

Linhas de Transmissão



Prof. Dr. Ben-Hur Viana Borges

[E-mail: benhur@sc.usp.br](mailto:benhur@sc.usp.br)

Tel.: 3373-8132

Agenda

- Notação fasorial
- Álgebra vetorial
- Curiosidades sobre as equações de Maxwell
- Equações de Maxwell (tempo)
- Equações de Maxwell (frequência, ou fasorial)
- Derivar equação de onda
- Derivar linhas de transmissão com e sem perdas
- Analogia de linhas de transmissão e guias de ondas
- Parâmetros de