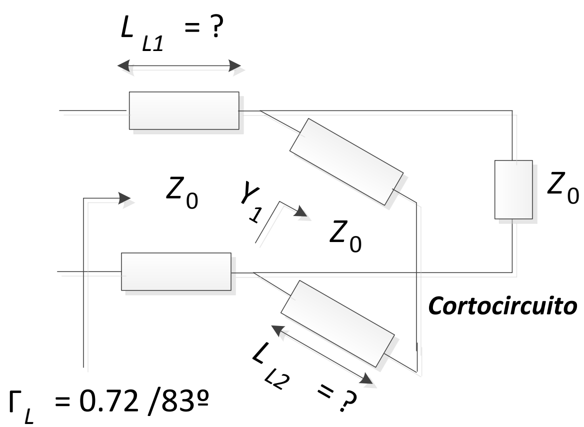


Miguel Durán-Sindreu

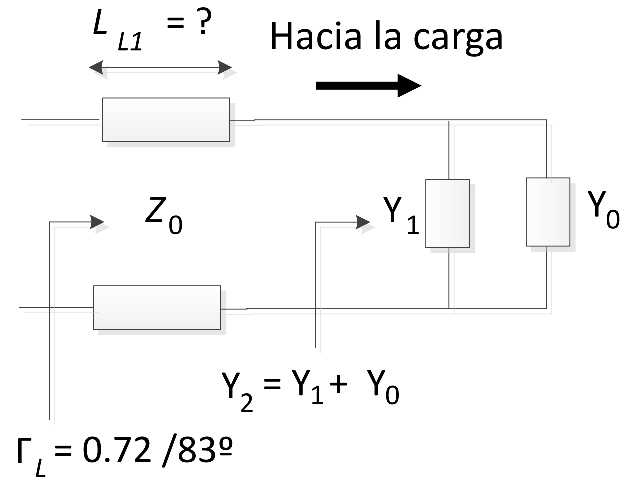
Curso 2012/2013

Lista 5: Problema 2, red de adaptación Γ_L con stub en c.c.

Miguel Durán-Sindreu



Trabajamos con admitancias ya que es más cómodo a la hora de tratar el paralelo



Impedancia de entrada Z_1 de una línea de longitud L_{L2} acabada en cortocircuito:

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tan(\beta L_{L2})}{Z_0 + jZ_L tan(\beta L_{L2})} \longrightarrow Z_1\Big|_{Z_L \to 0} = Z_0 j tan(\beta L_{L2})$$

$$\overline{Z_1}\Big|_{Z_L \to 0} = jtan(\beta L_{L2}) \qquad \overline{Y_1}\Big|_{Z_L \to 0} = -jcotan(\beta L_{L2})$$

Dado que Y_1 es puramente imaginario, la longitud L_{L1} deberá permitir desplazar Γ_L (hacia la carga) hasta el círculo de conductancia unidad, para poder satisfacer la condición:

$$Y_2 = Y_1 + Y_0 \rightarrow \overline{Y_2} = \overline{Y_1} + 1$$

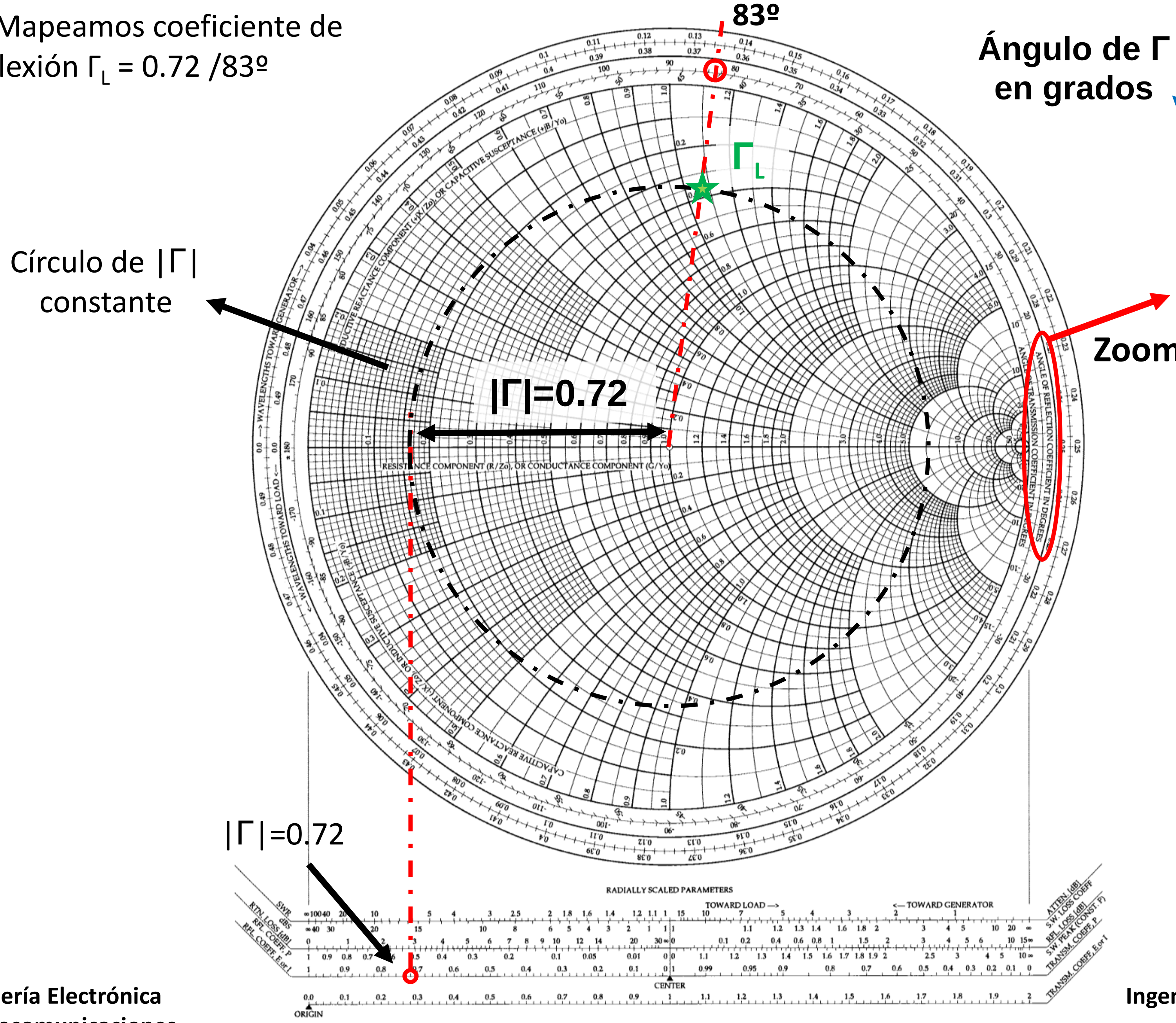
Posteriormente, mediante el stub en cortocircuito implementaremos la admitancia Y_1 mediante la distancia L_{L2}

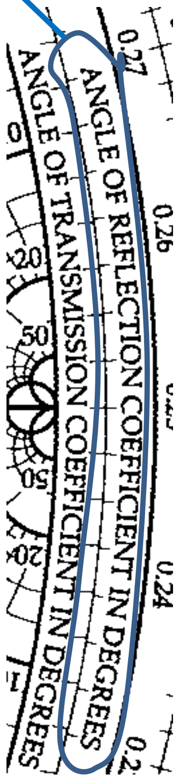
UAB

Lista 5: Problema 2, red de adaptación Γ_L con stub en c.c.

Miguel Durán-Sindreu

1. Mapeamos coeficiente de reflexión $\Gamma_L = 0.72\ /83º$





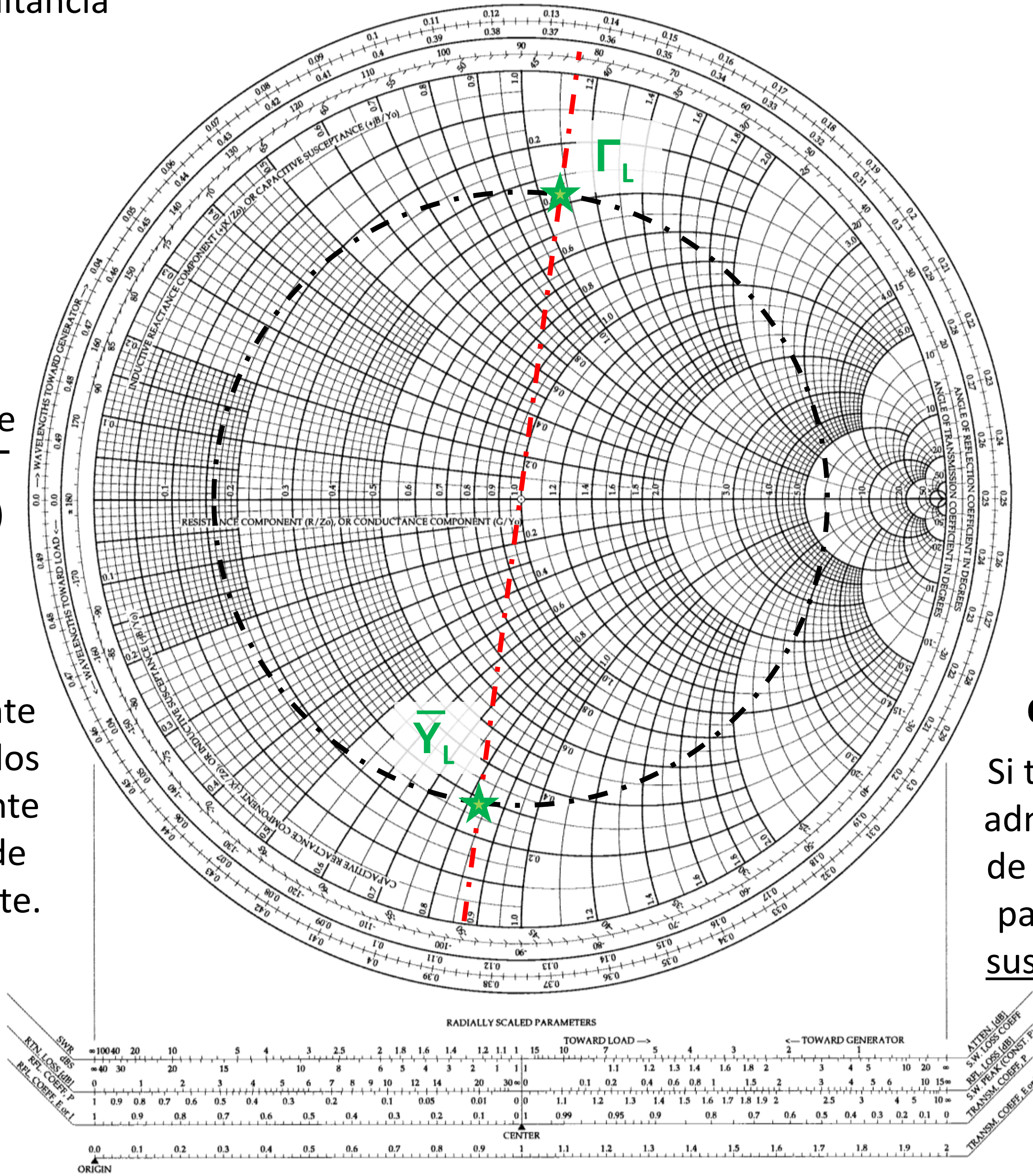
Lista 5: Problema 2, red de adaptación Γ_L con stub en c.c.

Miguel Durán-Sindreu

2. Obtenemos admitancia normalizada $\overline{Y_L}$

$$\overline{Y_L} = \frac{1}{\overline{Z_L}}$$

Pasamos de impedancia a admitancia mediante un giro de 180º en Γ (media carta Smith)



Trabajamos en admitancias ya que nos será más cómodo a la hora de trabajar con el stub en paralelo

Consecuencias I:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de resistencia constante pasan a ser círculos de <u>conductancia</u> constante.

Consecuencias II:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de reactancia constante pasan a ser círculos de <u>susceptancia</u> constante.

Lista 5: Problema 2, red de adaptación Γ_L con stub en c.c.

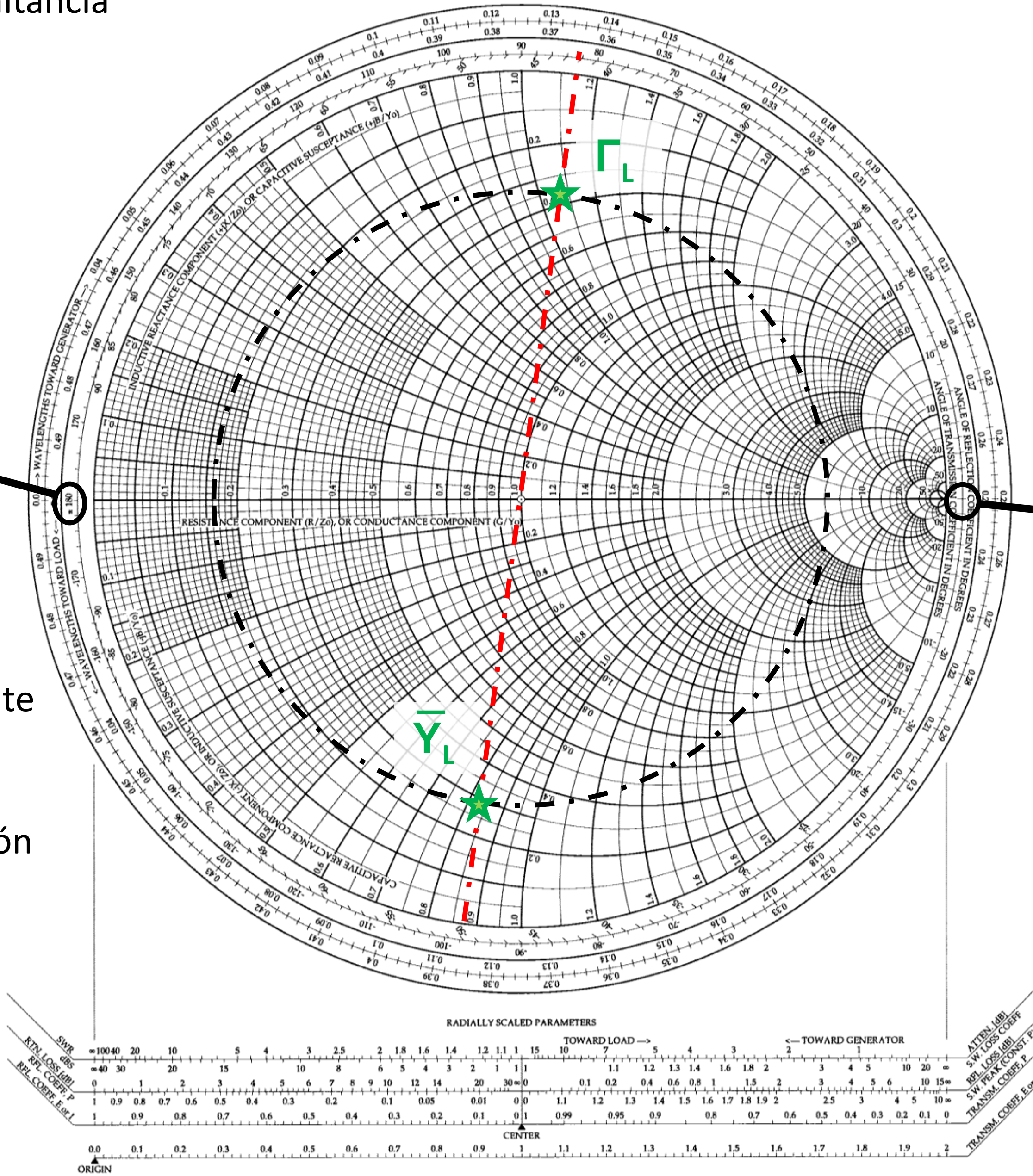
Miguel Durán-Sindreu

2. Obtenemos admitancia normalizada $\overline{Y_L}$

$$\overline{Y_L} = \frac{1}{\overline{Z_L}}$$

Z: ±180º (Γ=-1) **c.c.**

Y: 0º (Γ=1) **c.a.**



Z: 0º (Γ=1) **c.a.**

Y: ±180º (Γ=-1) **c.c.**

Consecuencias III:

Si trabajamos mediante admitancias, la polaridad del coeficiente de reflexión también se invierte

c.a.→c.c.

c.c. → c.a.

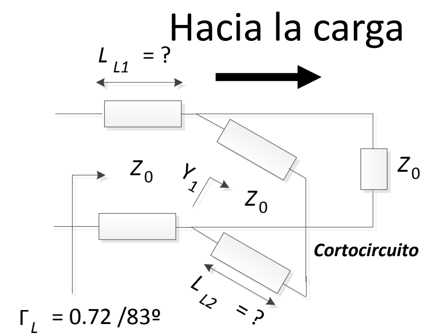
Lista 5: Problema 2, red de adaptación Γ_L con stub en c.c.

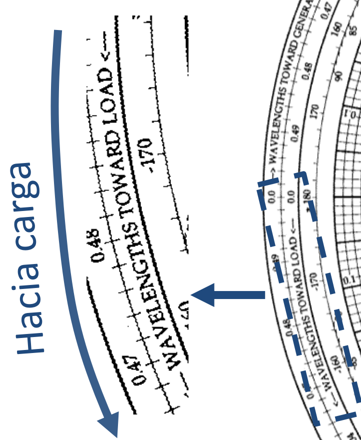
Miguel Durán-Sindreu

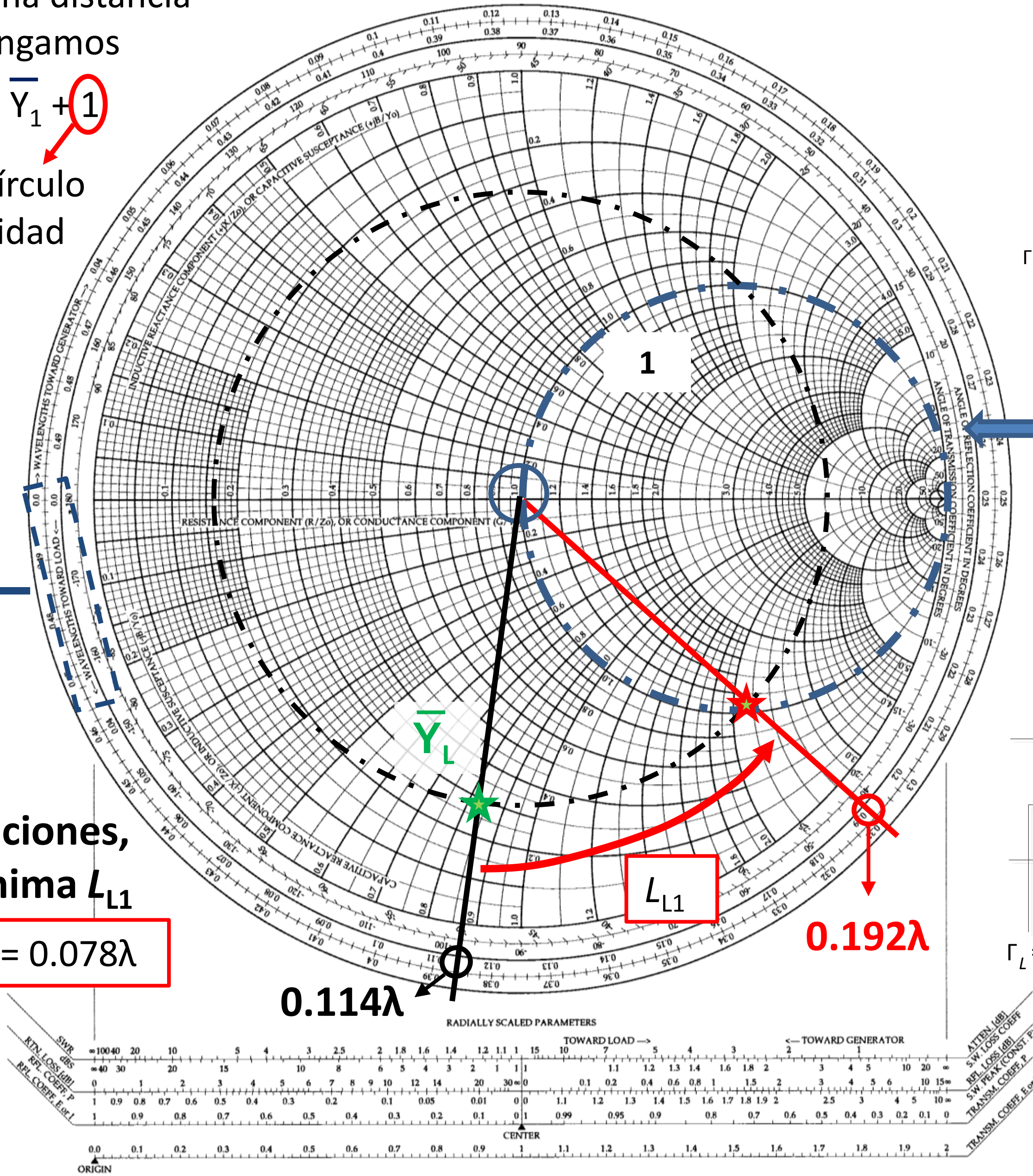
3. Desplazamos Γ_L una distancia L_{L1} tal que obtengamos

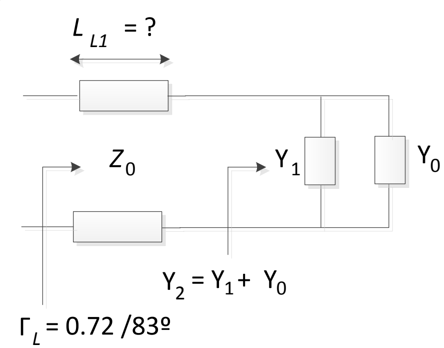
$$Y_2 = Y_1 + Y_0 \rightarrow \overline{Y}_2 = \overline{Y}_1 + 1$$

Hemos de cruzar el círculo de conductancia unidad









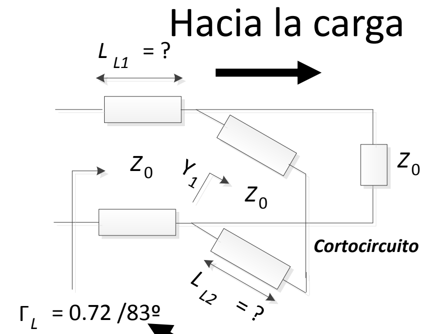
Tenemos dos soluciones, consideramos mínima L_{L1}

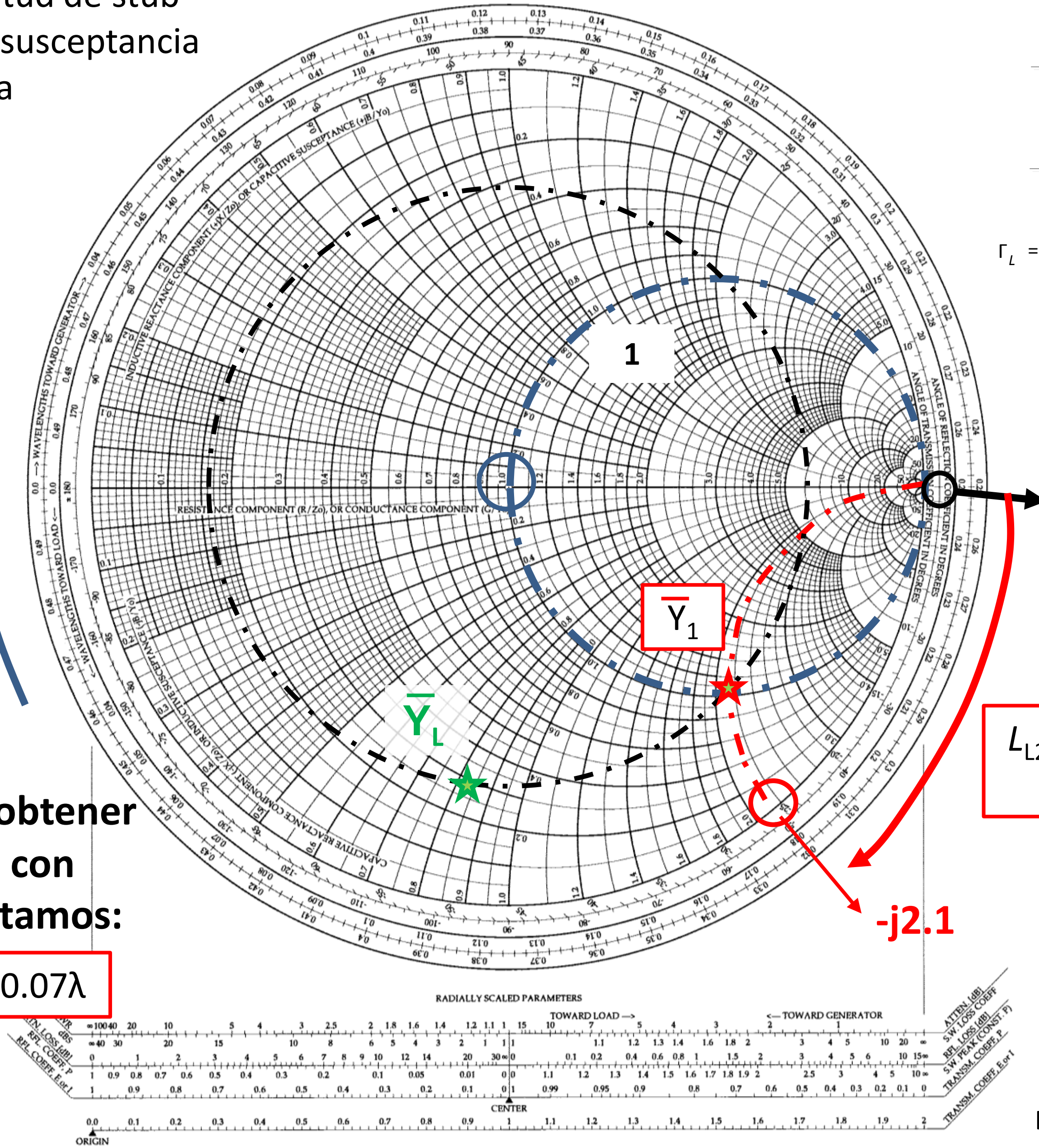
$$\boxed{L_{L1} = 0.192\lambda - 0.114\lambda = 0.078\lambda}$$

Lista 5: Problema 2, red de adaptación Γ_L con stub en c.c.

Miguel Durán-Sindreu

4. Obtenemos longitud de stub para implementar la susceptancia requerida





L_{L2} = 0.32λ-0.25 λ = 0.07 λ

Por lo tanto, para obtener el Γ_L requerido con mínima L_{L1} necesitamos:

L_{L1} = 0.078λ ; L_{L2} = 0.07λ

Miguel Durán-Sindreu

UAB

Universitat Autònoma de Barcelona

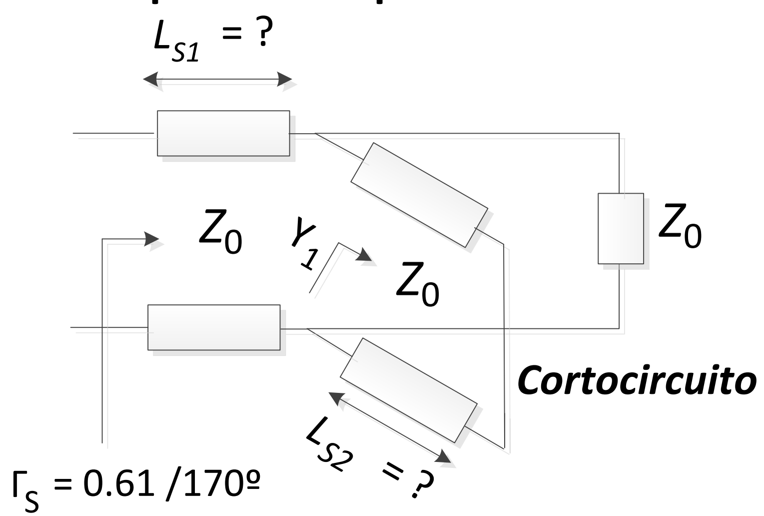
Escola d'Enginyeria, Departament d'Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Lista 5: Problema 2

Obtención de la red de adaptación a la entrada mediante carta de Smith

2. Mediante la carta de Smith, obtener L_{S1} y L_{S2} para obtener el siguiente coeficiente de reflexión que cumple los requisitos del problema 2.

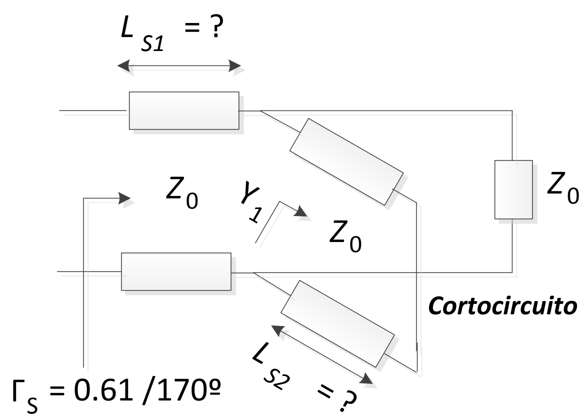


Miguel Durán-Sindreu

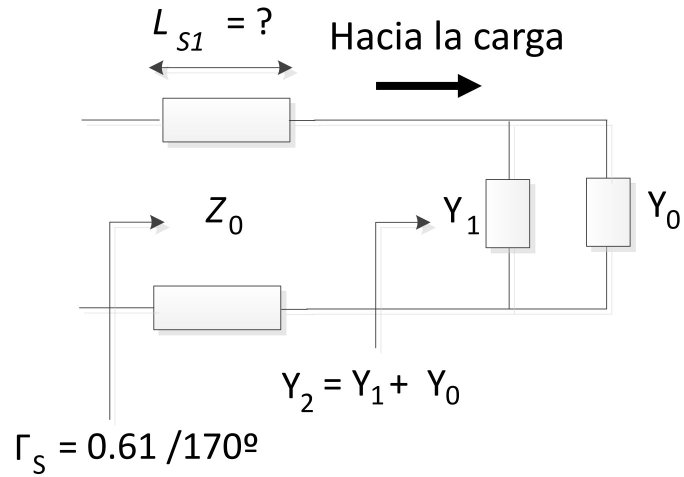
Curso 2012/2013

Lista 5: Problema 2, red de adaptación Γ_S con stub en c.c.

Miguel Durán-Sindreu



Trabajamos con admitancias ya que es más cómodo a la hora de tratar el paralelo



Impedancia de entrada Z_1 de una línea de longitud L_{L2} acabada en cortocircuito:

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tan(\beta L_{S2})}{Z_0 + jZ_L tan(\beta L_{S2})} \longrightarrow Z_1\Big|_{Z_L \to 0} = Z_0 j tan(\beta L_{S2})$$

$$\overline{Z_1}\Big|_{Z_L \to 0} = j tan(\beta L_{S2}) \qquad \bar{Y_1}\Big|_{Z_L \to 0} = -j cotan(\beta L_{S2})$$

Dado que Y_1 es puramente imaginario, la longitud L_{S1} deberá permitir desplazar Γ_S (hacia la carga) hasta el círculo de conductancia unidad, para poder satisfacer la condición:

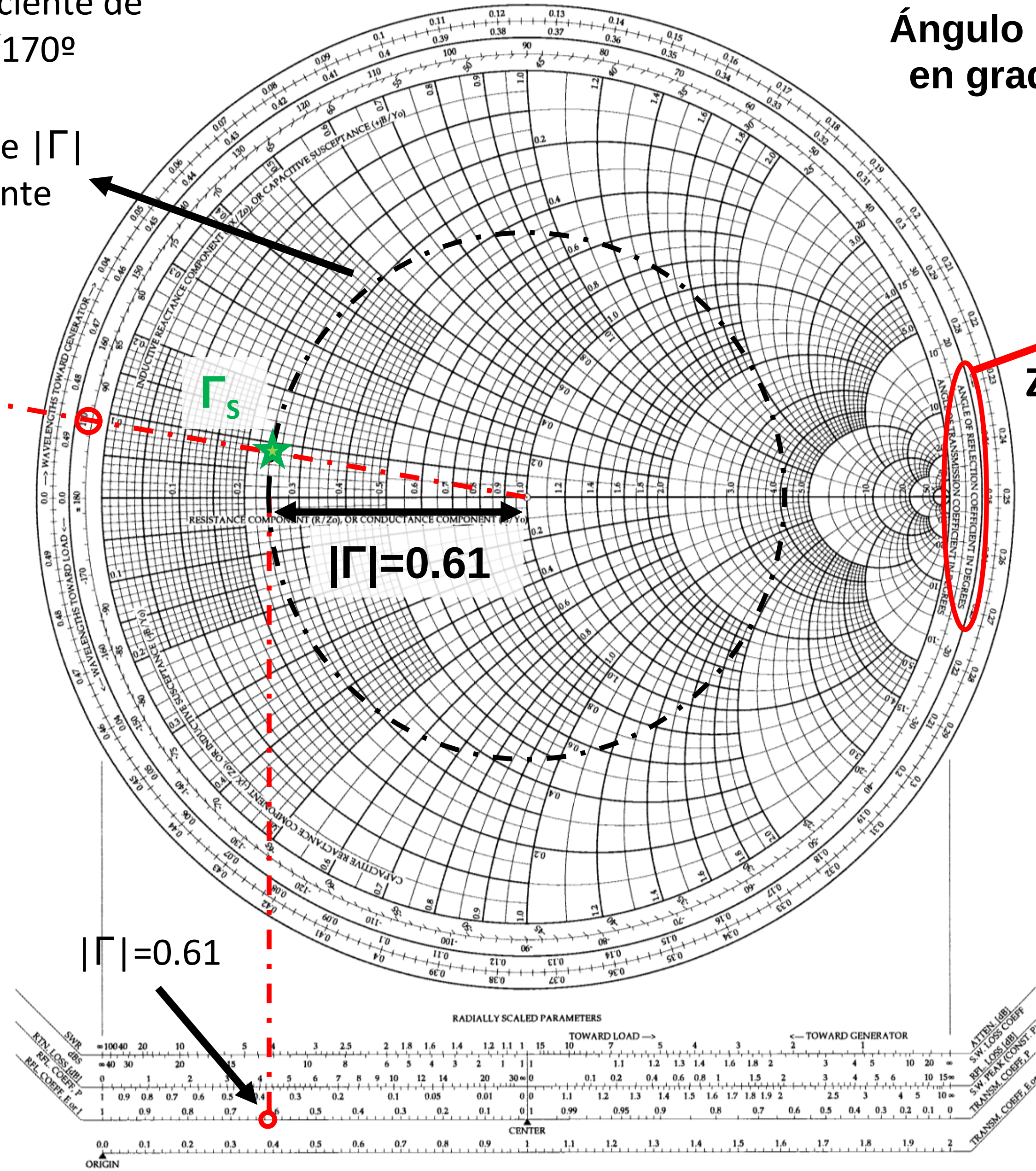
$$Y_2 = Y_1 + Y_0 \rightarrow \overline{Y_2} = \overline{Y_1} + 1$$

Posteriormente, mediante el stub en cortocircuito implementaremos la admitancia Y_1 mediante la distancia L_{S2}

Lista 5: Problema 2, red de adaptación Γ_S con stub en c.c.

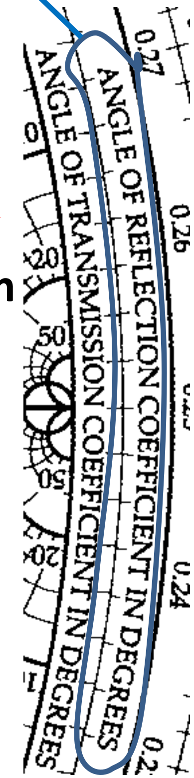
Miguel Durán-Sindreu

1. Mapeamos coeficiente de reflexión $\Gamma_S = 0.61 \angle 170º$



Zoom

Ángulo de Γ en grados



Lista 5: Problema 2, red de adaptación Γ_S con stub en c.c.

Miguel Durán-Sindreu

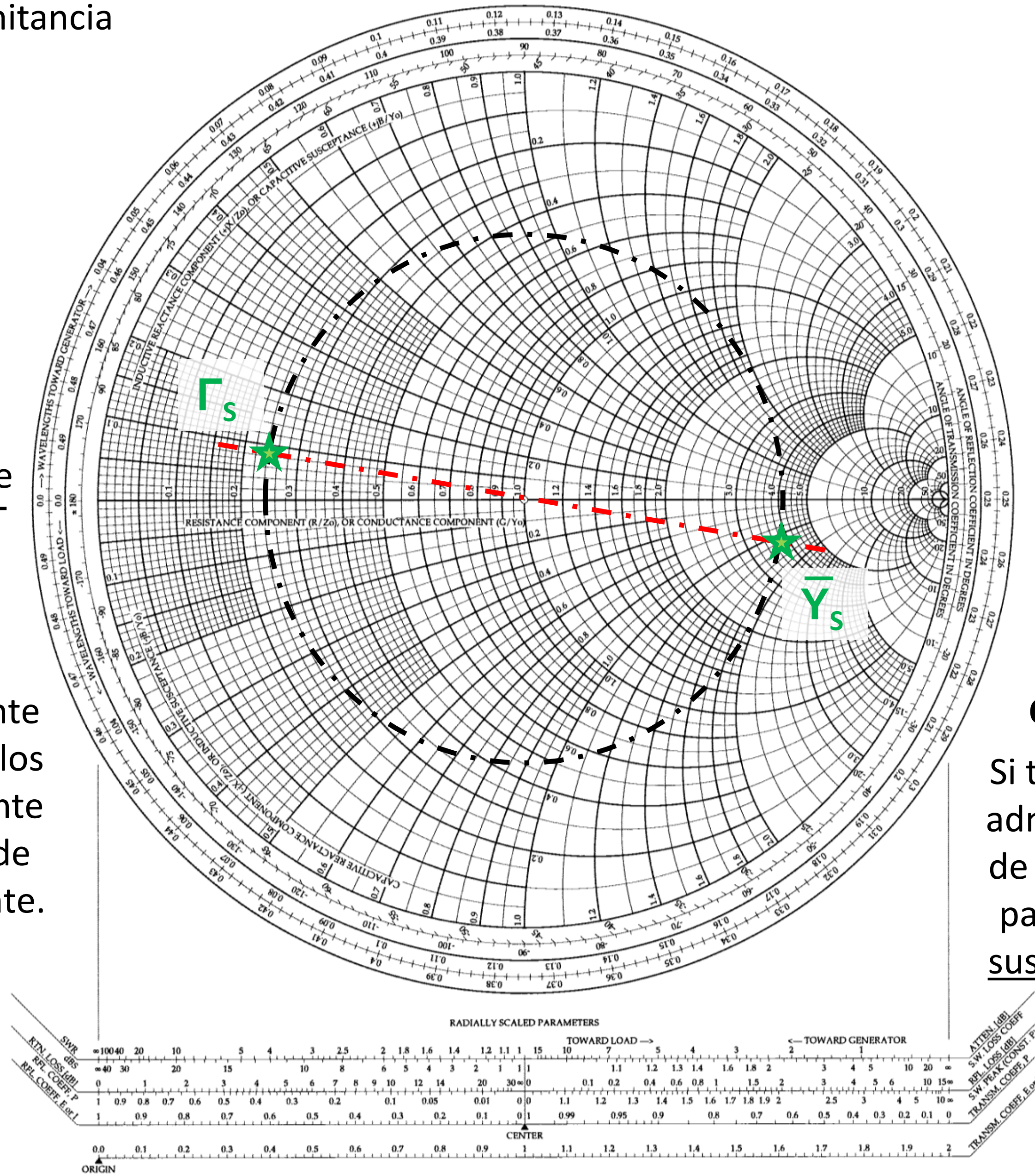
2. Obtenemos admitancia normalizada $\overline{Y_S}$

$$\overline{Y_S} = \frac{1}{\overline{Z_S}}$$

Pasamos de impedancia a admitancia mediante un giro de 180º en Γ (media carta Smith)

Consecuencias I:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de resistencia constante pasan a ser círculos de <u>conductancia</u> constante.



Trabajamos en admitancias ya que nos será más cómodo a la hora de trabajar con el stub en paralelo

Consecuencias II:

Si trabajamos mediante admitancias, los círculos de reactancia constante pasan a ser círculos de <u>susceptancia</u> constante.

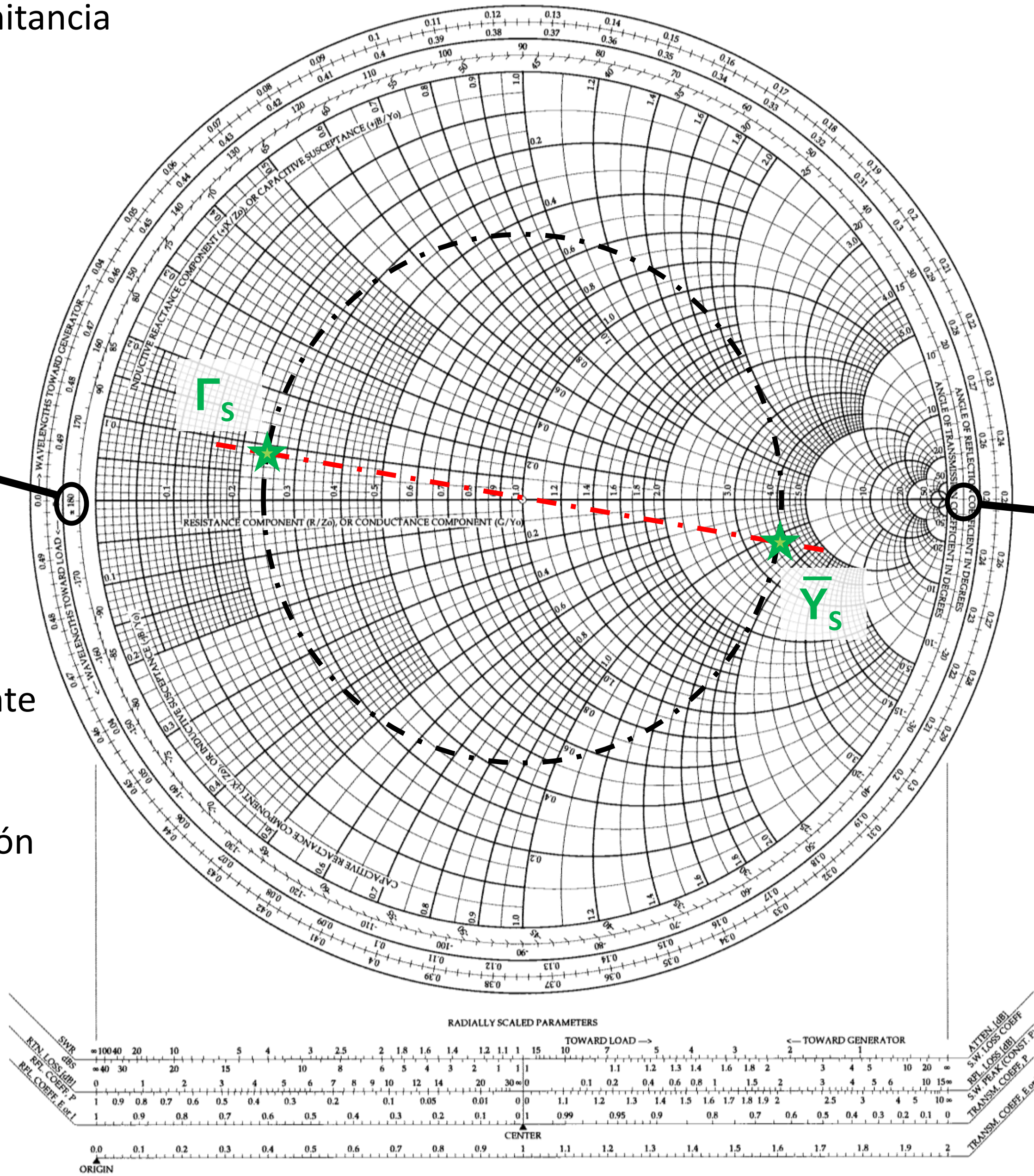
Lista 5: Problema 2, red de adaptación Γ_S con stub en c.c.

Miguel Durán-Sindreu

2. Obtenemos admitancia normalizada $\overline{Y_S}$

$$\overline{Y_S} = \frac{1}{\overline{Z_S}}$$

Z:	**Y:**
±180º	0º
(Γ=-1)	(Γ=1)
c.c.	**c.a.**



Z:	**Y:**
0º	±180º
(Γ=1)	(Γ=-1)
c.a.	**c.c.**

Consecuencias III:

Si trabajamos mediante admitancias, la polaridad del coeficiente de reflexión también se invierte

c.a.→c.c.

c.c. → c.a.

UAB

Lista 5: Problema 2, red de adaptación Γ_S con stub en c.c.

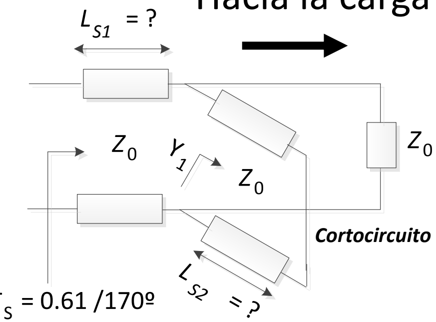
Miguel Durán-Sindreu

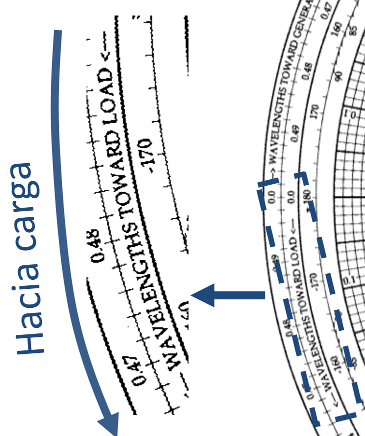
3. Desplazamos Γ_S una distancia L_{S1} tal que obtengamos

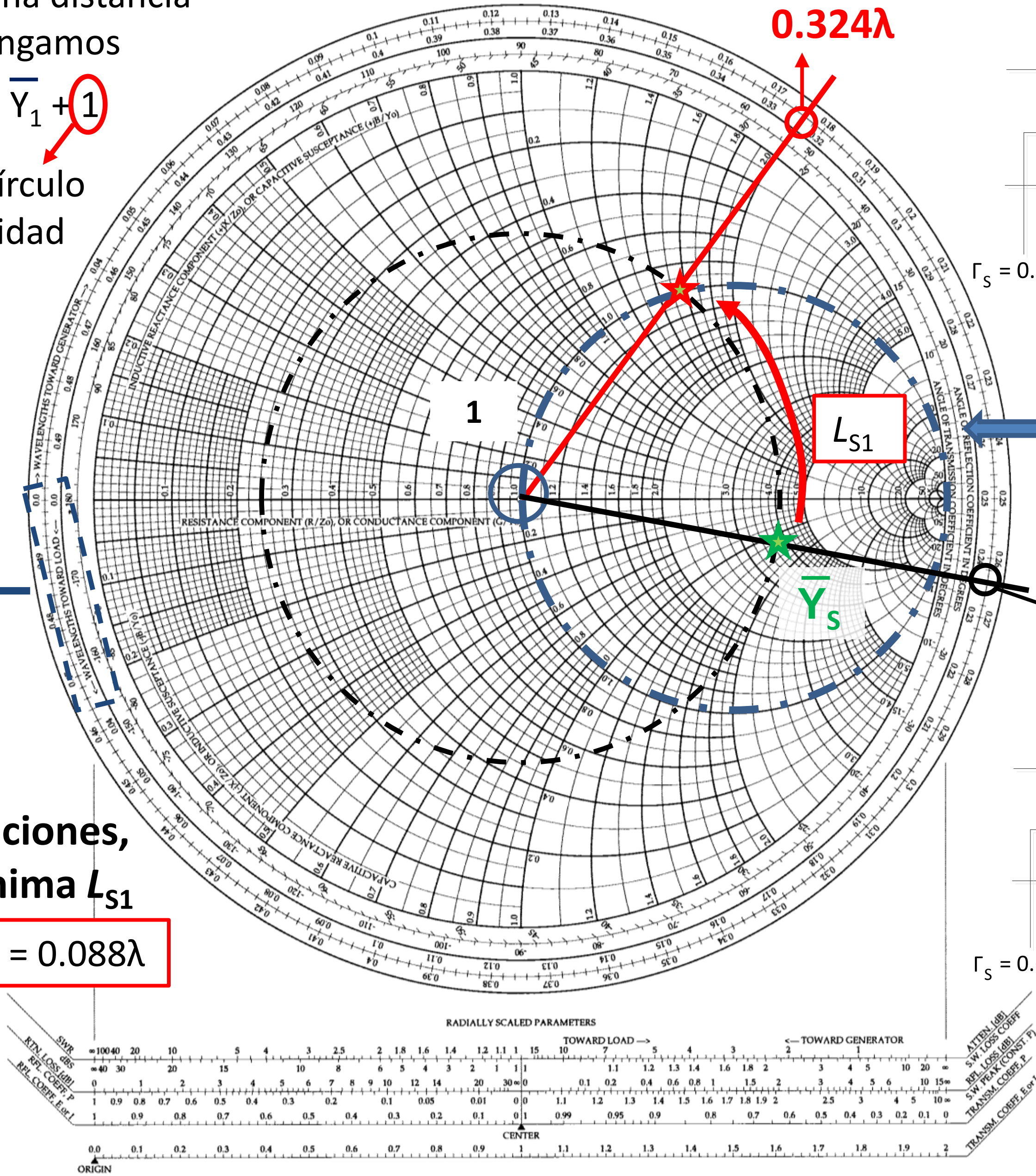
$$Y_2 = Y_1 + Y_0 \rightarrow \overline{Y}_2 = \overline{Y}_1 + 1$$

Hemos de cruzar el círculo de conductancia unidad

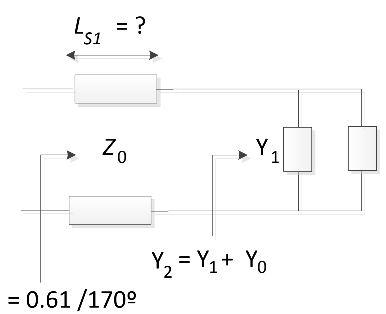
Hacia la carga







Círculo conductancia unidad



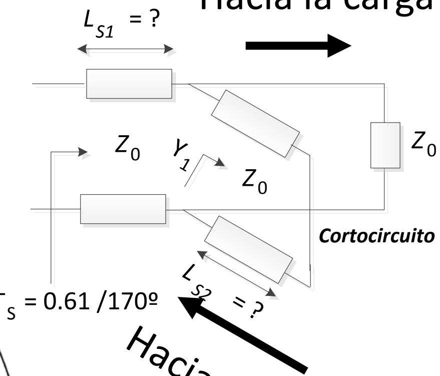
Tenemos dos soluciones, consideramos mínima L_{S1}

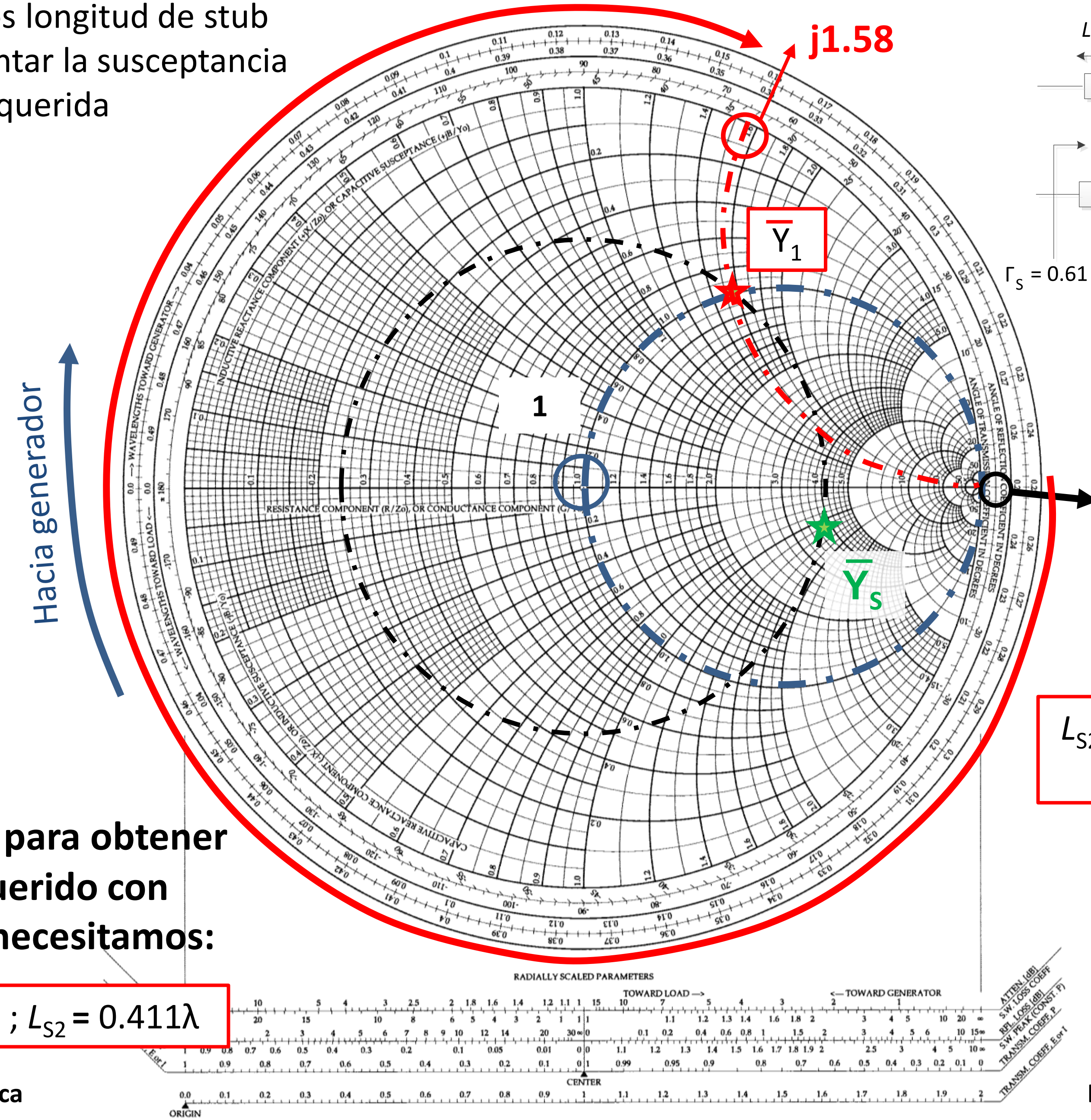
$$\boxed{L_{S1} = 0.324\lambda - 0.236\lambda = 0.088\lambda}$$

Lista 5: Problema 2, red de adaptación Γ_S con stub en c.c.

Miguel Durán-Sindreu

4. Obtenemos longitud de stub para implementar la susceptancia requerida





$L_{S2} = 0.25\lambda + 0.161\,\lambda = 0.411\,\lambda$

Por lo tanto, para obtener el Γ_S requerido con mínima L_{S1} necesitamos:

$L_{S1} = 0.088\lambda$; $L_{S2} = 0.411\lambda$

Universitat Autònoma de Barcelona

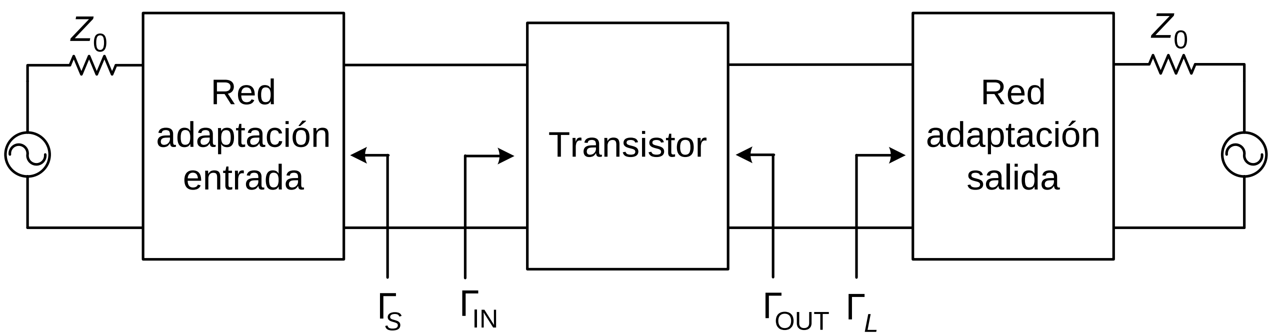
Escola d'Enginyeria, Departament d'Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Lista 5: Problema 3

3. Diseñar un amplificador con una ganancia de 10 dB a 6 GHz. Representar los círculos de ganancia para G_s = 1 dB y G_L = 2 dB. Diseñar las redes de adaptación mediante stubs en circuito abierto. La matriz del transistor a 6 GHz es:

$$S_{11} = 0.61 < -170^{\circ} \quad S_{12} = 0 \quad S_{21} = 2.24 < 32^{\circ} \quad S_{22} = 0.72 < -83^{\circ}$$



Miguel Durán-Sindreu

Ingeniería Electrónica de Telecomunicaciones

Curso 2012/2013

Ingeniería Radiofrecuencia y Microondas

El centro y radio de los círculos de ganancia de fuente (G_s) y de carga (G_L) constante se pueden obtener como:

$$< C_s =< S_{11}{}^*$$

$$g_s = \frac{G_s}{G_{s\,max}} = 0.79 \quad C_s = \frac{g_s S_{11}{}^*}{1-(1-g_s)|S_{11}|^2} = 0.52 < 170º \quad R_s = \frac{\sqrt{1-g_s}(1-|S_{11}|^2)}{1-(1-g_s)|S_{11}|^2} = 0.31$$

$$< C_L =< S_{22}{}^*$$

$$g_L = \frac{G_L}{G_{L\,max}} = 0.76 \quad C_L = \frac{g_L S_{22}{}^*}{1-(1-g_L)|S_{22}|^2} = 0.63 < 83º \quad R_L = \frac{\sqrt{1-g_L}(1-|S_{22}|^2)}{1-(1-g_L)|S_{22}|^2} = 0.27$$

Donde para calcularlos se ha considerado los cálculos de ganancia máxima unilateral (se cumple S_{12} = 0) obtenidos en el problema 2 y las ganancias G_s y G_L exigidas en las propias especificaciones del problema 3:

$$G_{s\,\mathrm{max}\,uni} = \frac{1}{1-|\mathrm{S}_{11}|^2} = 1.59 \rightarrow 2\,dB \qquad G_o = |S_{21}|^2 = 5.01 \rightarrow 7\,dB$$

$$G_{L\,\mathrm{max}\,uni} = \frac{1}{1-|\mathrm{S}_{22}|^2} = 2.07 \rightarrow 3.2\,dB$$

$$\text{Especificaciones: } G_s = 1\,dB \rightarrow 1.26 \qquad G_L = 2\,dB \rightarrow 1.58$$

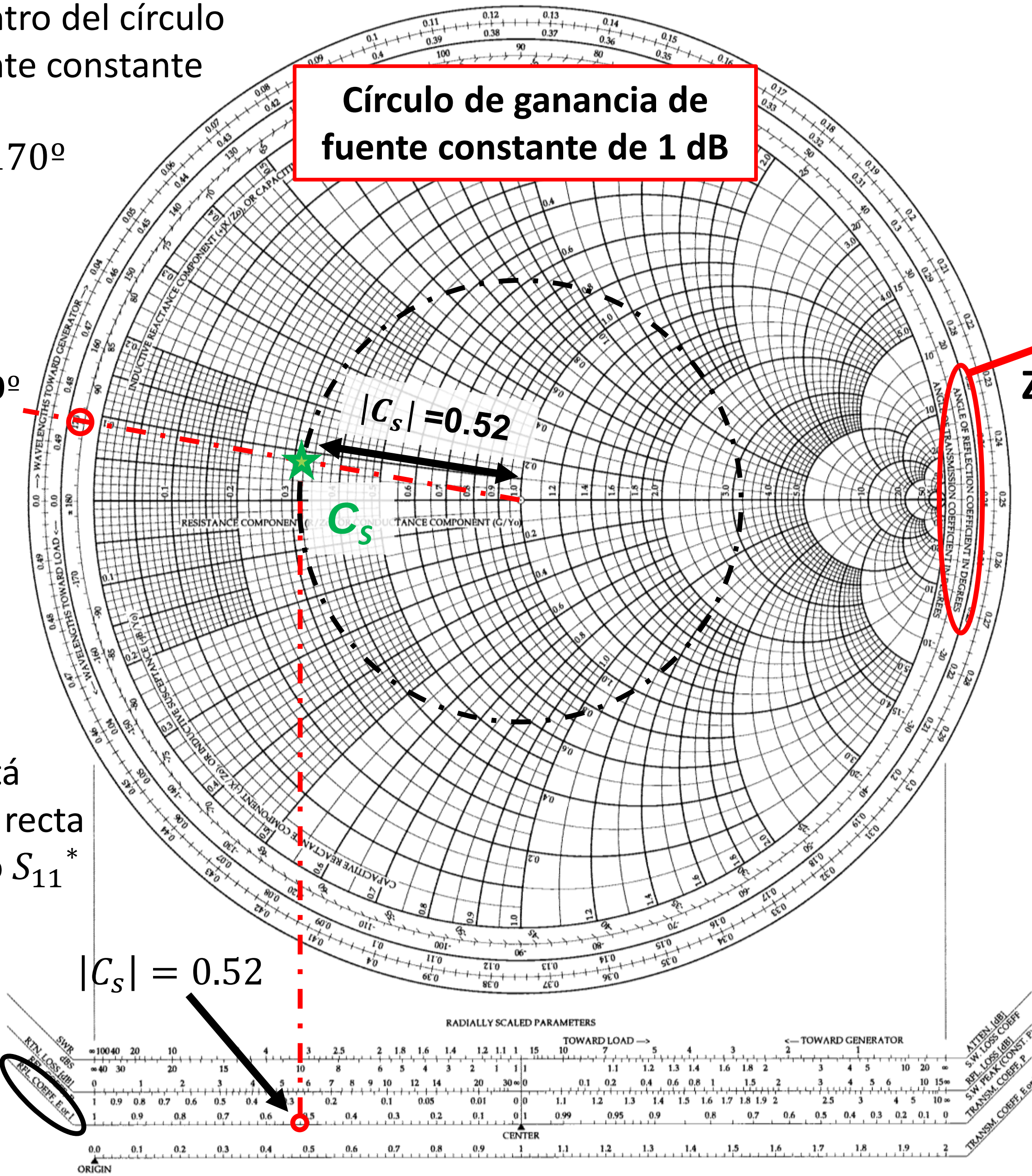
Lista 5: Problema 3, círculos de ganancia constante en Smith

Miguel Durán-Sindreu

1. Mapeamos el centro del círculo de ganancia de fuente constante

$$C_s = 0.52 < 170º$$

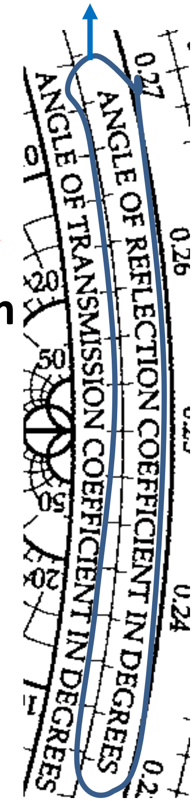
$$< \boldsymbol{C_s} = \mathbf{170º}$$



El centro C_s está contenidos en una recta dada por el ángulo S_{11}^*

Ángulo de Γ en grados

Zoom

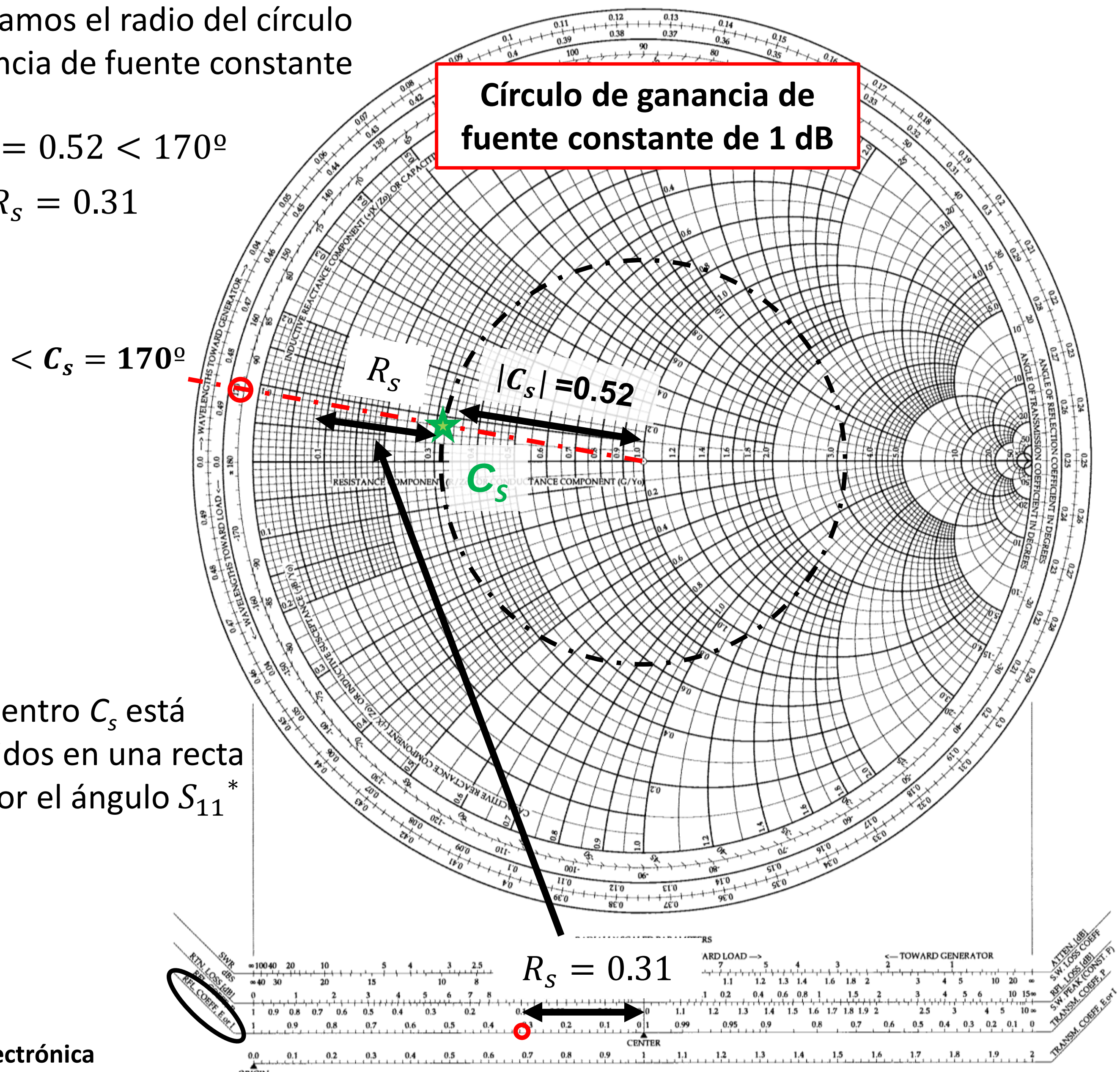


Miguel Durán-Sindreu

2. Mapeamos el radio del círculo de ganancia de fuente constante

$$C_s = 0.52 < 170º$$

$$R_s = 0.31$$



El centro C_s está contenidos en una recta dada por el ángulo $S_{11}{}^*$

Lista 5: Problema 3, círculos de ganancia constante en Smith

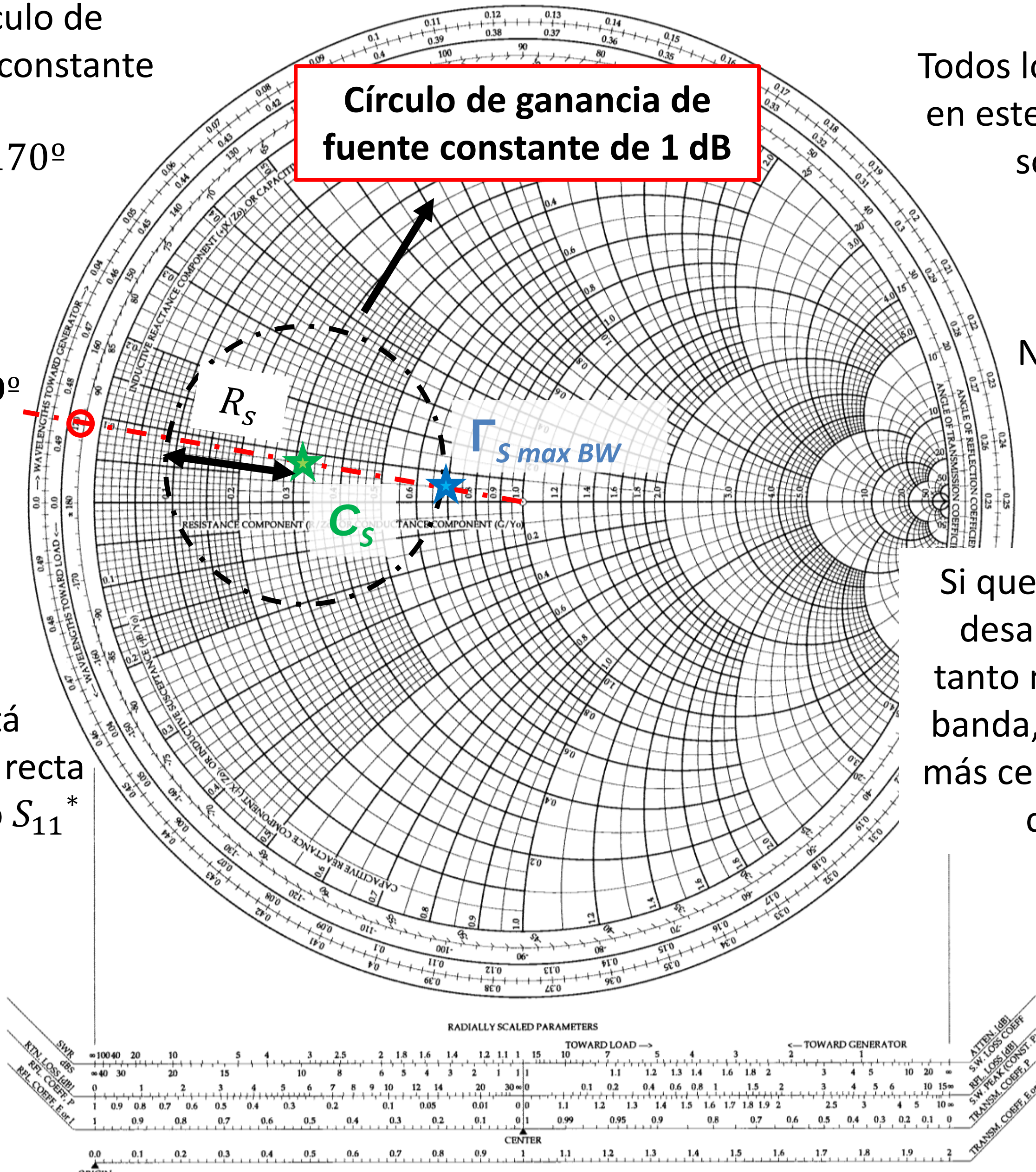
Miguel Durán-Sindreu

3. Mapeamos el círculo de ganancia de fuente constante

$C_s = 0.52 < 170º$

$R_s = 0.31$

$< C_s = 170º$



Todos los puntos contenidos en este círculo son posibles soluciones de Γ_s

NO hay una solución única de Γ_s

Si queremos minimizar la desadaptación y por lo tanto maximizar ancho de banda, cogeremos el valor más cercano al centro de la carta de Smith

El centro C_s está contenidos en una recta dada por el ángulo $S_{11}{}^*$

Lista 5: Problema 3, círculos de ganancia constante en Smith

Miguel Durán-Sindreu

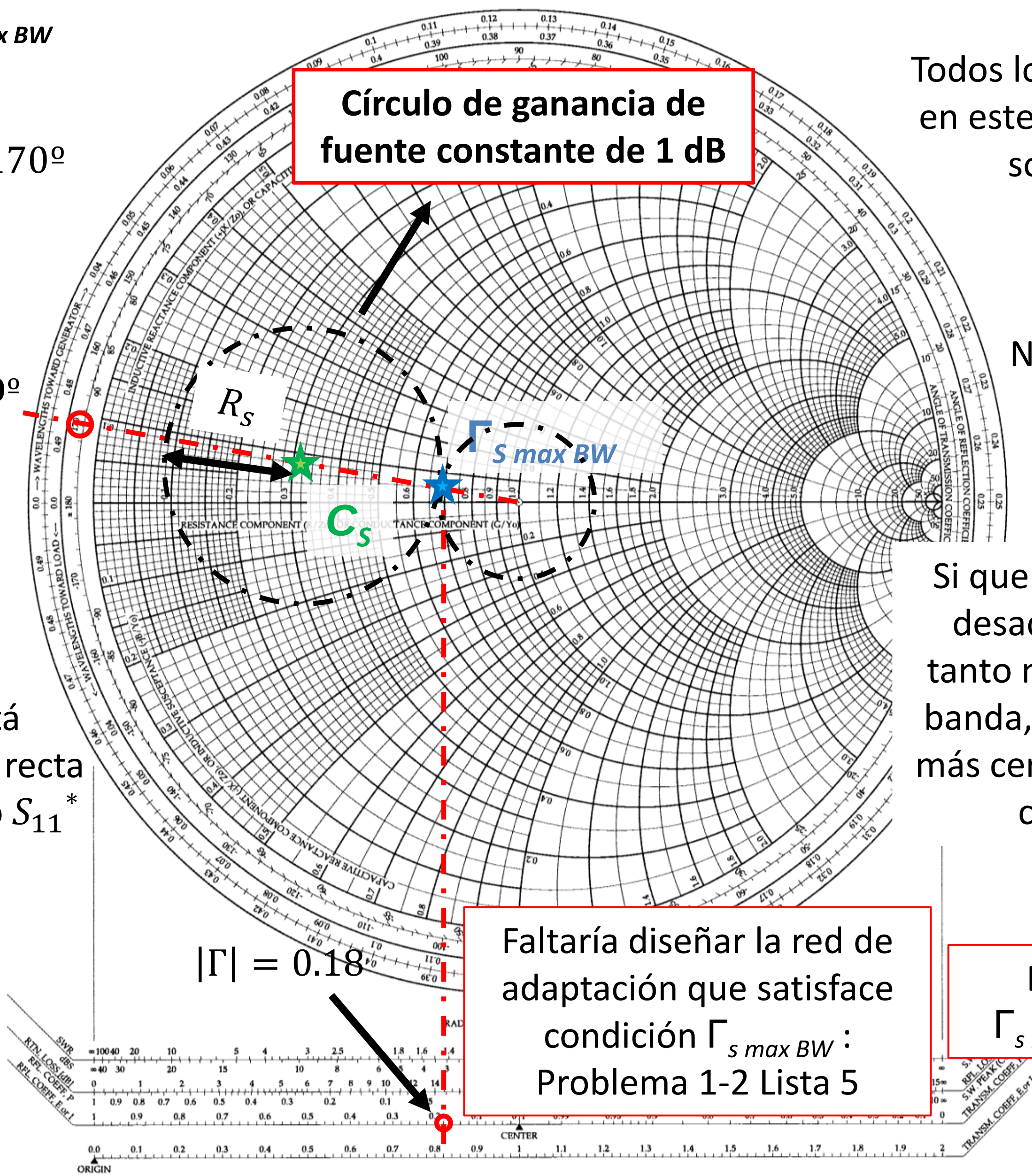
4. Obtenemos $\Gamma_{s\ max\ BW}$

$C_s = 0.52 < 170º$

$R_s = 0.31$

$< C_s = 170º$

El centro C_s está contenidos en una recta dada por el ángulo $S_{11}{}^*$



Faltaría diseñar la red de adaptación que satisface condición $\Gamma_{s\ max\ BW}$: Problema 1-2 Lista 5

Todos los puntos contenidos en este círculo son posibles soluciones de Γ_s

NO hay una solución única de Γ_s

Si queremos minimizar la desadaptación y por lo tanto maximizar ancho de banda, cogeremos el valor más cercano al centro de la carta de Smith

En nuestro caso:
$\Gamma_{s\ max\ BW} = 0.18 < 170º$

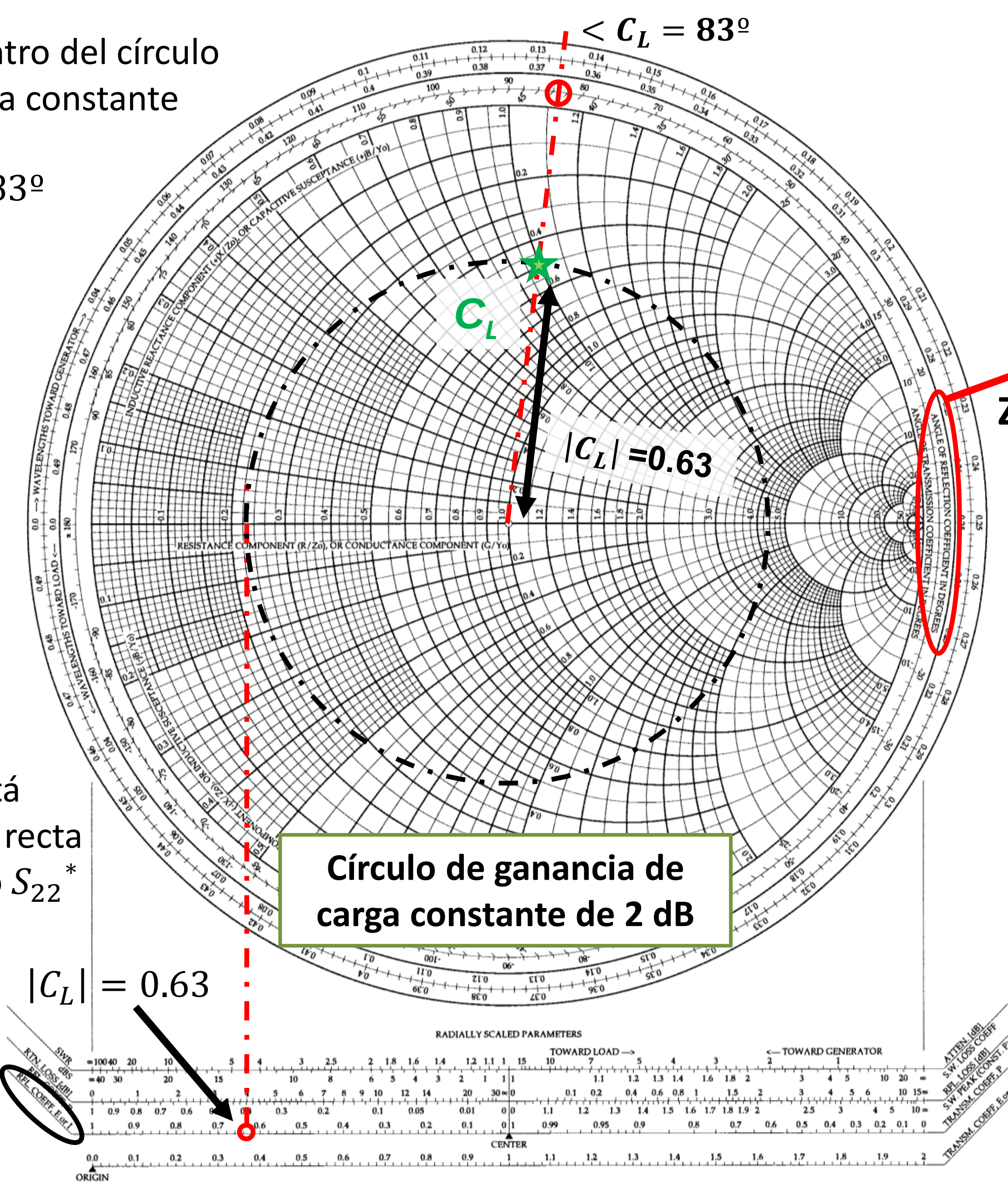
Lista 5: Problema 3, círculos de ganancia constante en Smith

Miguel Durán-Sindreu

5. Mapeamos el centro del círculo de ganancia de carga constante

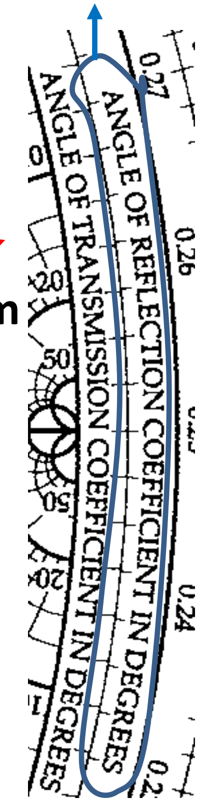
$$C_L = 0.63 < 83º$$

El centro C_L está contenidos en una recta dada por el ángulo $S_{22}{}^*$



Zoom

Ángulo de Γ en grados



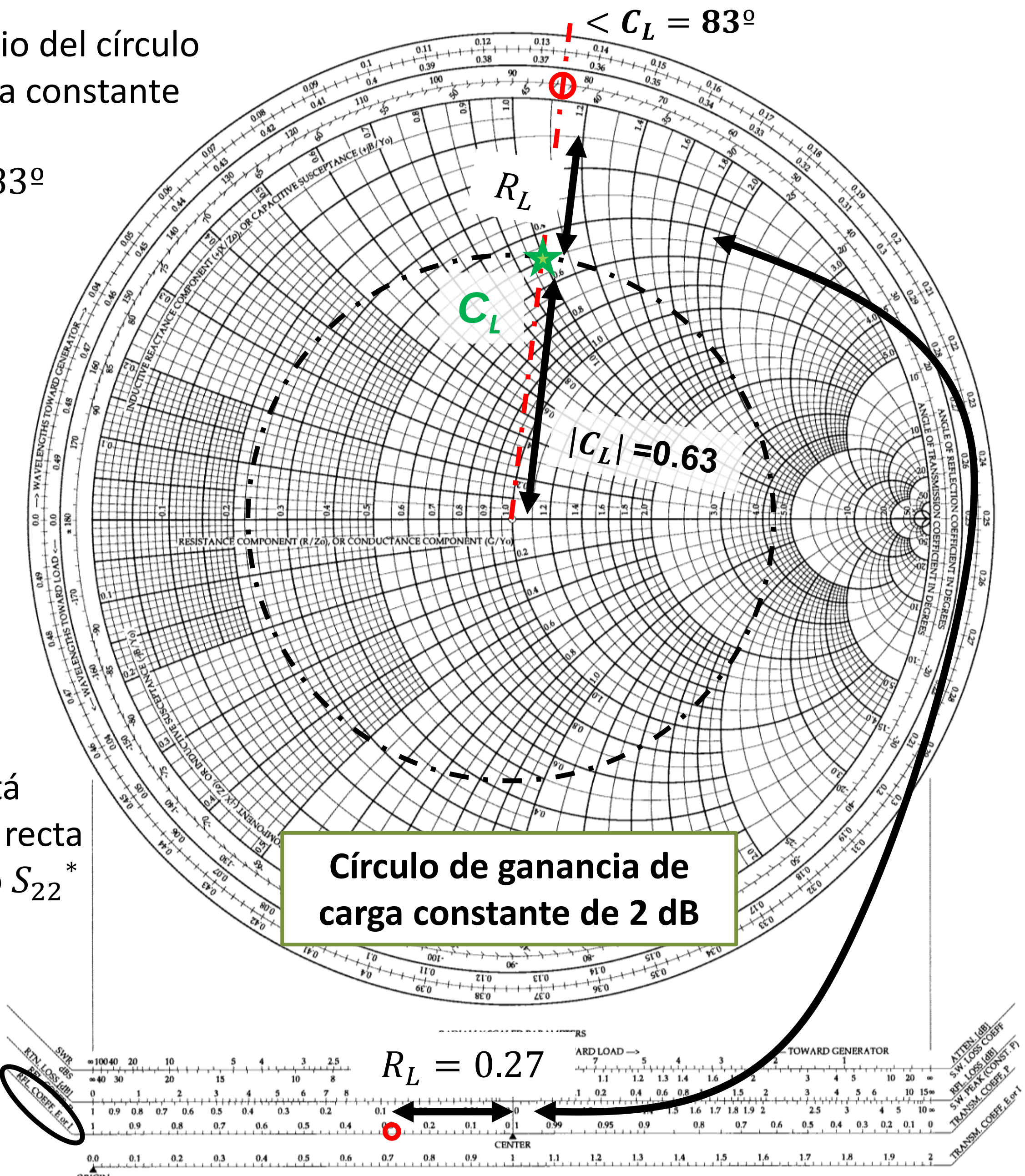
Lista 5: Problema 3, círculos de ganancia constante en Smith

Miguel Durán-Sindreu

6. Mapeamos el radio del círculo de ganancia de carga constante

$C_L = 0.63 < 83º$

$R_L = 0.27$



El centro C_L está contenidos en una recta dada por el ángulo $S_{22}{}^*$

Círculo de ganancia de carga constante de 2 dB

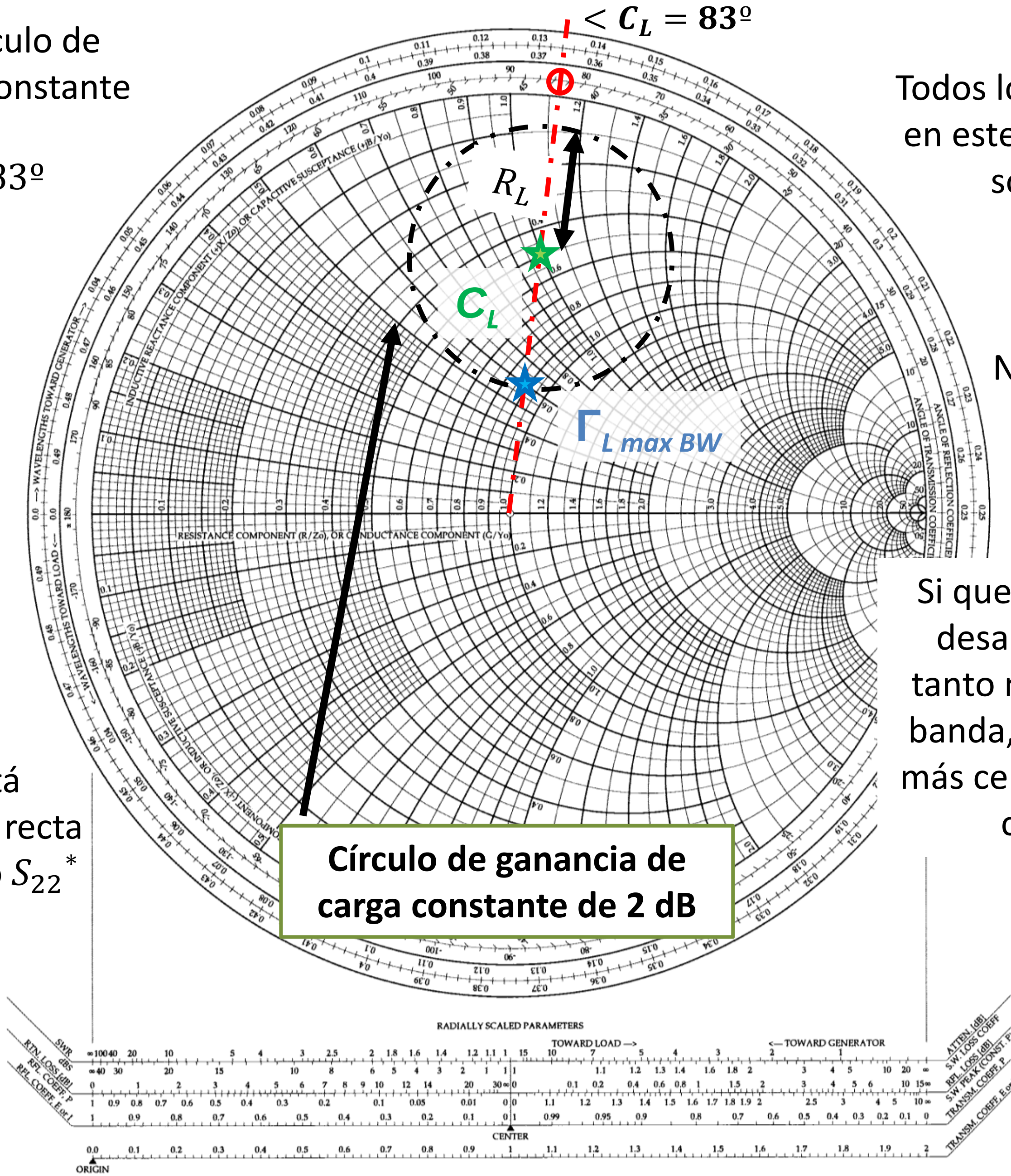
Lista 5: Problema 3, círculos de ganancia constante en Smith

Miguel Durán-Sindreu

7. Mapeamos el círculo de ganancia de carga constante

$C_L = 0.63 < 83º$

$R_L = 0.27$



El centro C_L está contenidos en una recta dada por el ángulo $S_{22}{}^*$

Todos los puntos contenidos en este círculo son posibles soluciones de Γ_L

NO hay una solución única de Γ_L

Si queremos minimizar la desadaptación y por lo tanto maximizar ancho de banda, cogeremos el valor más cercano al centro de la carta de Smith

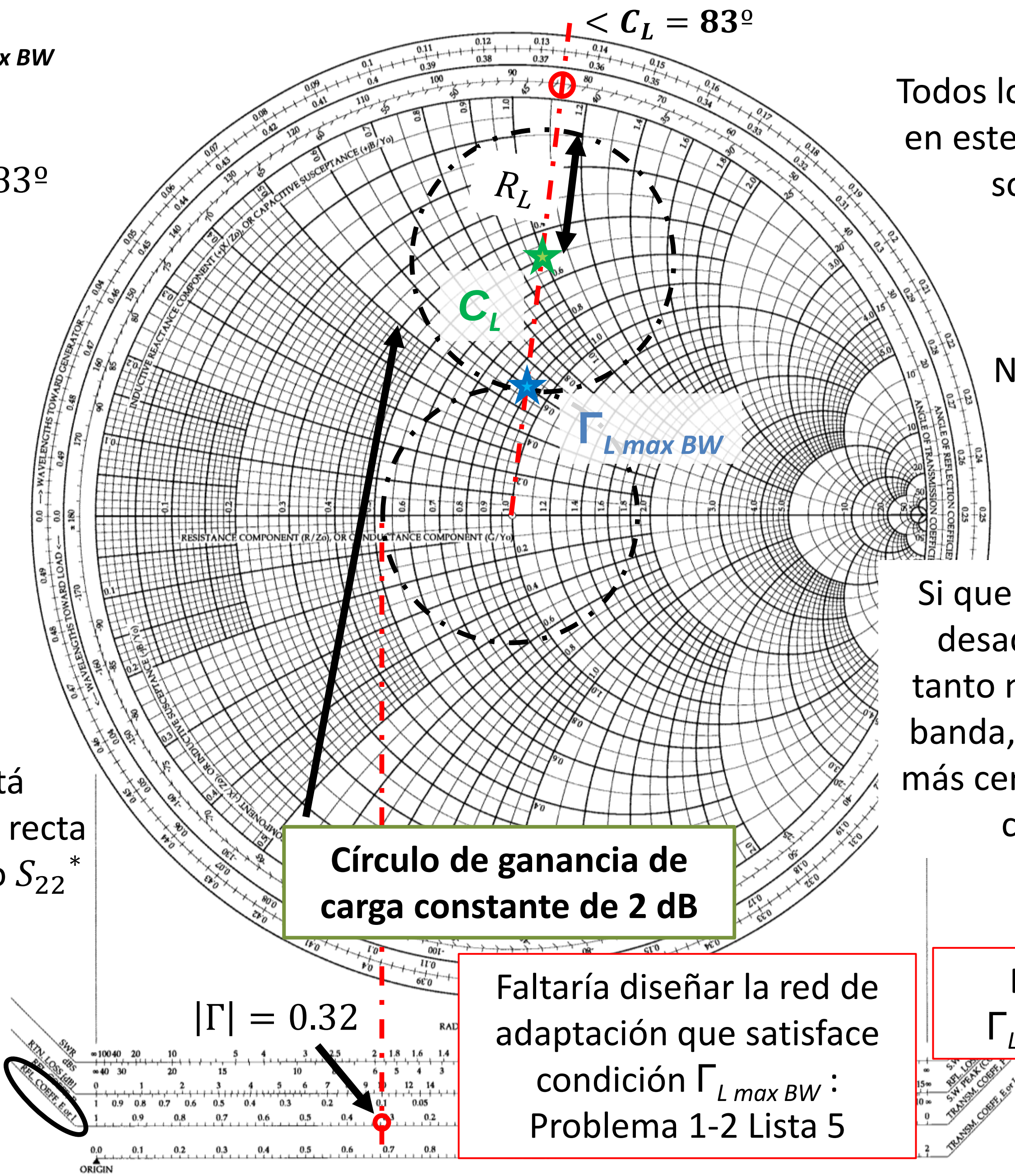
Lista 5: Problema 3, círculos de ganancia constante en Smith

Miguel Durán-Sindreu

8. Obtenemos $\Gamma_{L\ max\ BW}$

$C_L = 0.63 < 83º$

$R_L = 0.27$



Todos los puntos contenidos en este círculo son posibles soluciones de Γ_L

NO hay una solución única de Γ_L

Si queremos minimizar la desadaptación y por lo tanto maximizar ancho de banda, cogeremos el valor más cercano al centro de la carta de Smith

En nuestro caso: $\Gamma_{L\ max\ BW}$ = 0.32 <83º

El centro C_L está contenidos en una recta dada por el ángulo $S_{22}{}^*$

Círculo de ganancia de carga constante de 2 dB

Faltaría diseñar la red de adaptación que satisface condición $\Gamma_{L\ max\ BW}$: Problema 1-2 Lista 5

Universitat Autònoma de Barcelona

Escola d’Enginyeria, Departament d’Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Lista 5: Problema 4

4.- Un transistor FET de GaAs presenta la siguiente matriz de dispersión a 8 GHz (Z_0 = 50 Ω):

$$S_{11} = 0.7 < -110^{o} \quad S_{12} = 0.02 < 60^{o} \quad S_{21} = 3.5 < 60^{o} \quad S_{22} = 0.8 < -70^{o}$$

Y como parámetros de ruido:

$$F_{min} = 2.5\, dB \quad \Gamma_{opt} = 0.7 < 120^{o} \quad R_N = 15\, \Omega$$

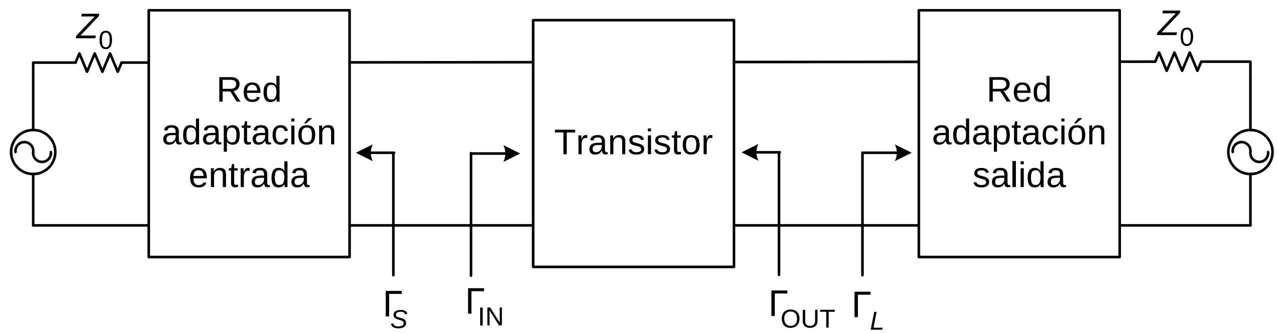
Diseñar un amplificador con la mínima figura de ruido y la máxima ganancia posible.
Diseñar las redes de adaptación mediante stubs en circuito abierto.

Miguel Durán-Sindreu

Lista 5: Problema 4, análisis de figura de ruido en carta de Smith

Miguel Durán-Sindreu

Consideramos el siguiente diagrama de bloques de un amplificador distribuido:



La ganancia de transferencia (ratio entre potencia entrega a la carga y potencia disponible desde la fuente) teniendo en cuenta las desadaptaciones de fuente y carga se puede calcular como:

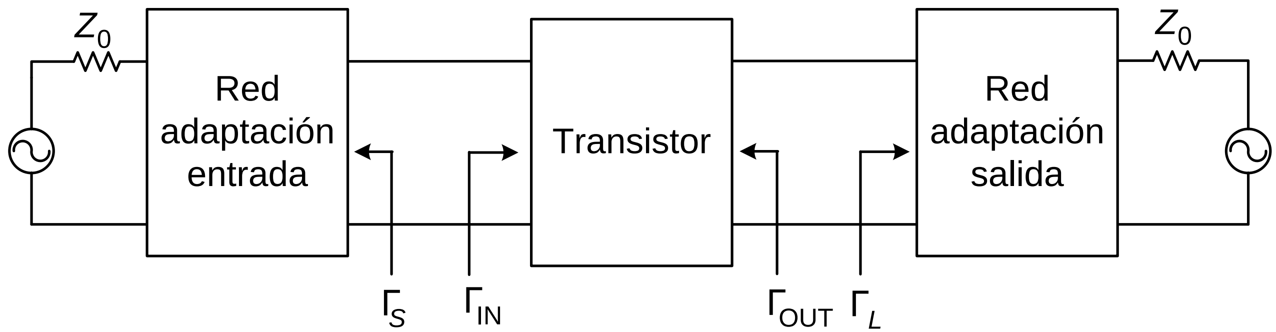
$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2}\cdot|S_{21}|^2\cdot\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2}\cdot|S_{21}|^2\cdot\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2}$$

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \qquad \Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S}$$

Por lo tanto, únicamente tenemos Γ_L, Γ_S como parámetros de diseño para cumplir la condición que nos pidan en nuestro amplificador. En nuestro caso, nos piden que el amplificador tenga la mínima figura de ruido y la máxima ganancia posible.

La figura de ruido viene determinado por el valor de Γ_S y consecuentemente habrá un compromiso entre ganancia de fuente y figura de ruido.

Consideramos el siguiente diagrama de bloques de un amplificador distribuido:



Obtención del coeficiente de reflexión Γ_L

Γ_L no está afectado por la figura de ruido, por lo que tenemos libertad de escogerla.

En este problema escogemos tener una máxima ganancia de carga (aunque podríamos haber considerado otro tipo de diseño como maximizar ancho de banda, etc). De esta forma, Γ_L cumple:

$$\Gamma_L \max gain = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} = \cdots = 0.94 < \mathbf{75.6º}$$

$$\Gamma_L \max gain \;\; aprox. unilateral = S_{22}{}^{*} = \mathbf{0.8} < \mathbf{70º}$$

Obtención del coeficiente de reflexión Γ_S

Para estudiar compromiso entre la figura de ruido y la ganancia de fuente, es muy útil graficar los círculos de ganancia de fuente constante frente los círculos de figura de ruido constante en la carta de Smith. Esto nos permitirá obtener el valor de Γ_S idóneo para nuestra aplicación.

El centro y radio de los círculos de ganancia de fuente (G_s) constante se pueden obtener para el caso o aproximación <u>unilateral</u> como (problema 3 lista 5):

$$g_s = \frac{G_s}{G_{s\,\max uni}} \qquad C_s = \frac{g_s {S_{11}}^*}{1-(1-g_s)|S_{11}|^2} \qquad R_s = \frac{\sqrt{1-g_s}(1-|S_{11}|^2)}{1-(1-g_s)|S_{11}|^2}$$

Si $G_s = G_{s\,\max uni} \rightarrow \Gamma_{\mathrm{IN}} = {\Gamma_{\mathrm{S}}}^* = S_{11} \rightarrow G_{s\,\max uni} = \frac{1}{1-|\mathrm{S}_{11}|^2} = 1.96 \rightarrow 2.9dB$ Si $\boldsymbol{G_s} \uparrow \rightarrow \boldsymbol{R_s} \downarrow$

Donde estas ecuaciones consideran transistores unilaterales.

En nuestro caso, $\boldsymbol{S_{12} = 0.02 < 60º \approx 0}$, por lo que podemos aproximar el transistor como unilateral.

Probamos diferentes casos de ganancia de fuente:

$$Caso\ G_{s1} = 2\ dB \rightarrow\ g_{s1} = 0.81 \quad C_{s1} = 0.62 < 110º \quad R_{s1} = 0.25$$

$$Caso\ G_{s2} = 2.7\ dB \rightarrow\ g_{s2} = 0.95 \quad C_{s2} = 0.68 < 110º \quad R_{s3} = 0.12$$

$$Caso\ G_{s3} = 2.8\ dB \rightarrow\ g_{s3} = 0.97 \quad C_{s3} = 0.69 < 110º \quad R_{s2} = 0.09$$

Lista 5: Problema 4, análisis de figura de ruido en carta de Smith

Miguel Durán-Sindreu

1. Mapeamos círculos de ganancia de fuente constante

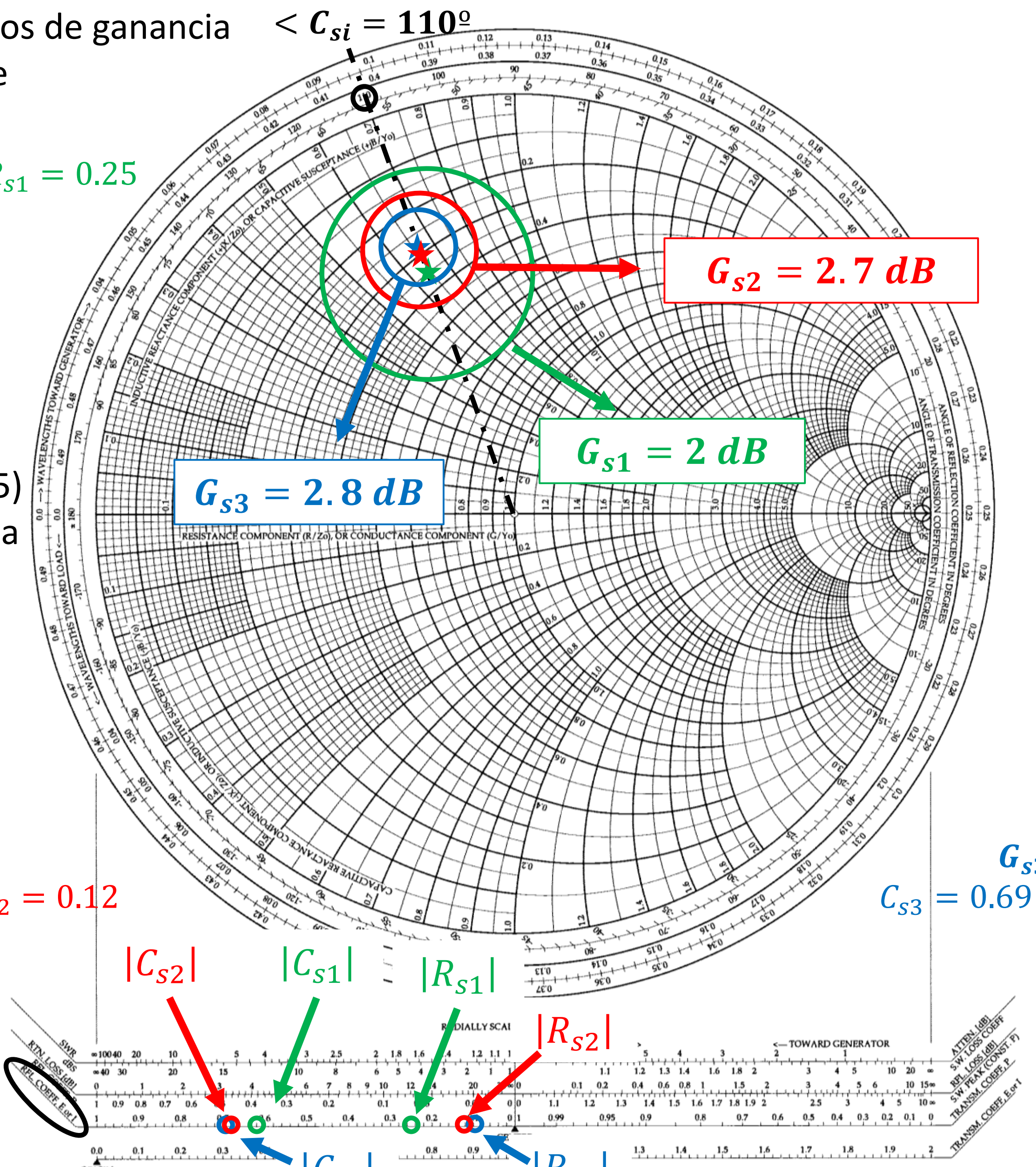
$G_{s1} = 2\ dB$

$C_{s1} = 0.62 < 110º \quad R_{s1} = 0.25$

En problema 3 (Lista 5) hay un ejemplo paso a paso

$G_{s2} = 2.7\ dB$

$C_{s2} = 0.68 < 110º \quad R_{s2} = 0.12$



★ C_{S1}

★ C_{S2}

★ C_{S3}

Si $G_s \uparrow \rightarrow R_s \downarrow$

$G_{s3} = 2.8\ dB$

$C_{s3} = 0.69 < 110º \quad R_{s3} = 0.09$

Círculos de figura de ruido constante

El centro y radio de los círculos de figura de ruido *F* constante se pueden obtener como:

¡ F y F_{min} en lineal !

$$C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{N+1} \qquad R_F = \frac{\sqrt{N\left(N+1-\left|\Gamma_{opt}\right|^2\right)}}{N+1} \qquad N = \frac{\left|\Gamma_s - \Gamma_{opt}\right|^2}{1-|\Gamma_s|^2} = \frac{F - \mathrm{F}_{min}}{4R_N/Z_0}\left|1+\Gamma_{opt}\right|^2$$

Donde si $F = F_{min}$, $N = 0 \rightarrow R_F = 0$. Es decir, si $F = F_{min}$ tenemos un solo punto de valor $C_F = \Gamma_{opt}$.

En nuestro caso, $F_{min} = 2.5\ dB, \Gamma_{opt} = 0.7\ < 120º\ , R_N = 15\ \Omega, Z_0 = 50\ \Omega$

Probamos diferentes casos de figuras de ruido constante:

$$Caso\ F_1 = F_{min} = 2.5\ dB \rightarrow C_{F1} = \Gamma_{opt} = 0.7\ < 120º\ \ R_{F1} = 0 \quad N_1 = 0$$

$$Caso\ F_2 = 2.52\ dB \rightarrow C_{F2} = 0.696 < 120º\ \ R_{F2} = 0.05 \quad N_2 = \ 0.0054$$

$$Caso\ F_3 = 2.7\ dB \rightarrow C_{F3} = 0.66 < 120º\ \ R_{F3} = 0.17 \quad N_3 = 0.055$$

Lista 5: Problema 4, análisis de figura de ruido en carta de Smith

Miguel Durán-Sindreu

2. Mapeamos círculos de figura de ruido constante para $F_1 = F_{min}$

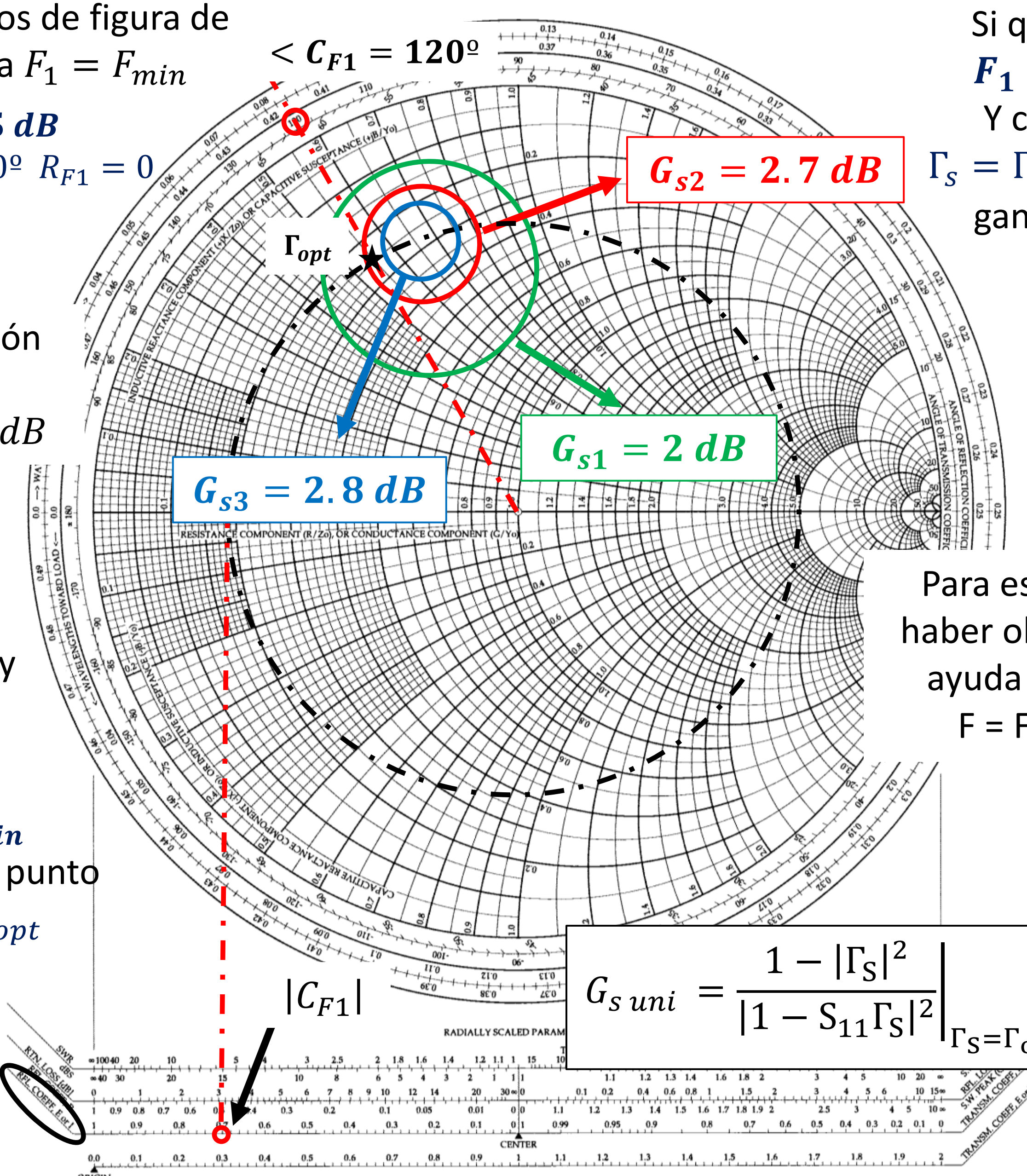
$\boldsymbol{F_1 = F_{min} = 2.5\ dB}$

$C_{F1} = \Gamma_{opt} = 0.7 \ < 120º \ \ R_{F1} = 0$

Para cumplir condición $\boldsymbol{F_{min}}$ obtenemos $\boldsymbol{G_{s2}} < \ G_{s\max} = 2.9dB$

Compromiso entre ganancia de fuente y figura de ruido

Como $\boldsymbol{F_1 = F_{min}}$ obtenemos un único punto de valor igual a Γ_{opt}



Si queremos satisfacer $\boldsymbol{F_1 = F_{min} = 2.5\ dB}$
Y consecuentemente $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$ obtendremos una ganancia de fuente de $\boldsymbol{G_{s2} = 2.7\ dB}$

Para este caso, podríamos haber obtenido G_s y Γ_s sin la ayuda de Smith, ya que si F = Fmin, $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$ y:

$$G_{s\ uni} = \left.\frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2}\right|_{\Gamma_S = \Gamma_{opt}} = 1.85 \rightarrow 2.68\ dB$$

Lista 5: Problema 4, análisis de figura de ruido en carta de Smith

Miguel Durán-Sindreu

3. Mapeamos círculos de figura de ruido constante para $F_2 = 2.52\ dB$

$\boldsymbol{F_2 = 2.52\ dB > F_{min}}$

$C_{F2} = 0.696\ \angle 120º\ \ R_{F2} = 0.05$

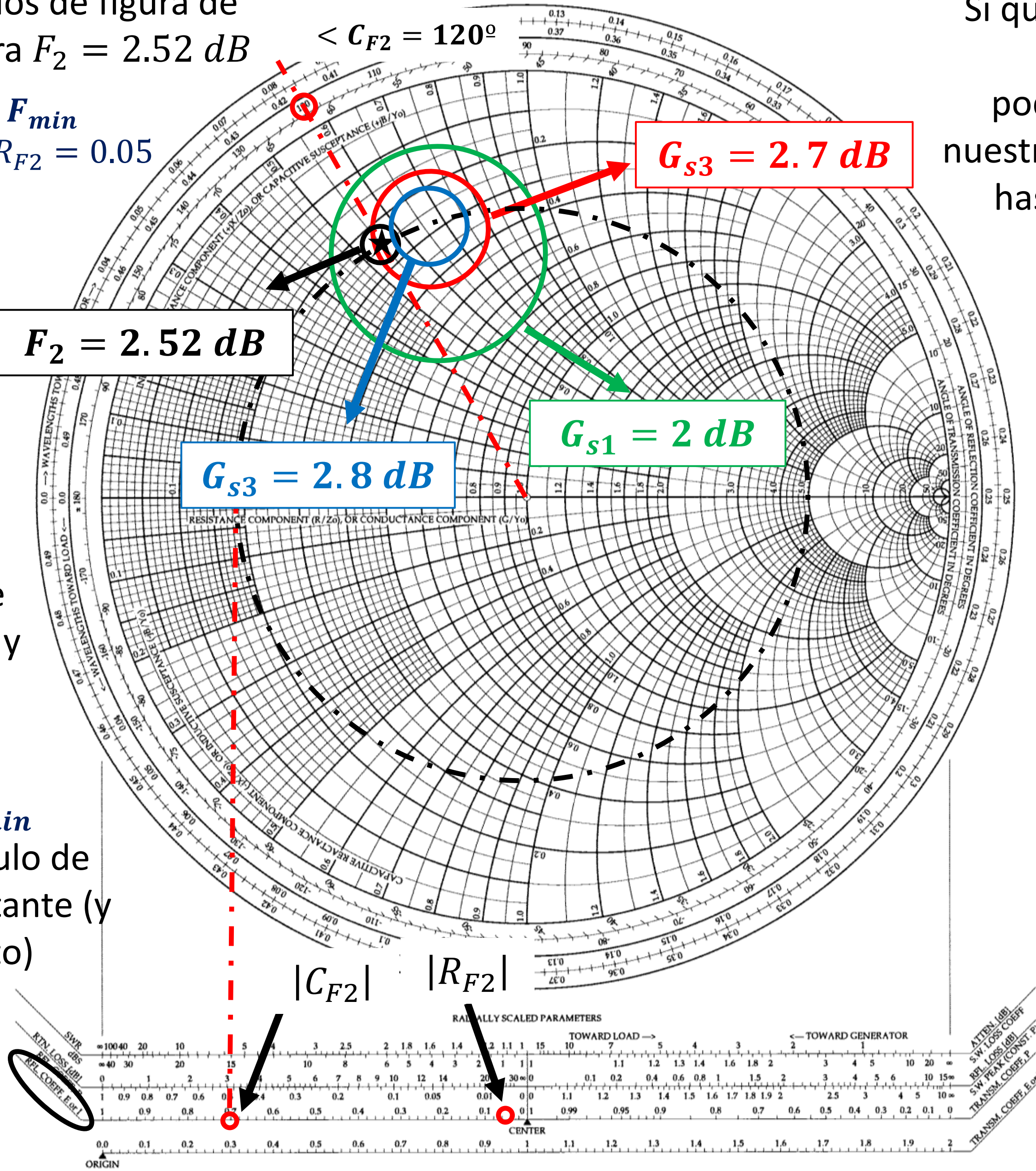
Si quisiéramos satisfacer $\boldsymbol{F_2 = 2.52\ dB}$ podríamos aumentar nuestra ganancia de fuente hasta $\boldsymbol{G_{s3} = 2.8\ dB}$

Si $\boldsymbol{G_s} \uparrow \rightarrow \boldsymbol{R_s} \downarrow$

Si $\boldsymbol{F} \downarrow \rightarrow \boldsymbol{R_F} \downarrow$

Compromiso entre ganancia de fuente y figura de ruido

Como $\boldsymbol{F_2 > F_{min}}$ obtenemos un círculo de figura de ruido constante (y no un solo punto)



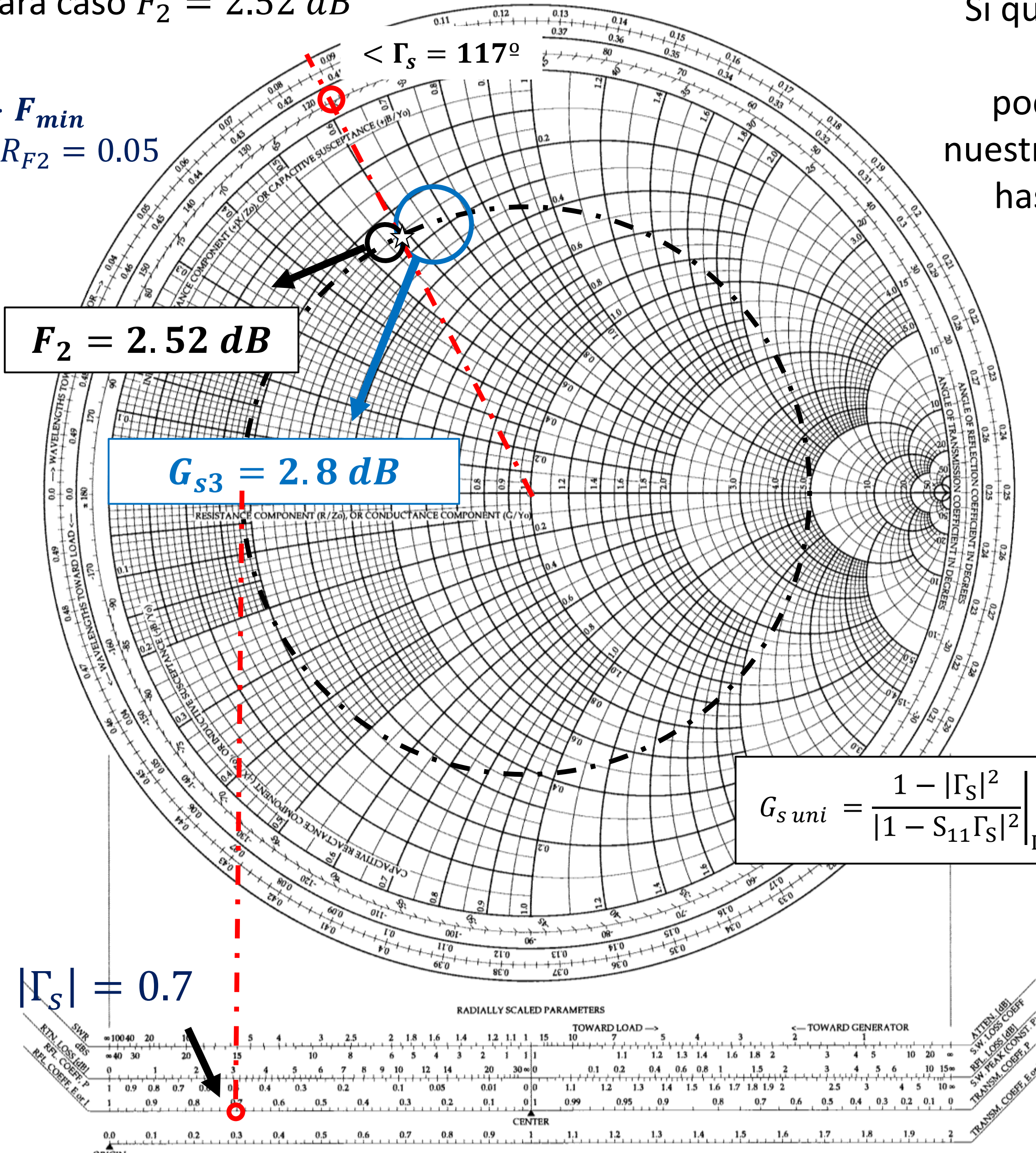
Lista 5: Problema 4, análisis de figura de ruido en carta de Smith

Miguel Durán-Sindreu

4. Obtenemos Γ_s para caso $F_2 = 2.52\ dB$

$\boldsymbol{F_2 = 2.52\ dB > F_{min}}$

$C_{F2} = 0.696\ < 120º\ \ R_{F2} = 0.05$



Si quisiéramos satisfacer $\boldsymbol{F_2 = 2.52\ dB}$ podríamos aumentar nuestra ganancia de fuente hasta $\boldsymbol{G_{s3} = 2.8\ dB}$

Obtenemos Γ_s en la intersección de ambos círculos

$$\Gamma_s = 0.7 < 117º$$

Lo demostramos analíticamente

$$G_{s\,uni} = \left.\frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2}\right|_{\Gamma_S = 0.7<117º} = 1.9 \rightarrow 2.8\ dB$$

5. Buscamos la figura de ruido F que cumpla $G_s = G_{s\,\max\,uni}$

Podemos hacerlo mediante la carta de Smith o de forma analítica. Lo hacemos analíticamente:

$$\text{Si } G_s = G_{s\,\max\,uni} \rightarrow \Gamma_{\mathrm{IN}} = \Gamma_{\mathrm{S}}^{*} = S_{11} \rightarrow \Gamma_{\mathrm{S}} = \mathbf{0.7} \ < \mathbf{110º}$$

$$N = \frac{\left|\Gamma_s - \Gamma_{opt}\right|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} = \cdots = 0.029$$

Además, se cumple:

$$N = \frac{\left|\Gamma_s - \Gamma_{opt}\right|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} = \frac{F - \mathrm{F}_{min}}{4R_N/Z_0}\left|1 + \Gamma_{opt}\right|^2$$

Por lo tanto:

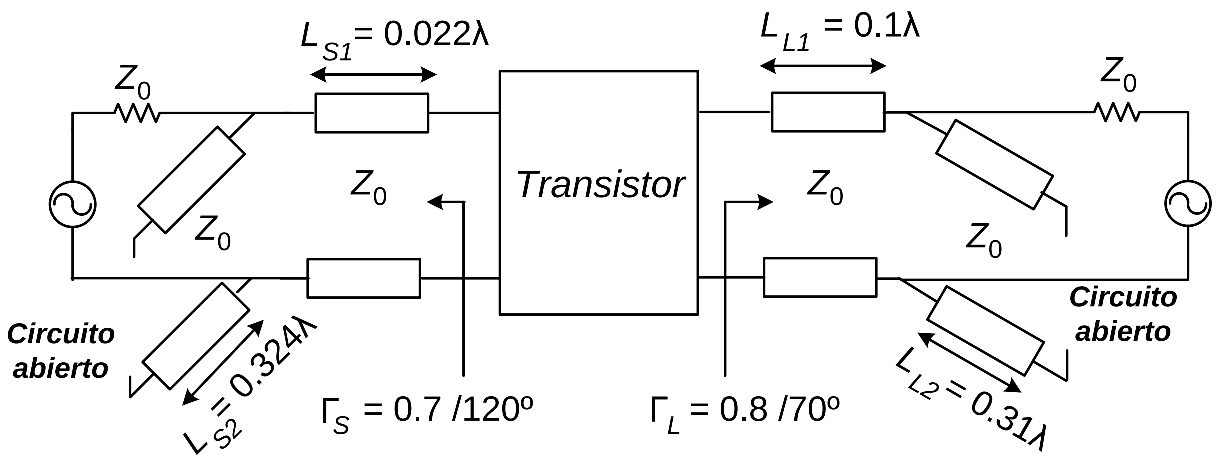
$$F = \frac{N4R_N/Z_0}{\left|1 + \Gamma_{opt}\right|^2} + \mathrm{F}_{min} = \cdots = 1.79 \rightarrow F = 2.54\ dB$$

Es decir, la figura de ruido que satisface máxima ganancia es F = 2.54 dB > F_2 > Fmin =2.5 dB

Donde podríamos haber llegado a la misma conclusión con la ayuda de la carta de Smith

6. Diseñar las redes de adaptación mediante stubs en circuito abierto:

Para el caso de $\boldsymbol{F_1 = F_{min} = 2.5\ dB}$ se puede deducir que las redes de adaptación resultantes son:



Donde éstas longitudes se pueden obtener de forma similar a los casos mostrados en los problemas 1 y 2 de la lista 5 de problemas.

Si además obtenemos Γ_{IN} y Γ_{OUT} para el caso unilateral:

$$\Gamma_{\mathrm{IN\ unilateral}} = S_{11} = \mathbf{0.7\ < -110º} \longrightarrow \Gamma_{\mathrm{IN}} \neq \Gamma_{\mathrm{S}}^{*} \longrightarrow \text{Ya que } G_s \neq G_{s\,\max uni}$$

$$\Gamma_{\mathrm{OUT\ uni}lateral} = S_{22} = \mathbf{0.8 < -70º} \longrightarrow \Gamma_{\mathrm{OUT}} = \Gamma_{\mathrm{L}}^{*} \longrightarrow \text{Ya que } G_L = G_{L\,\max uni}$$

Universitat Autònoma de Barcelona

Escola d'Enginyeria, Departament d'Enginyeria Electrònica

Bellaterra (Cerdanyola del Vallès)

Diseño de osciladores de microondas: Solución problema 2 (Lista 6)

2. La matriz de parámetros [S] de un transistor FET en fuente común es:

$$\boldsymbol{S_{11} = 0.95 < -45^{\underline{o}}} \quad \boldsymbol{S_{12} = 0.25 < 45^{\underline{o}}} \quad \boldsymbol{S_{21} = 1.414 < 45^{\underline{o}}} \quad \boldsymbol{S_{22} = 0.5 < -45^{\underline{o}}}$$

a) Calcular el factor *K*.

b) Disseñar un oscilador de radiofrecuencia con una carga de 50 Ω.

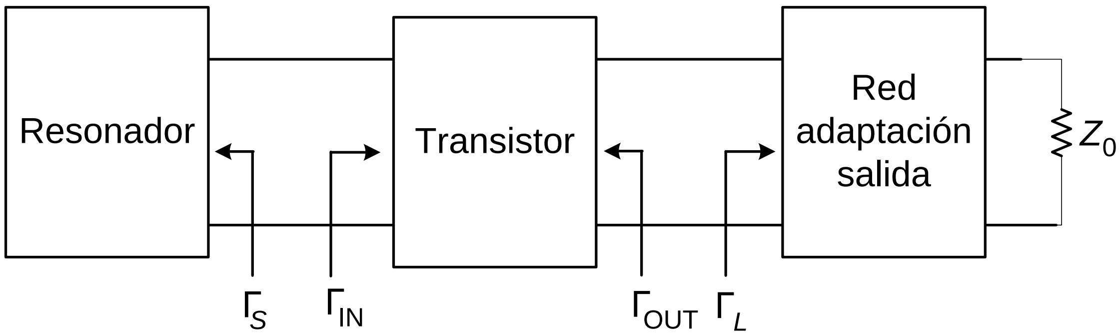
c) Implementar las correspondientes redes de adaptación a la entrada y a la salida.

Miguel Durán-Sindreu

Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

Miguel Durán-Sindreu

Para diseñar un oscilador, consideramos el siguiente diagrama de bloques:



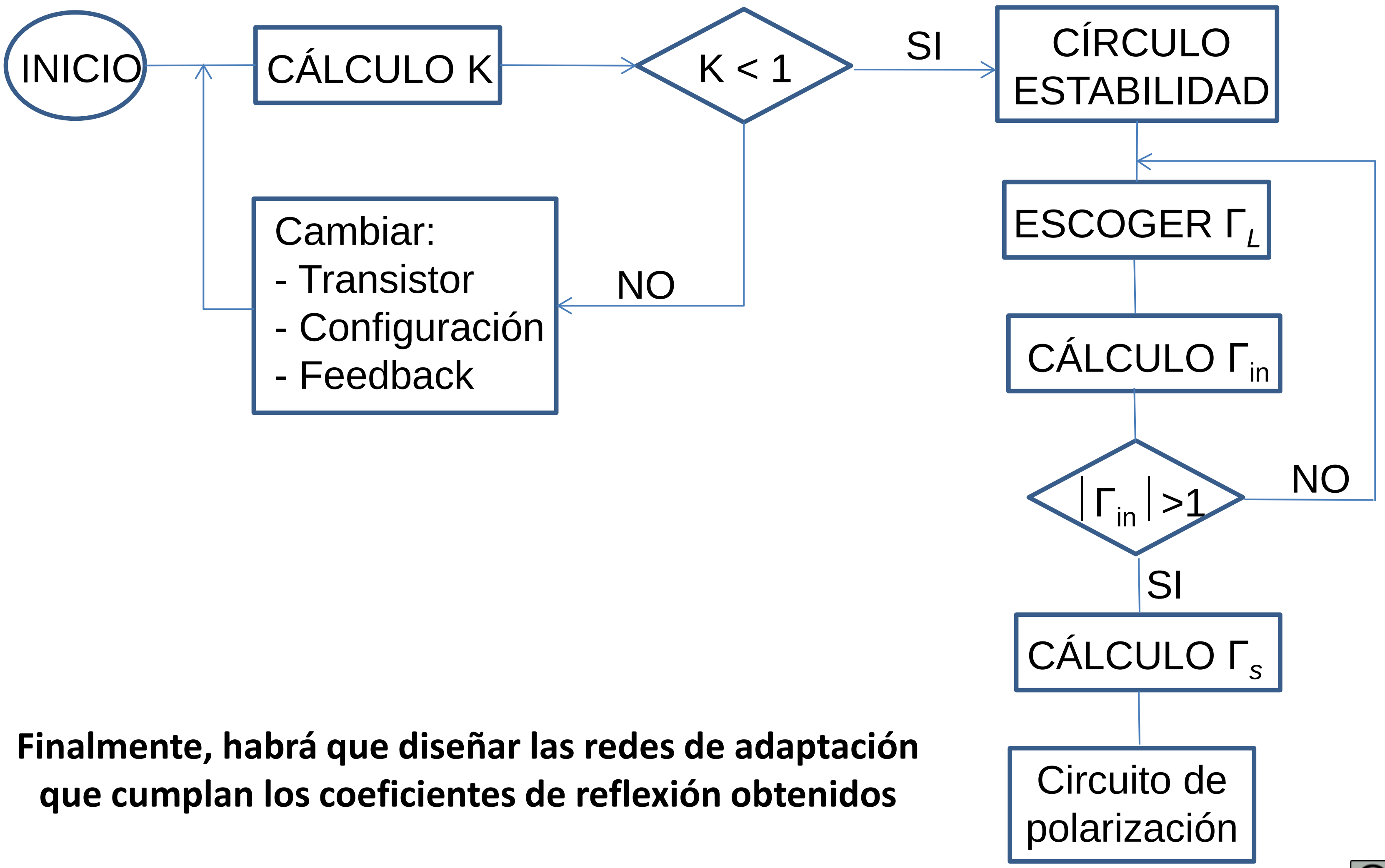
$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \qquad \Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

A diferencia de los amplificadores, ahora queremos que el dispositivo sea inestable. Es decir, ahora queremos $|\Gamma_{IN}| > 1$ y $|\Gamma_{OUT}| > 1$:

- Si $|\Gamma_{IN}| < 1$ y $|\Gamma_{OUT}| < 1$ se cumple para todo valor de Γ_S, Γ_L, entonces el transistor satisface la condición de <u>estabilidad incondicional</u> (se cumple K > 1 y $|\Delta| < 1$).

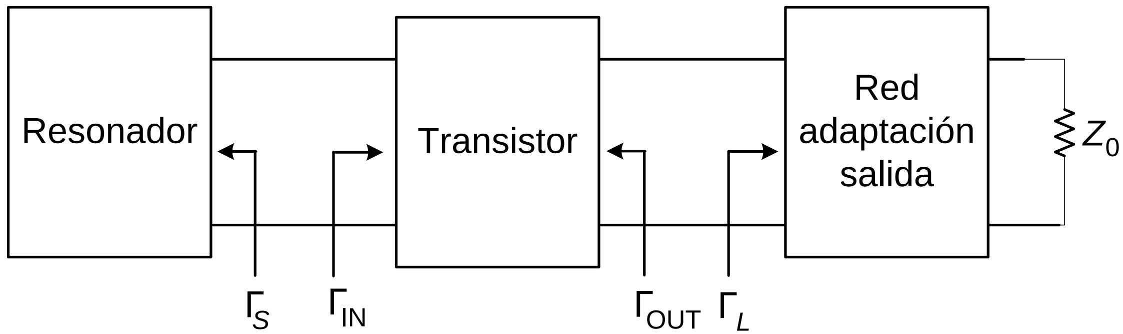
- Si $|\Gamma_{IN}| < 1$ y $|\Gamma_{OUT}| < 1$ se cumple para un cierto rango de valores de Γ_S, Γ_L, entonces el transistor satisface la condición de <u>estabilidad condicional</u> (NO se cumple K > 1 y $|\Delta| < 1$).

Diagrama de flujo:



Finalmente, habrá que diseñar las redes de adaptación que cumplan los coeficientes de reflexión obtenidos

Estudiamos la estabilidad del transistor: Obtenemos K



$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \qquad \Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

Para estudiar la estabilidad del transistor, podemos utilizar los parámetros K y Δ , ya que se puede demostrar que un transistor es incondicionalmente estable si cumple: K > 1 y $|\Delta| < 1$.

En nuestro caso:

$$\left.\begin{aligned} K &= \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} = 0.75 < 1 \\ |\Delta| &= |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| = \cdots = -0.825j \end{aligned}\right\}$$

Existe alguna región de valores Γ_S, Γ_L potencialmente inestables.

Dibujamos círculo de estabilidad a la salida

Una vez sabemos que es condicionalmente estable, buscamos zonas de inestabilidad mediante los círculos de estabilidad en la carta de Smith. Queremos dibujar el círculo de estabilidad a la salida para poder escoger un valor de Γ_L tal que $|\Gamma_{IN}|$>1.

El centro (C_L) y radio (R_L) de los círculos de estabilidad a la salida se pueden obtener como:

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}{}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = \cdots = 0.658 < 45º \qquad R_L = \left|\frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}\right| = \cdots = 0.82$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = \cdots = -0.825j$$

Donde estas ecuaciones se obtienen forzando: $|\Gamma_{IN}| = \left|S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}\right| = 1$

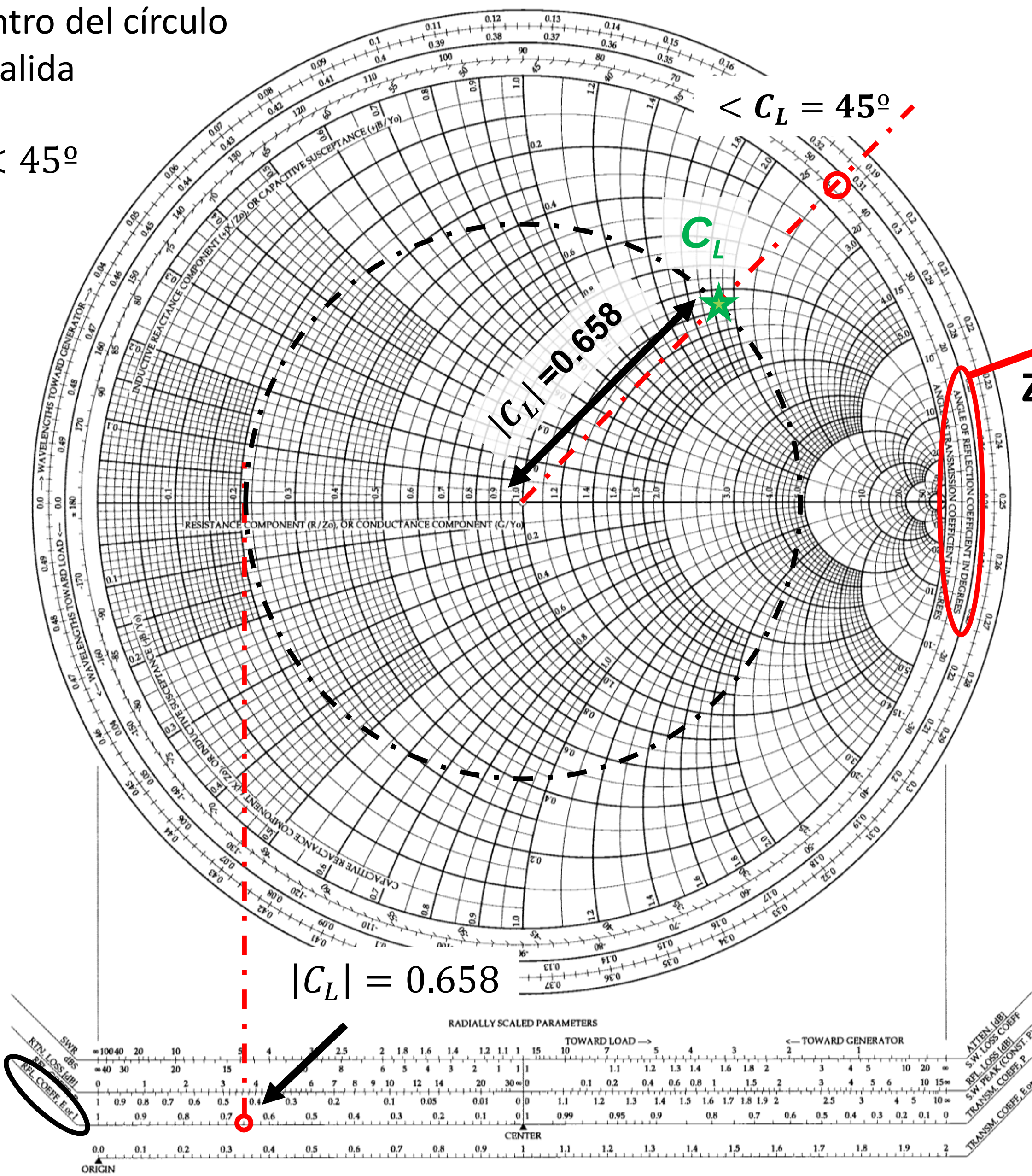
Por lo tanto, este círculo nos determinará los límites de la zona estable/inestable, cumpliéndose $|\Gamma_{IN}|$ =1 en cualquier punto del círculo de estabilidad.

Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

Miguel Durán-Sindreu

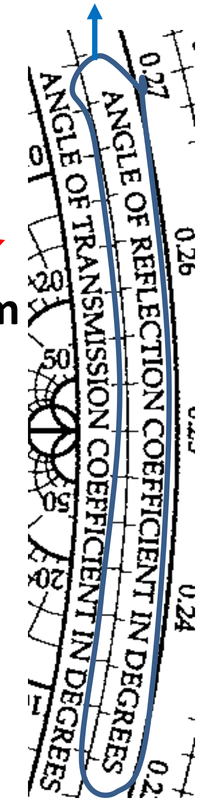
1. Mapeamos el centro del círculo de estabilidad a la salida

$$C_L = 0.658 < 45º$$



Zoom

Ángulo de Γ en grados



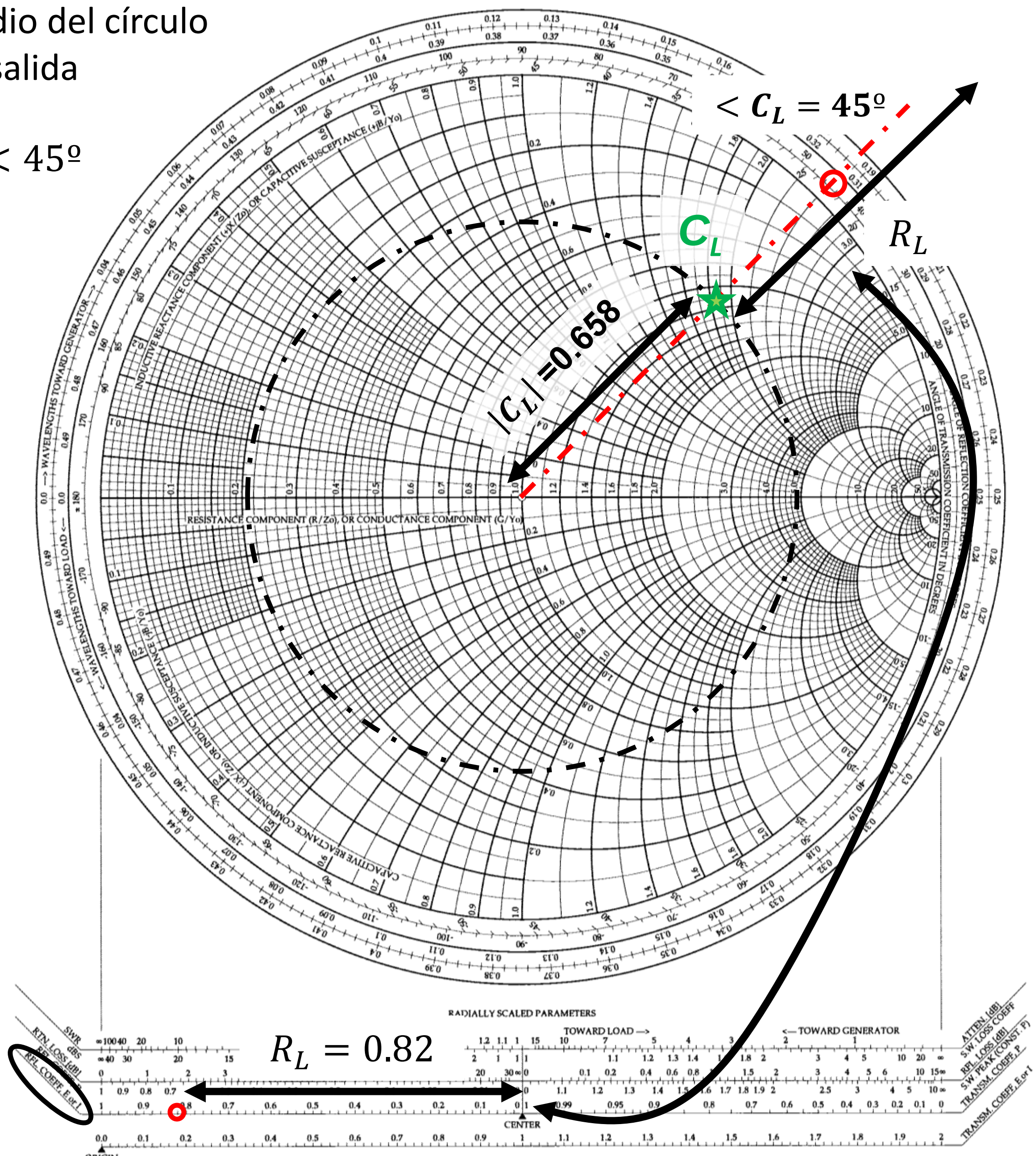
Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

Miguel Durán-Sindreu

2. Mapeamos el radio del círculo de estabilidad a la salida

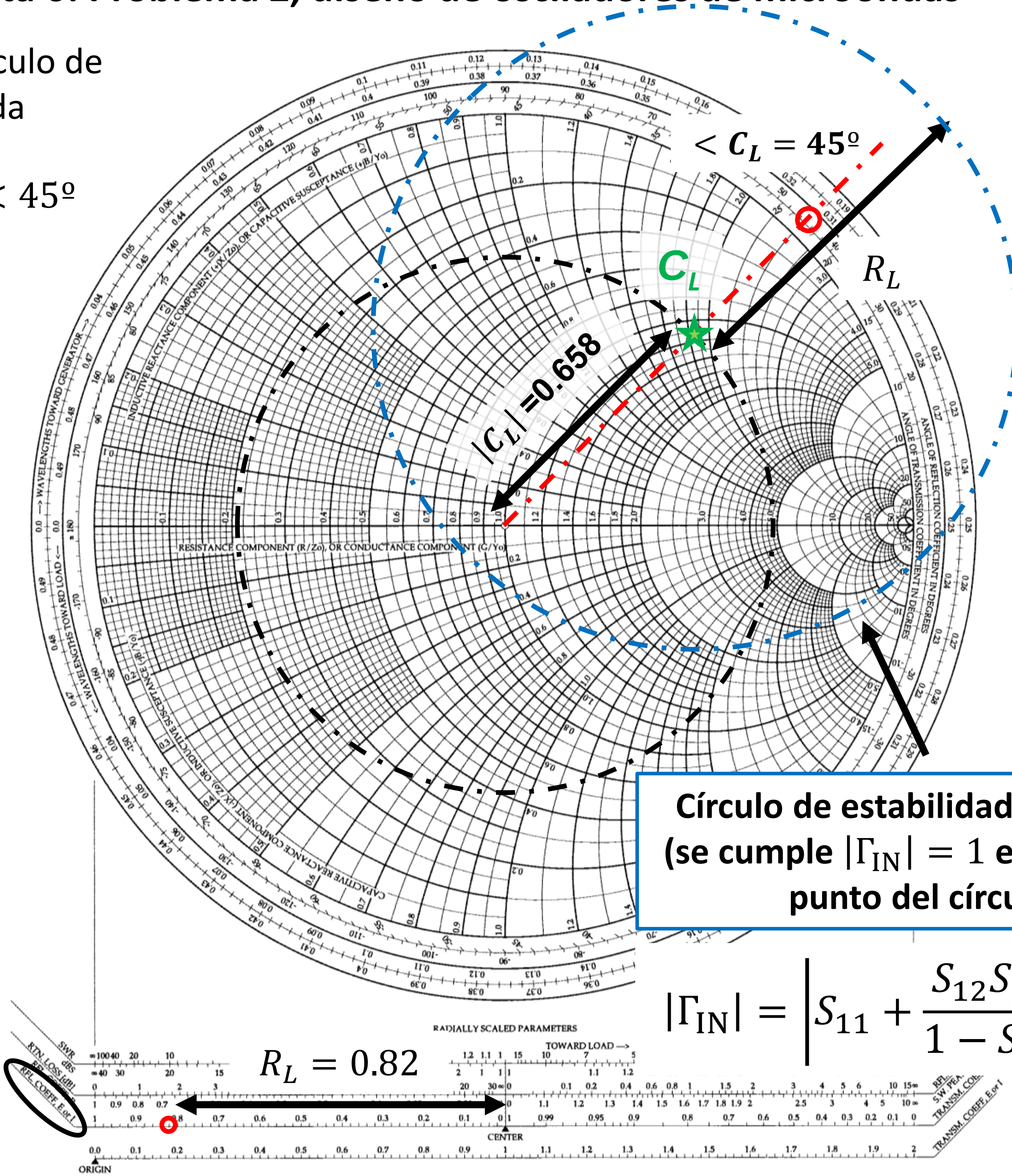
$$C_L = 0.658 < 45º$$

$$R_L = 0.82$$



3. Mapeamos el círculo de estabilidad a la salida

$$C_L = 0.658 < 45º$$
$$R_L = 0.82$$



Círculo de estabilidad a la salida (se cumple $|\Gamma_{IN}| = 1$ en cualquier punto del círculo)

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| = 1$$

Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

Miguel Durán-Sindreu

4. Definimos región de estabilidad

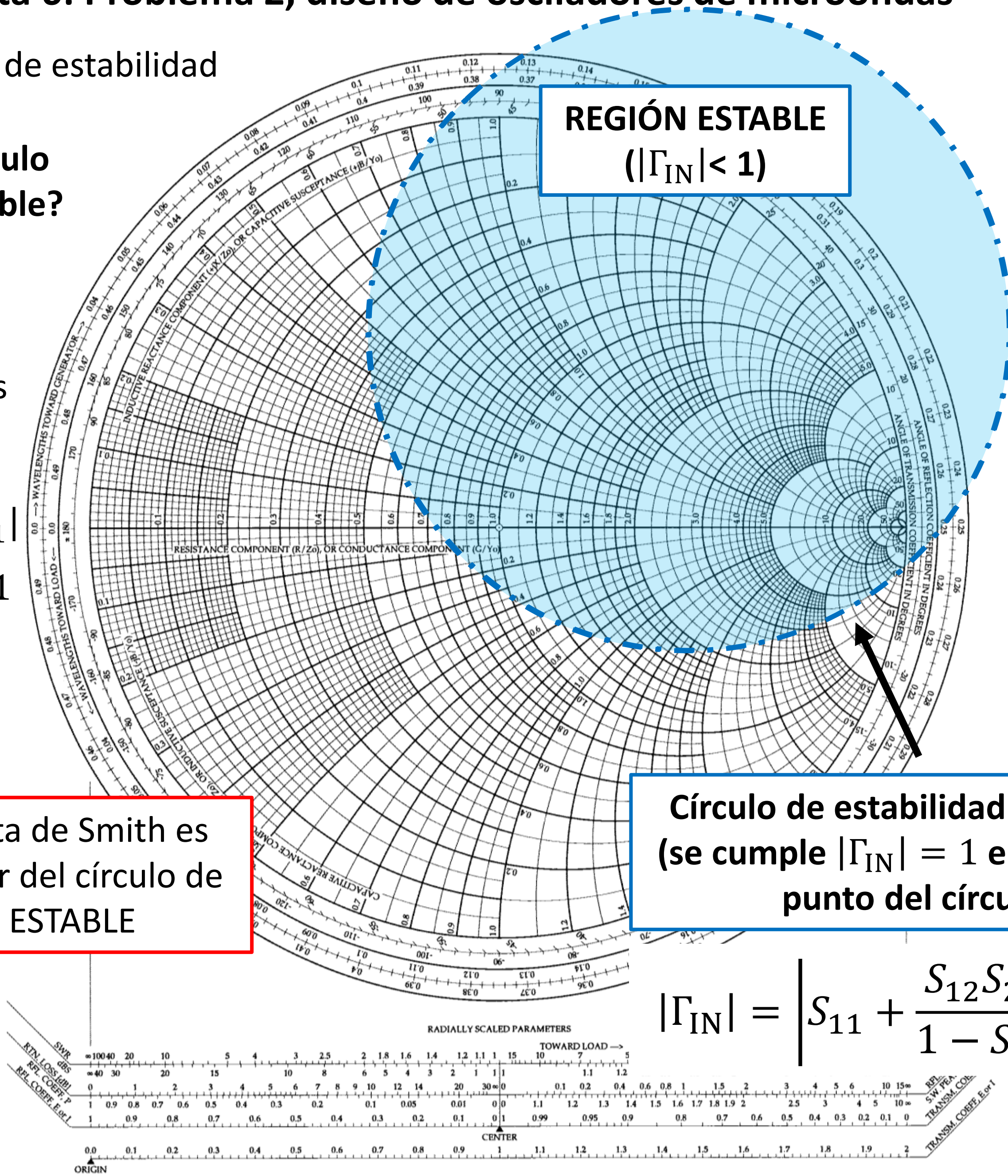
¿El interior del círculo es estable o inestable?

Para saberlo, miramos caso $\Gamma_L = 0$:

Si $\Gamma_L = 0 \rightarrow |\Gamma_{IN}| = |S_{11}|$

Si $S_{11} < 1 \rightarrow |\Gamma_{IN}| < 1$

El centro de la carta de Smith es estable → El interior del círculo de estabilidad es ESTABLE



REGIÓN ESTABLE ($|\Gamma_{IN}| < 1$)

Círculo de estabilidad a la salida (se cumple $|\Gamma_{IN}| = 1$ en cualquier punto del círculo)

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| = 1$$

Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

Miguel Durán-Sindreu

5. Escogemos Γ_L

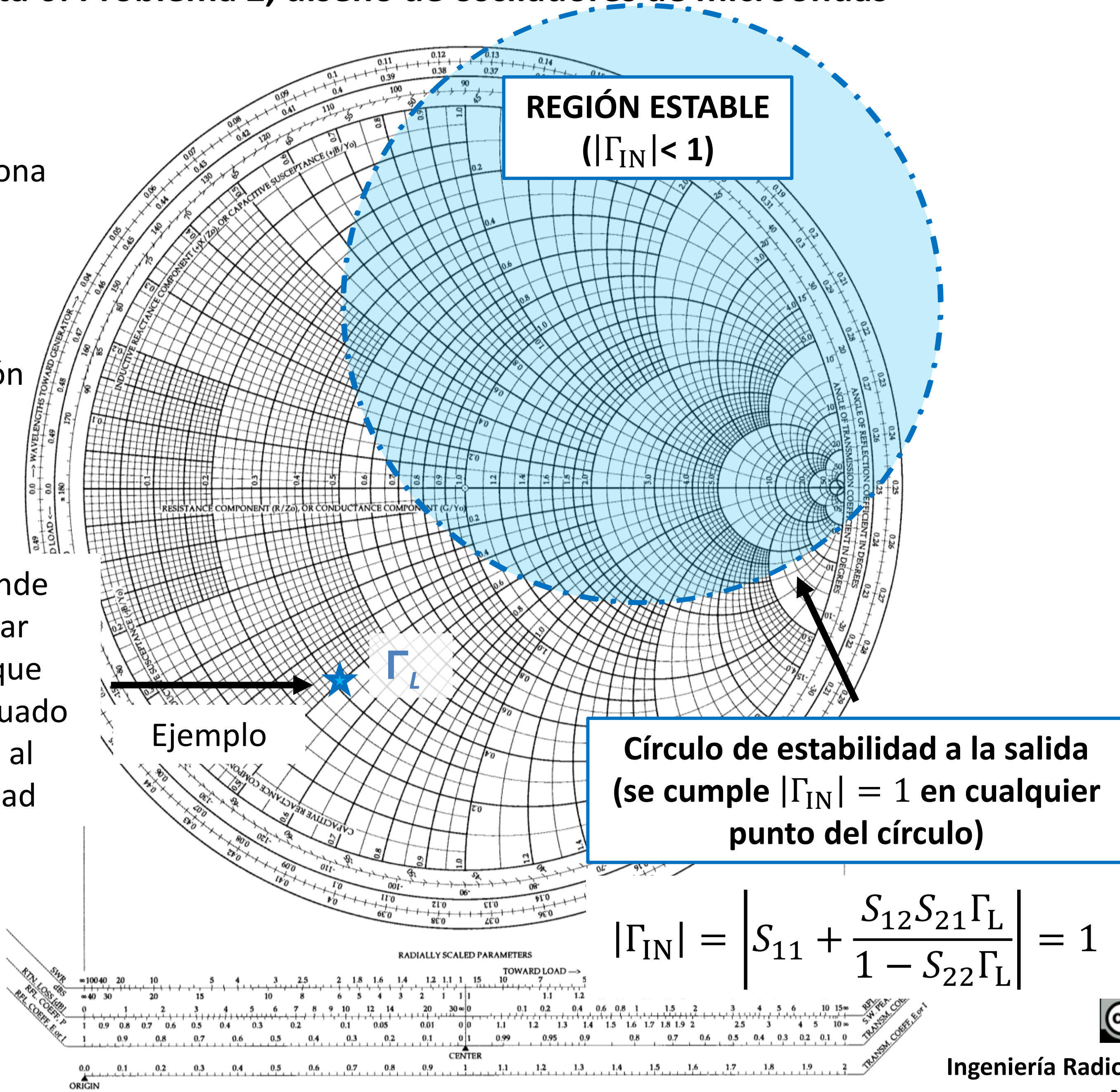
Escogemos Γ_L en la zona inestable

↓

NO hay una solución única de Γ_L

↓

Buscamos $|\Gamma_{\text{IN}}|$ grande (queremos asegurar oscilación), por lo que buscaremos un Γ_L situado en el lado opuesto al círculo de estabilidad



$$|\Gamma_{\text{IN}}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{\text{L}}}{1 - S_{22} \Gamma_{\text{L}}} \right| = 1$$

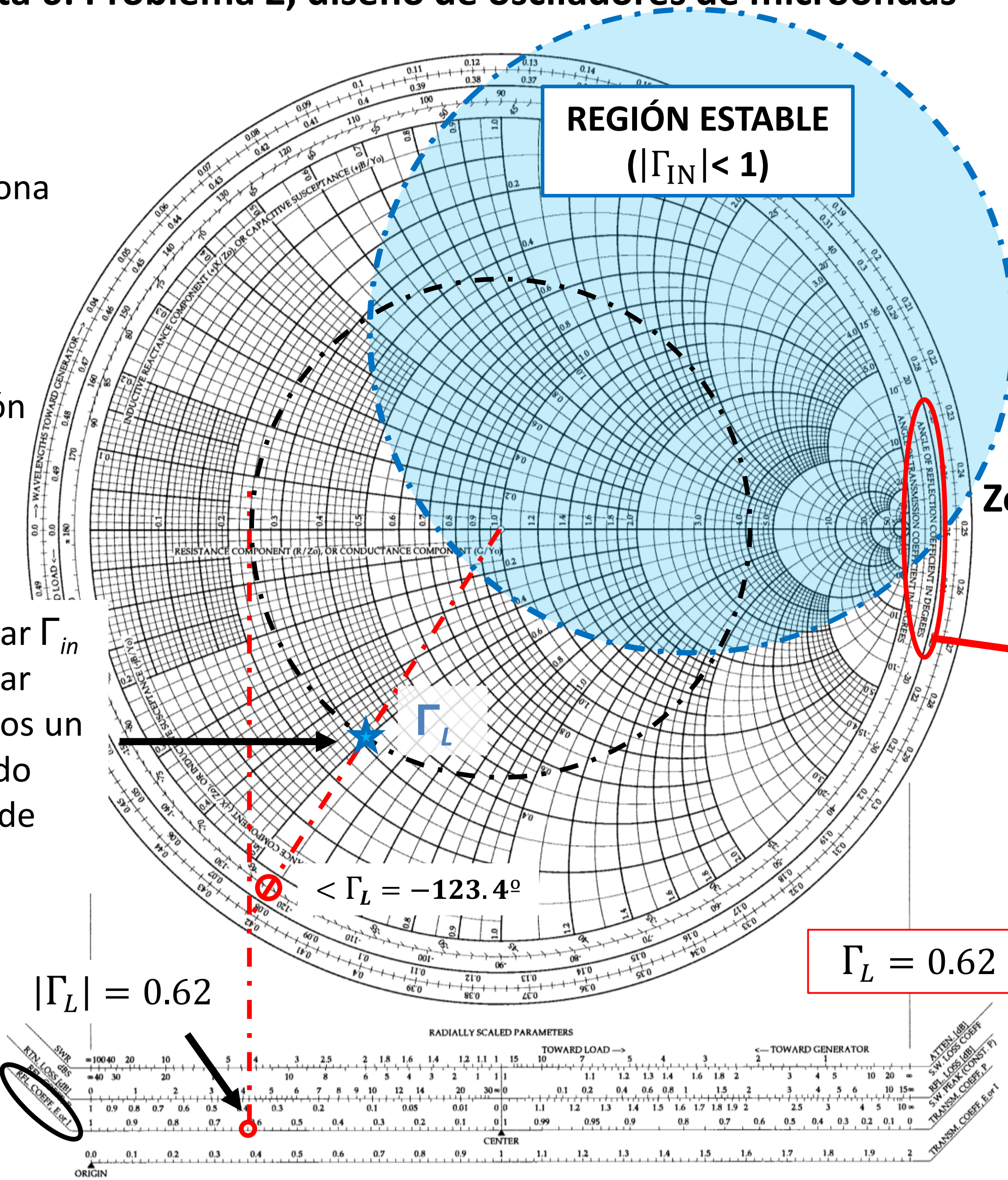
Miguel Durán-Sindreu

6. Obtenemos Γ_L

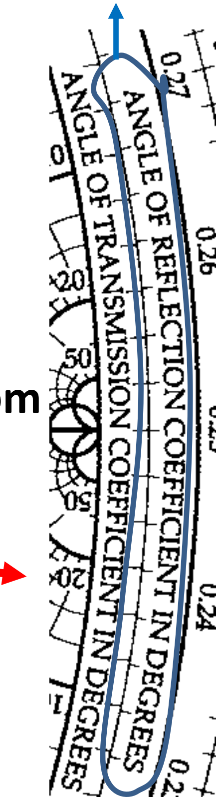
Escogemos Γ_L en la zona inestable

NO hay una solución única de Γ_L

Si queremos maximizar Γ_{in} (queremos asegurar oscilación), buscaremos un Γ_L situado en el lado opuesto al círculo de estabilidad



Ángulo de Γ en grados

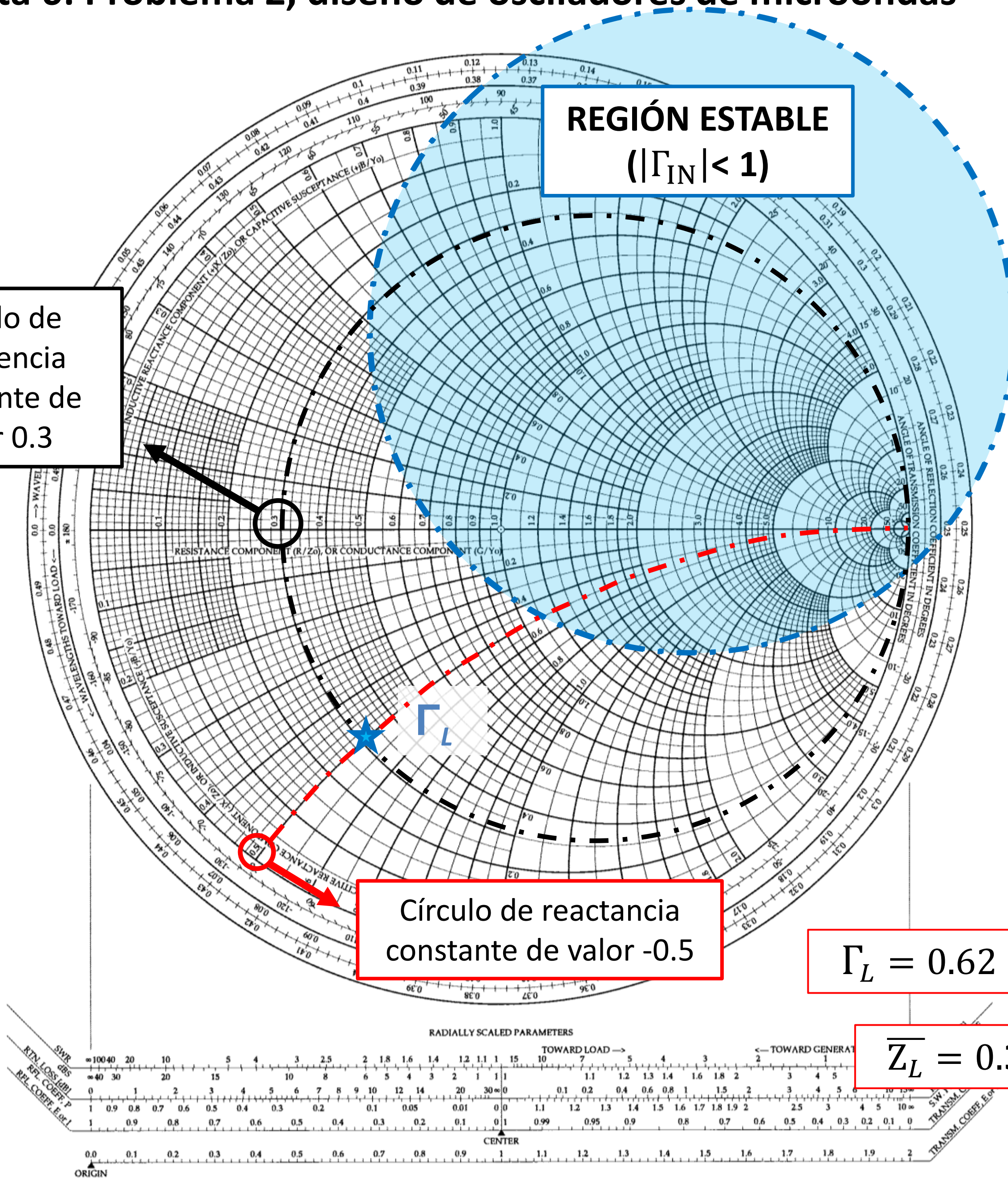


$\Gamma_L = 0.62 < -123.4º$

Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

Miguel Durán-Sindreu

7. Obtenemos $\overline{Z_L}$



$\Gamma_L = 0.62 < -123.4º$

$\overline{Z_L} = 0.3 - j0.5$

Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

Miguel Durán-Sindreu

8. Calculamos Γ_{in}

$$\Gamma_{\mathrm{IN}} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{\mathrm{L}}}{1 - S_{22}\Gamma_{\mathrm{L}}}$$

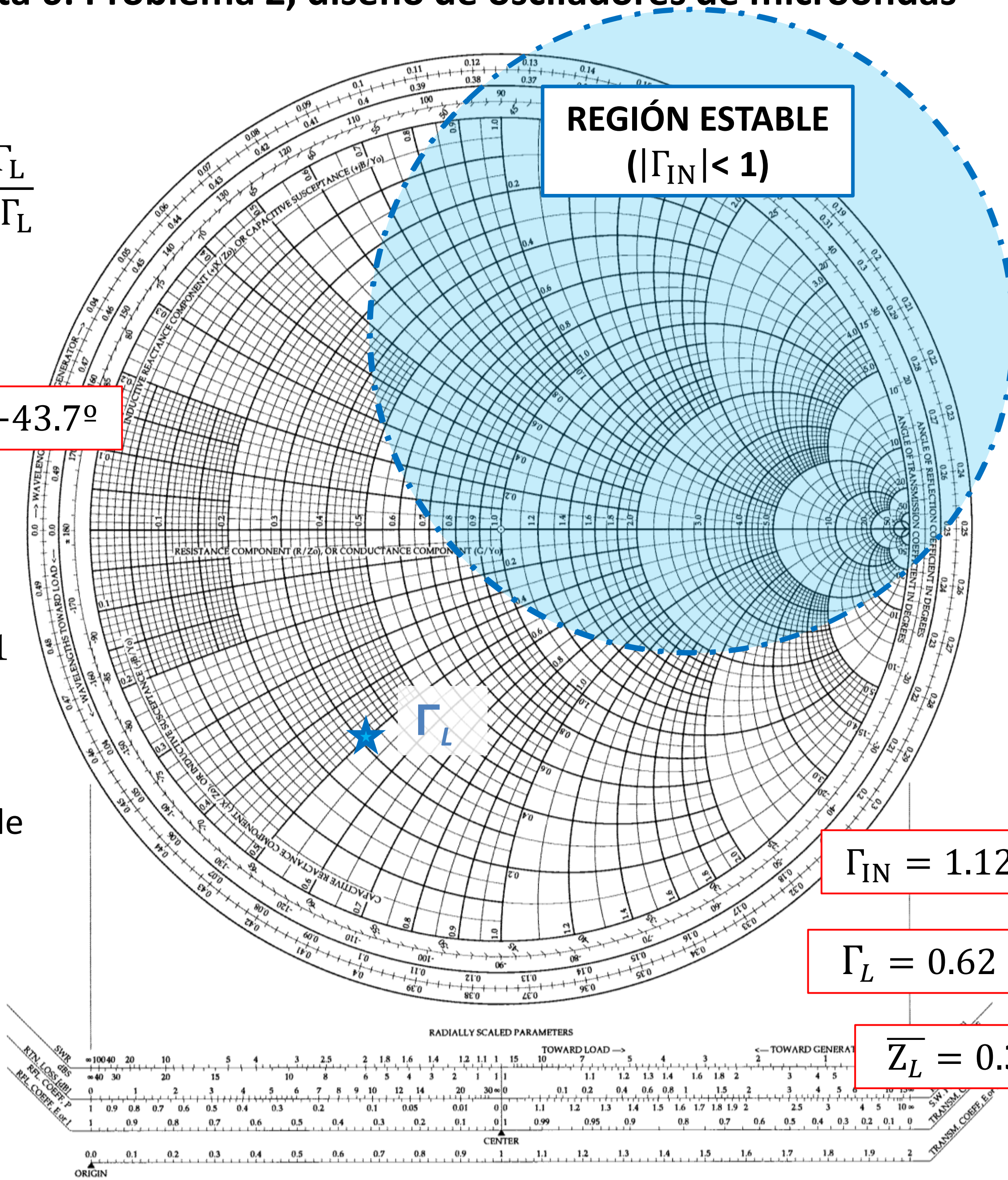
$$\downarrow$$

$$\boxed{\Gamma_{\mathrm{IN}} = \cdots = 1.12 < -43.7º}$$

$$\downarrow$$

Se cumple $|\Gamma_{\mathrm{IN}}| > 1$

Por lo tanto, se cumple condición de inestabilidad



Si hubiéramos obtenido $|\Gamma_{\mathrm{IN}}| < 1$, deberíamos escoger otro Γ_{L} y repetir apartados 5-6-7-8

$$\boxed{\Gamma_{\mathrm{IN}} = 1.12 < -43.7º}$$

$$\boxed{\Gamma_L = 0.62 < -123.4º}$$

$$\boxed{\overline{Z_L} = 0.3 - j0.5}$$

9. Obtenemos $\overline{Z_{IN}}$

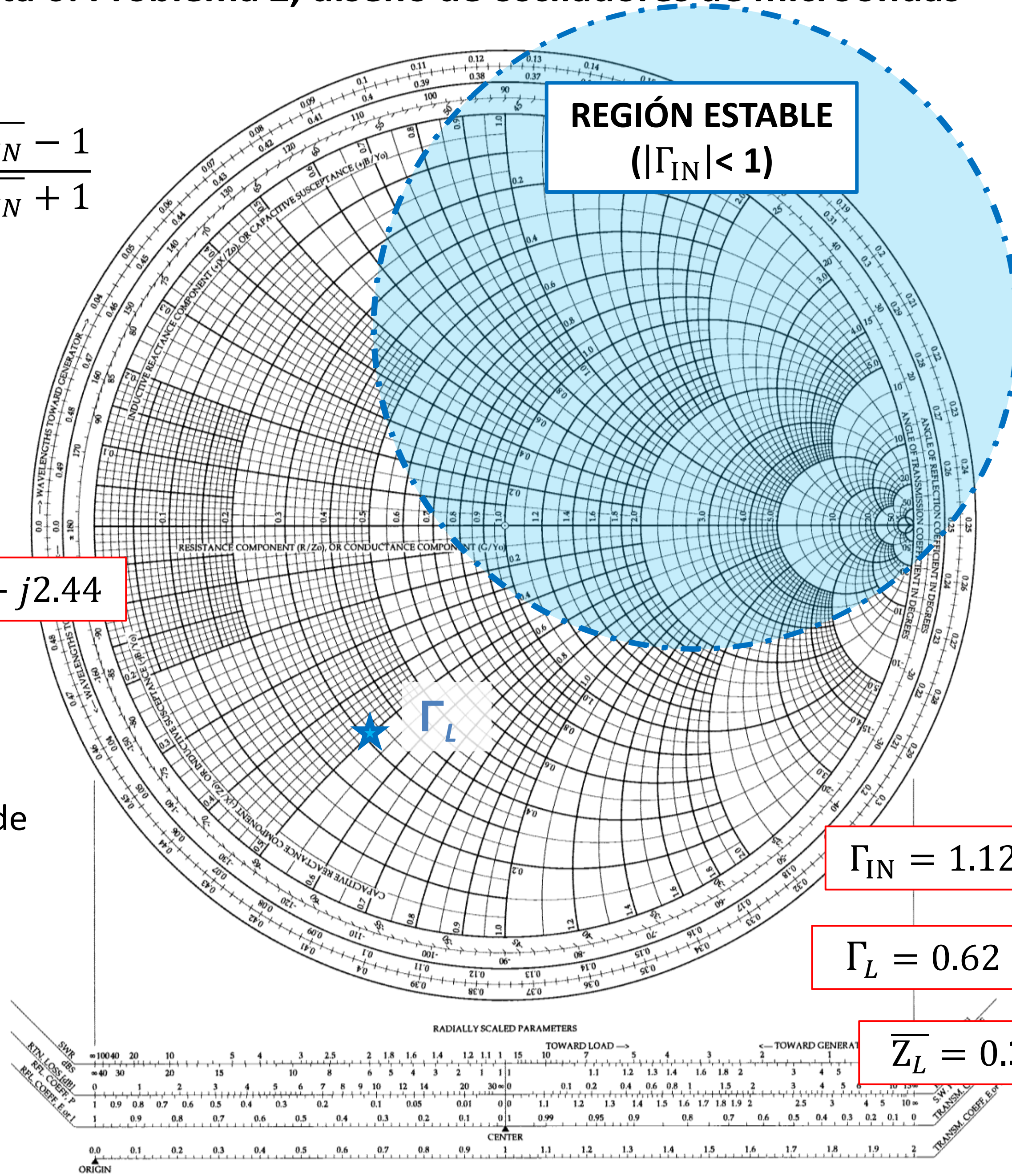
$$\Gamma_{IN} = \frac{Z_{IN} - Z_0}{Z_{IN} + Z_0} = \frac{\overline{Z_{IN}} - 1}{\overline{Z_{IN}} + 1}$$

$$\downarrow$$

$$\overline{Z_{IN}} = \frac{1 + \Gamma_{IN}}{1 - \Gamma_{IN}}$$

$$\downarrow$$

$$\boxed{\overline{Z_{IN}} = \cdots = -0.39 - j2.44}$$



Por lo tanto, se cumple condición de inestabilidad

$$\boxed{\Gamma_{IN} = 1.12 < -43.7^{\circ}}$$

$$\boxed{\Gamma_L = 0.62 < -123.4^{\circ}}$$

$$\boxed{\overline{Z_L} = 0.3 - j0.5}$$

Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

9. Obtenemos $\overline{Z_{IN}}$

$\overline{R_{IN}} < 0!$

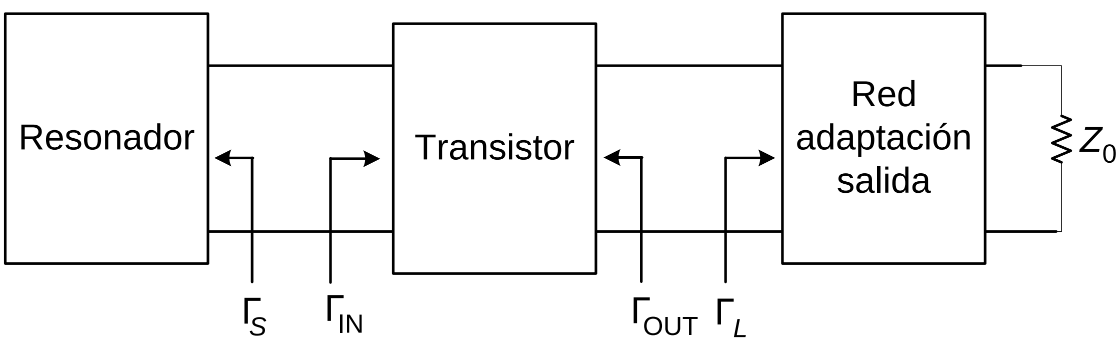
$$\Gamma_{IN} = \frac{Z_{IN} - Z_0}{Z_{IN} + Z_0} = \frac{\overline{Z_{IN}} - 1}{\overline{Z_{IN}} + 1} \longrightarrow \overline{Z_{IN}} = \frac{1 + \Gamma_{IN}}{1 - \Gamma_{IN}} = \cdots = -0.39 - j2.44$$

$$\boxed{\Gamma_{IN} = 1.12 < -43.7º}$$

Así forzamos la resistencia negativa que provoca las oscilaciones

10. Obtenemos $\overline{Z_s}$ y Γ_s

$$\overline{Z_s} = -\frac{\overline{R_{IN}}}{3} - j\overline{X_{IN}} = 0.13 + j2.44 \longrightarrow \boxed{\Gamma_s = \frac{\overline{Z_s} - 1}{\overline{Z_s} + 1} = \cdots = 0.96 < 44.5º}$$



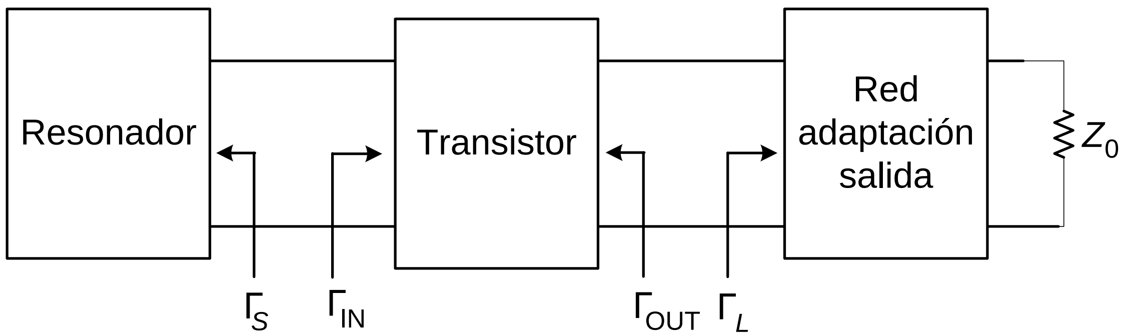
$$\boxed{\Gamma_L = 0.62 < -123.4º}$$

$$\boxed{\overline{Z_L} = 0.3 - j0.5}$$

Una vez obtenidos todos los coeficientes de reflexión, sólo necesitamos obtener las redes de adaptación que permitan satisfacer éstos valores

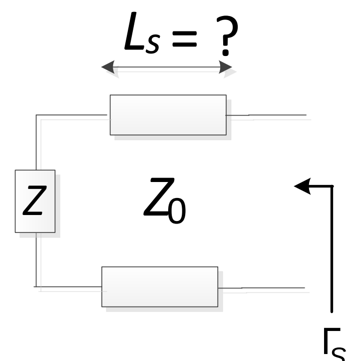
11. Obtenemos red de adaptación para satisfacer $\overline{Z_s}, \Gamma_s$

Recordemos que un oscilador tiene el siguiente diagrama de bloques:



Dado que el oscilador no tiene entrada, no es necesario obtener Γ_s a partir de una carga adaptada Z = Z_0.

Esto nos permite simplificar nuestra red de adaptación Γ_s, pudiendo considerar la siguiente topología:



De esta forma, podremos obtener el Γ_s requerido desplazándonos por una línea de transmisión que nos permita cruzar con una impedancia puramente real (no necesariamente Z_0), que será la carga Z que consideraremos.

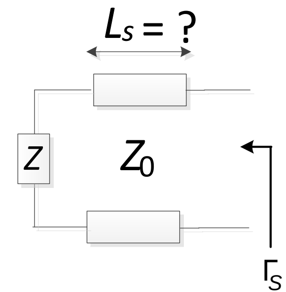
Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

Miguel Durán-Sindreu

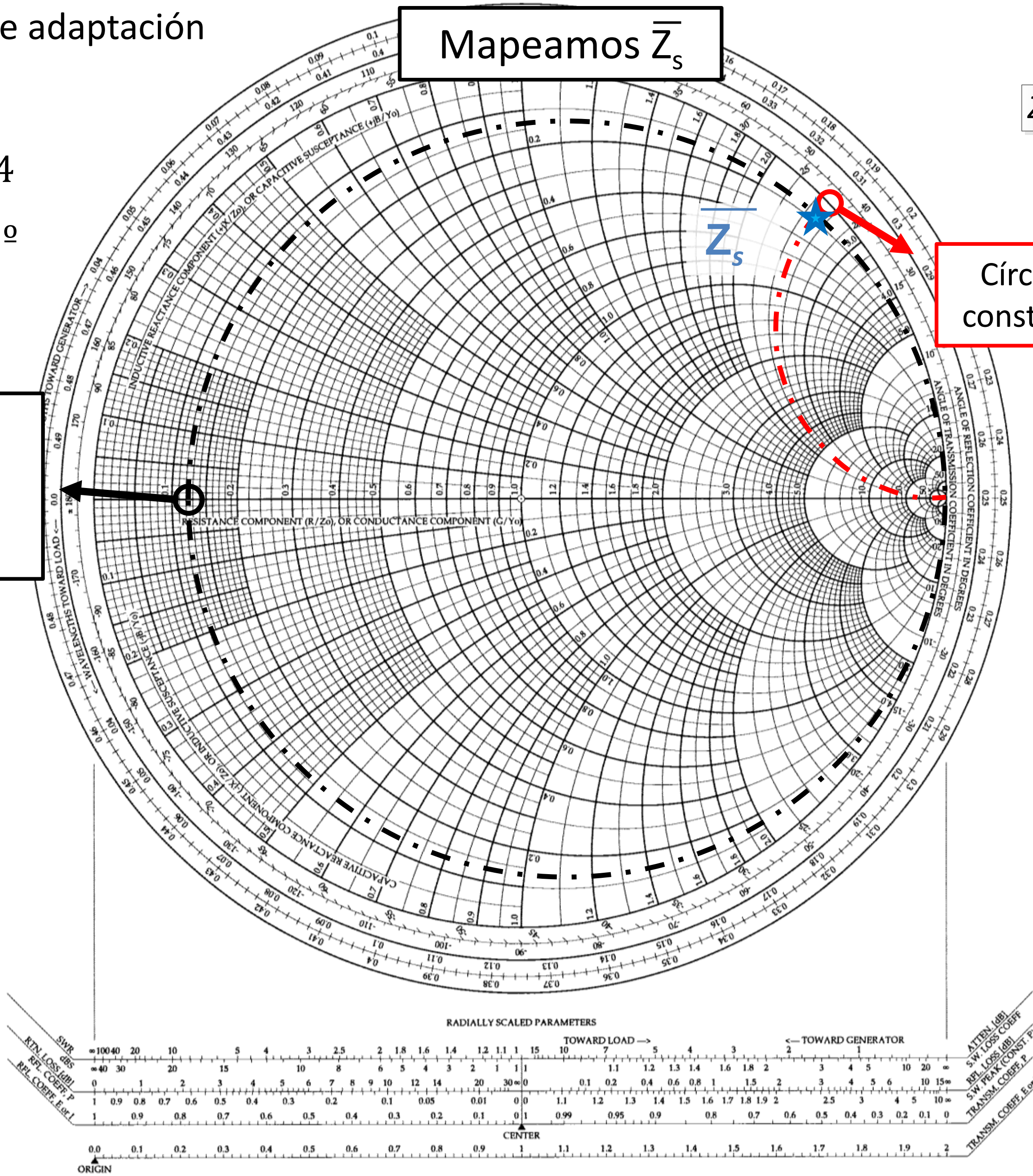
11. Obtenemos red de adaptación para satisfacer $\overline{Z_s}, \Gamma_s$

$$\overline{Z_s} = 0.13 + j2.44$$

$$\Gamma_s = 0.96 < 44.5º$$



Mapeamos $\overline{Z}_s$



Círculo de reactancia constante de valor 2.44

Círculo de resistencia constante de valor 0.13

Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

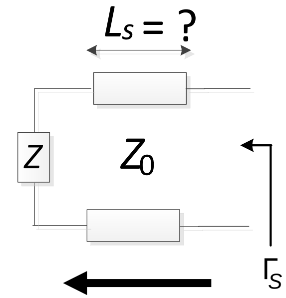
Miguel Durán-Sindreu

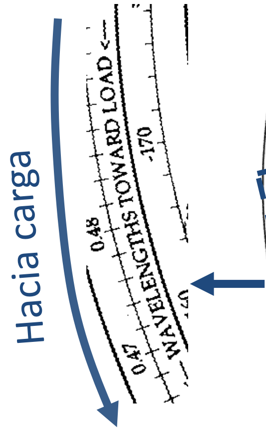
11. Obtenemos red de adaptación para satisfacer $\overline{Z_s}, \Gamma_s$

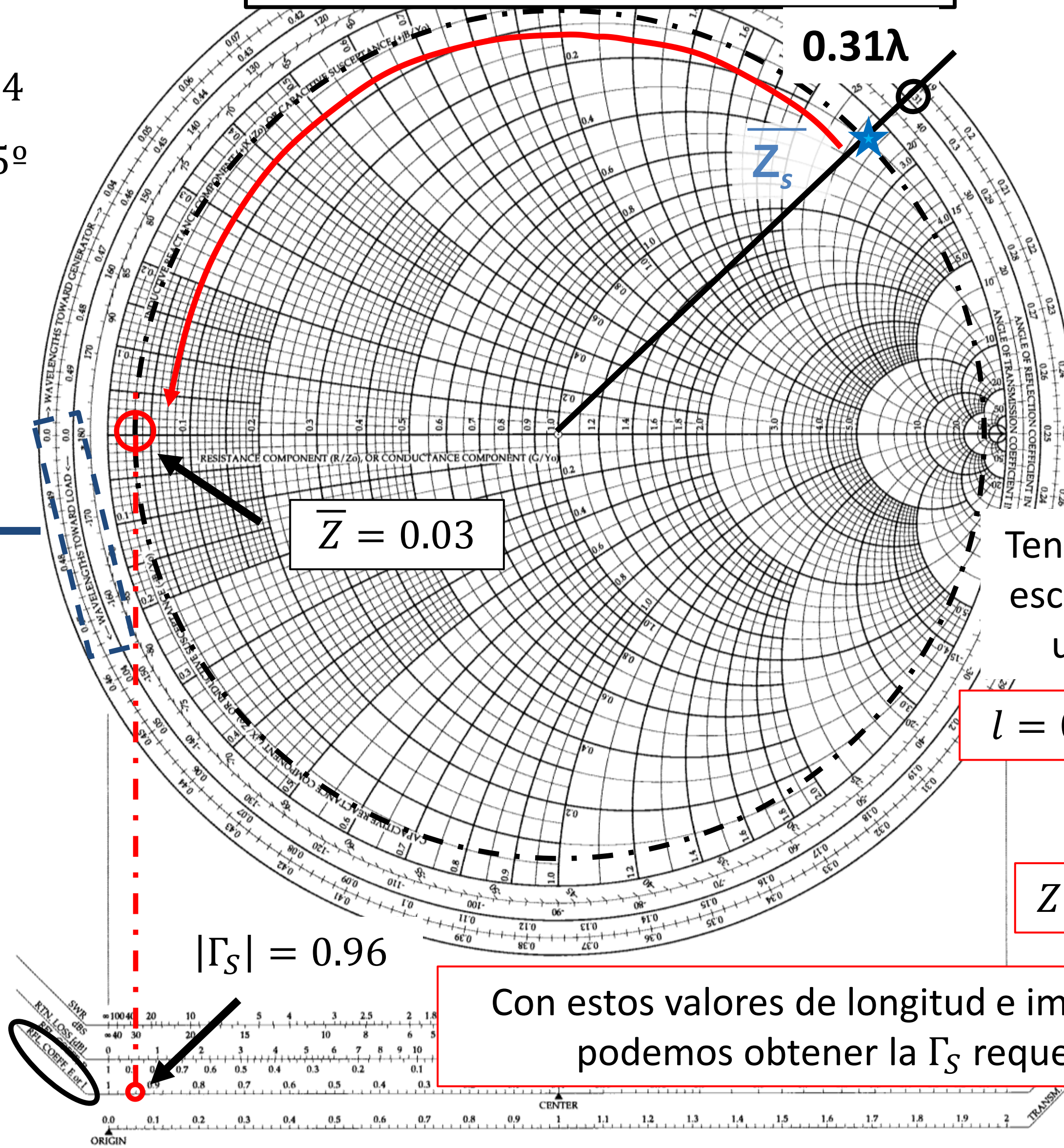
$$\overline{Z_s} = 0.13 + j2.44$$

$$\Gamma_s = 0.96 < 44.5º$$

Nos desplazamos por un círculo $|\Gamma_S|$ constante hasta obtener Z real







Tenemos dos soluciones. Si escogemos la que conlleva una longitud *l* menor:

$$l = 0.5\lambda - 0.31\lambda = 0.19\lambda$$

$$Z = 0.03 \cdot Z_0 = 1.5\Omega$$

Con estos valores de longitud e impedancia podemos obtener la Γ_S requerida

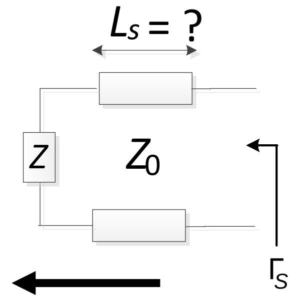
Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

Miguel Durán-Sindreu

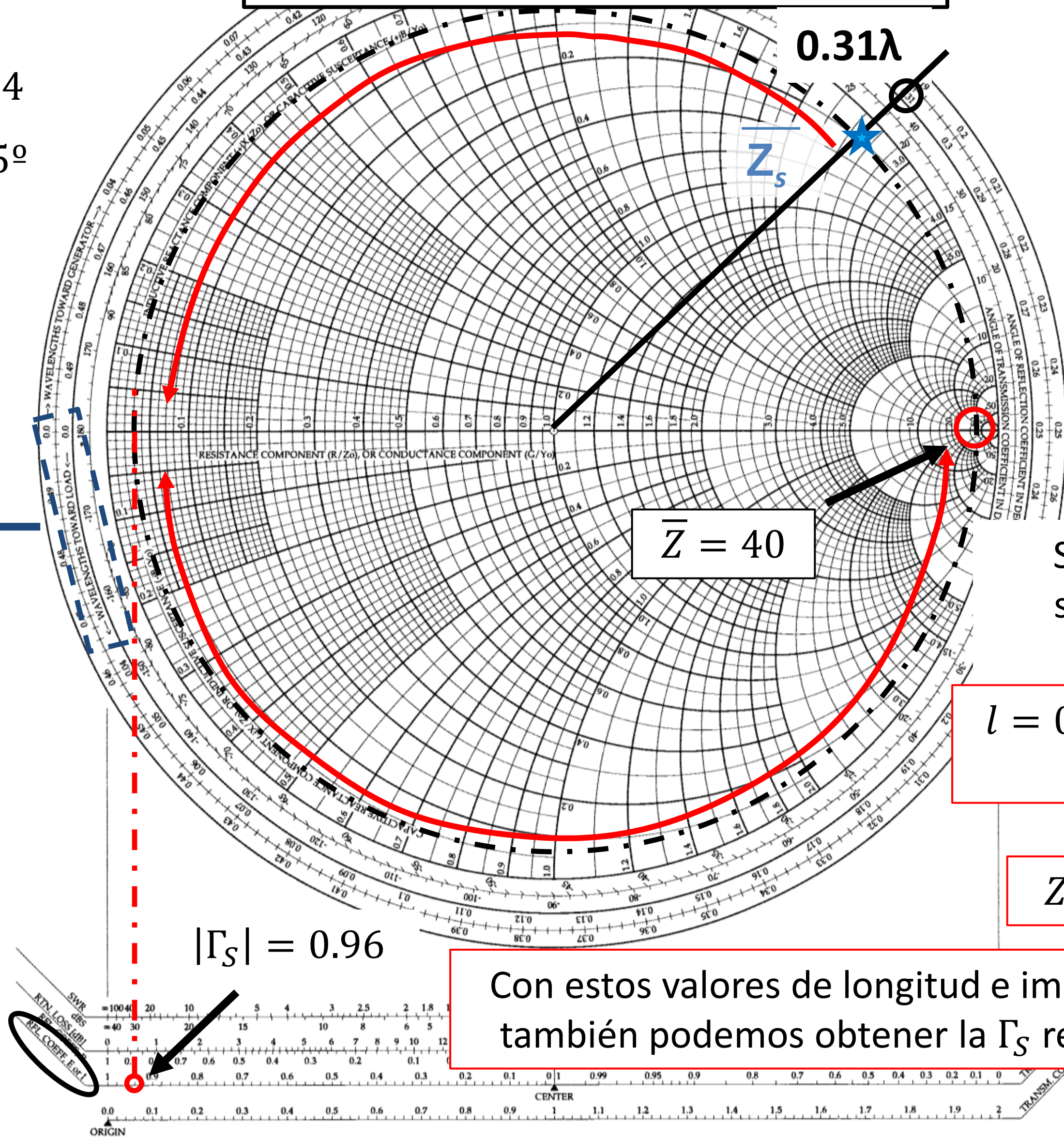
11. Obtenemos red de adaptación para satisfacer $\overline{Z_s}, \Gamma_s$

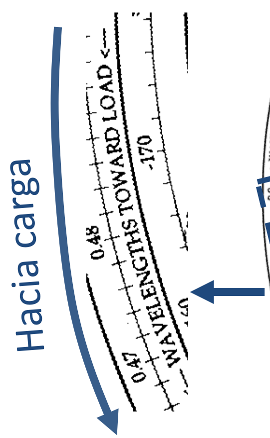
$$\overline{Z_s} = 0.13 + j2.44$$

$$\Gamma_s = 0.96 < 44.5º$$



Nos desplazamos por un círculo $|\Gamma_S|$ constante hasta obtener Z real





Si escogemos la otra solución de longitud mayor:

$$l = 0.5\lambda - 0.31\lambda + 0.25\lambda = 0.44\lambda$$

$$Z = 40 \cdot Z_0 = 2\ k\Omega$$

Con estos valores de longitud e impedancia también podemos obtener la Γ_S requerida

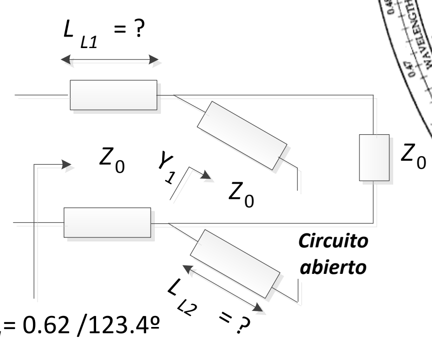
Miguel Durán-Sindreu

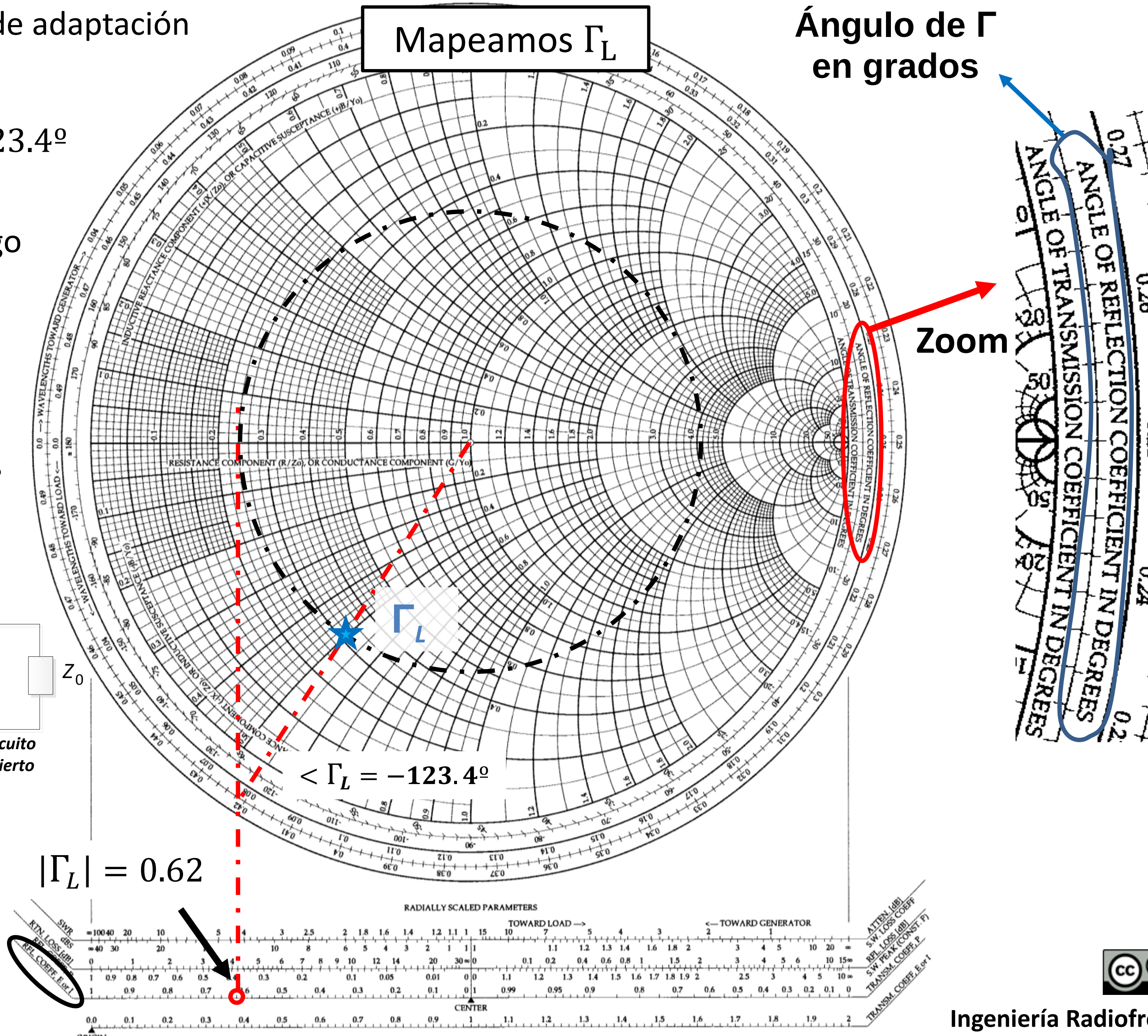
12. Obtenemos red de adaptación para satisfacer Γ_L

$$\Gamma_L = 0.62 < -123.4º$$

En este caso SI tengo que adaptar a una carga Z_0

Utilizo líneas de transmisión y stubs en circuito abierto



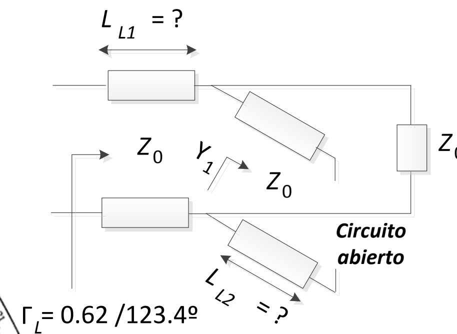


Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

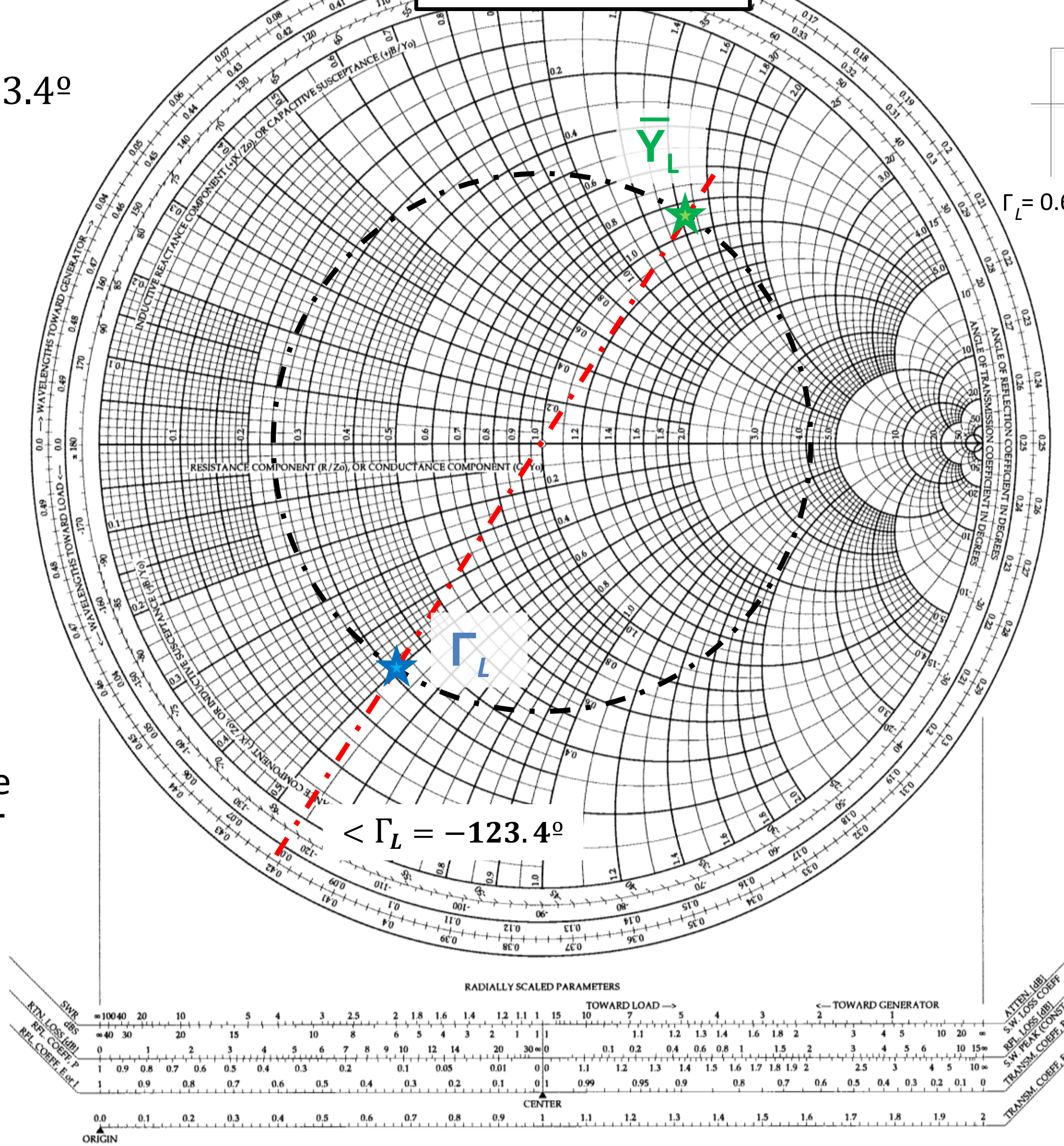
Miguel Durán-Sindreu

12. Obtenemos red de adaptación para satisfacer Γ_L

$$\Gamma_L = 0.62 < -123.4º$$



Obtenemos Y_L



Trabajamos en admitancias ya que nos será más cómodo a la hora de trabajar con el stub en paralelo

Pasamos de impedancia a admitancia mediante un giro de 180º en Γ (media carta Smith)

Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

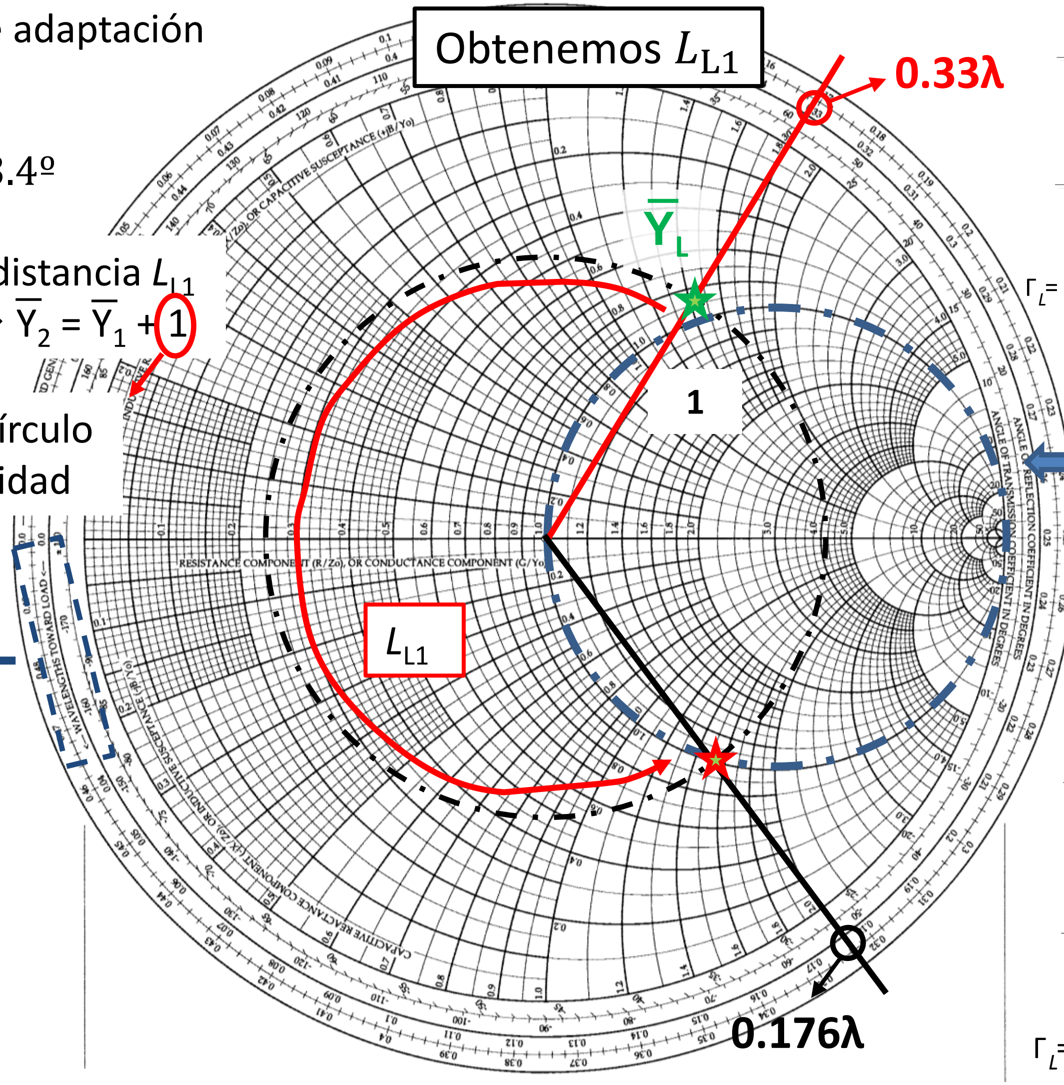
Miguel Durán-Sindreu

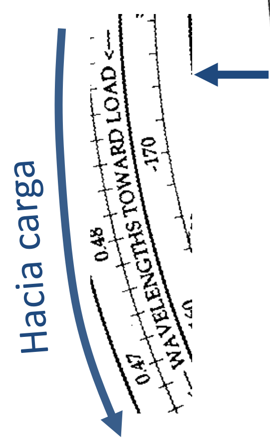
12. Obtenemos red de adaptación para satisfacer Γ_L

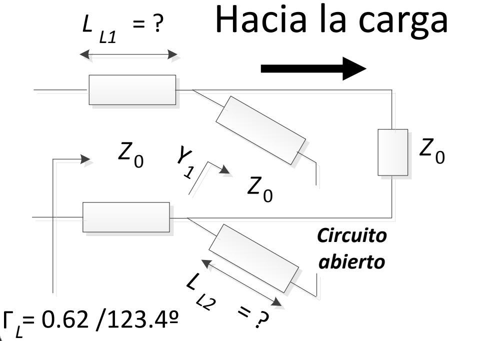
$$\Gamma_L = 0.62 < -123.4º$$

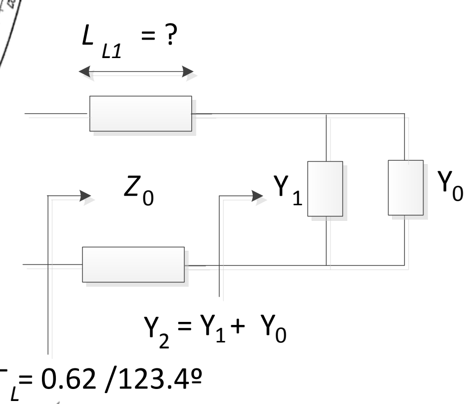
Desplazamos Γ_L una distancia L_{L1} tal que $Y_2 = Y_1 + Y_0 \rightarrow \overline{Y}_2 = \overline{Y}_1 + 1$

Hemos de cruzar el círculo de conductancia unidad

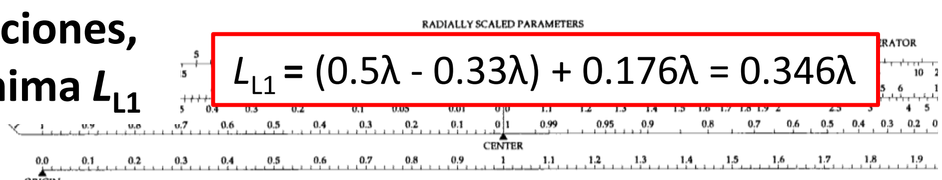








Tenemos dos soluciones, consideramos mínima L_{L1}



$$L_{L1} = (0.5\lambda - 0.33\lambda) + 0.176\lambda = 0.346\lambda$$

Siendo Y_1 puramente imaginario

Lista 6: Problema 2, diseño de osciladores de microondas

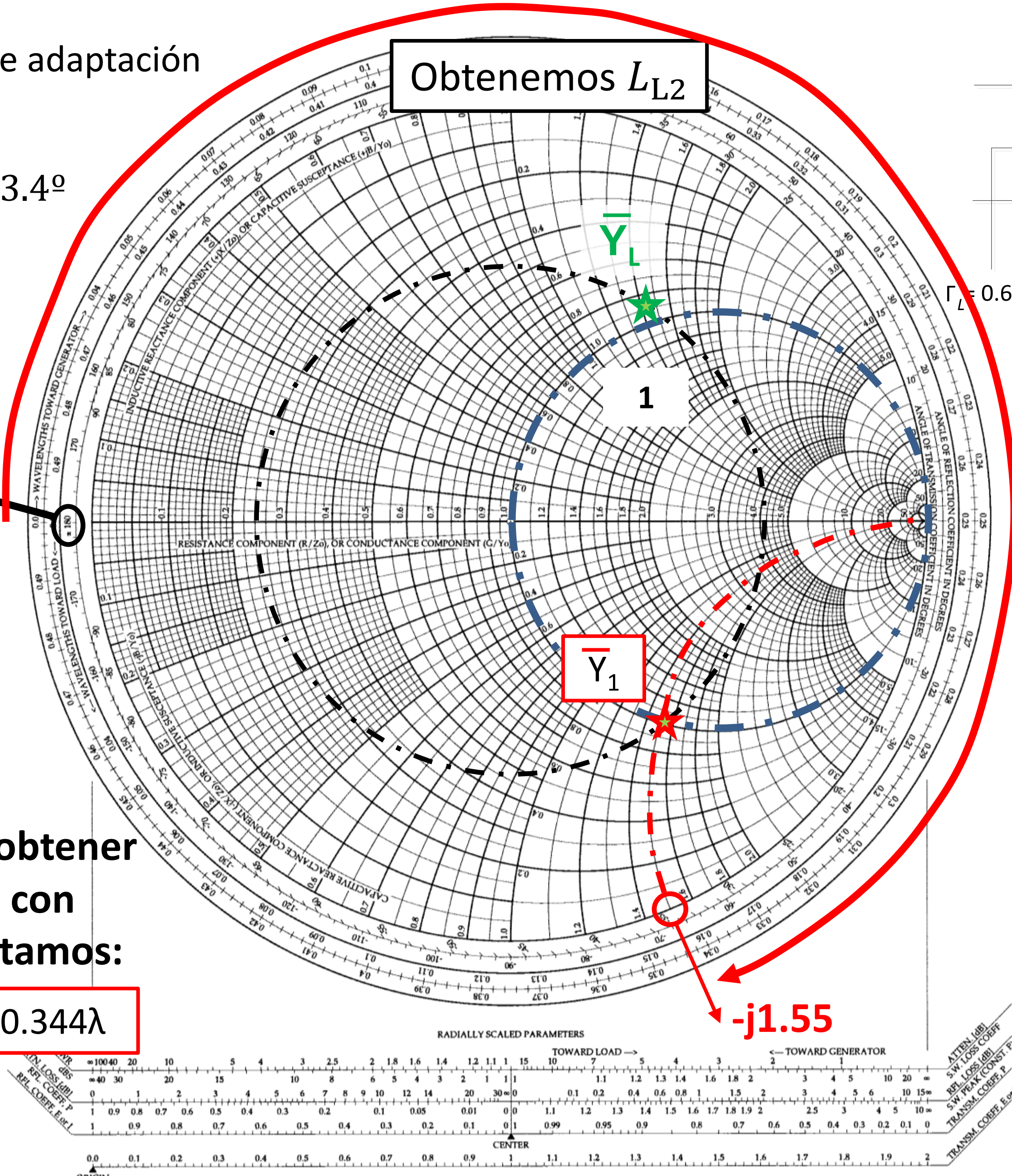
Miguel Durán-Sindreu

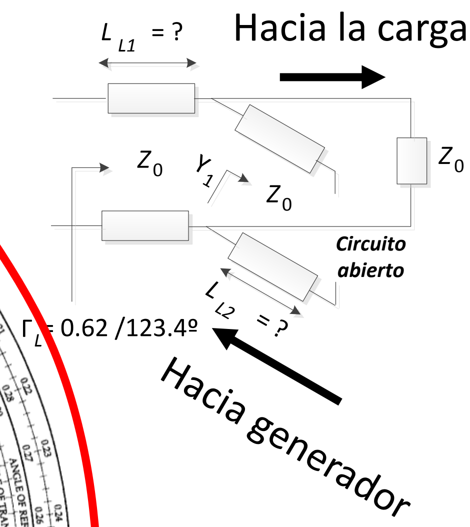
12. Obtenemos red de adaptación para satisfacer Γ_L

$$\Gamma_L = 0.62 < -123.4º$$

Y: 0º (Γ=1) c.a.

Hacia generador



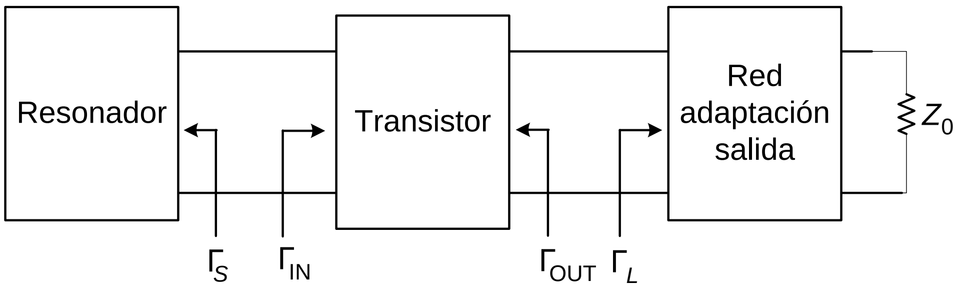


$\boxed{L_{L2} = 0.344\ \lambda}$

Por lo tanto, para obtener el Γ_L requerido con mínima L_{L1} necesitamos:

$\boxed{L_{L1} = 0.346\lambda\ ;\ L_{L2} = 0.344\lambda}$

Por lo tanto, el oscilador tendrá la siguiente topología:



$$\Gamma_L = 0.62 < -123.4º$$

$$\overline{Z_L} = 0.3 - j0.5$$

$$\Gamma_{IN} = 1.12 < -43.7º$$

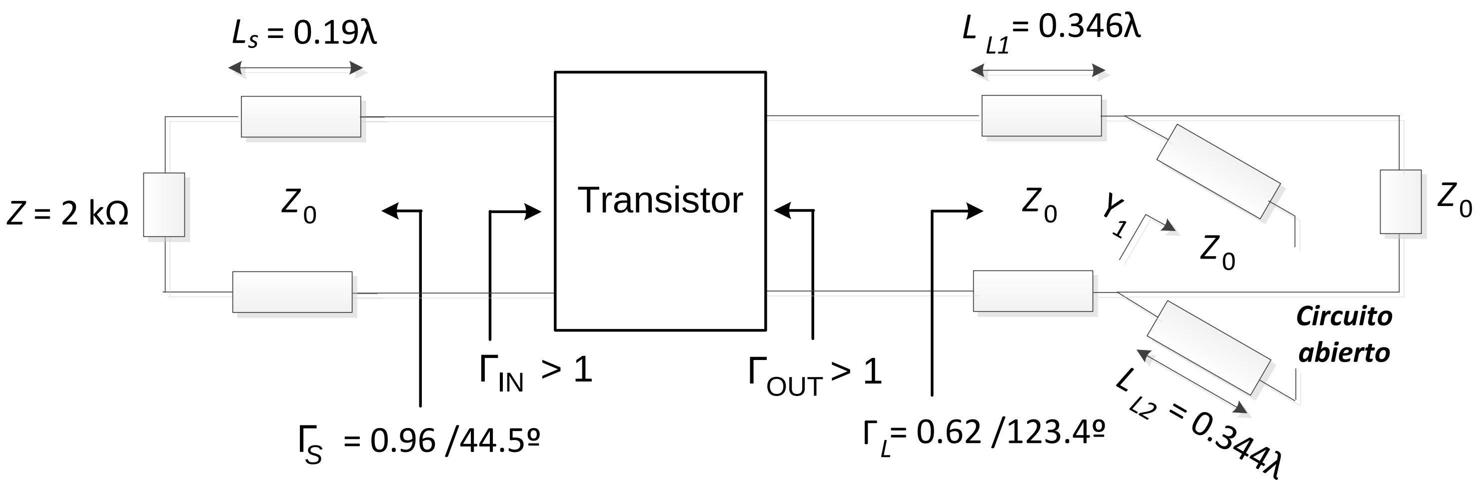
$$\overline{Z_{IN}} = -0.39 - j2.44$$

$$\Gamma_s = 0.96 < 44.5º$$

$$\overline{Z_s} = 0.13 + j2.44$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = \cdots = 3.5 < 127.9º$$

Que puede implementarse como:



Donde también tenemos otra solución posible de {L_s , Z} y de {L_{L1} , L_{L2}} manteniendo la misma topología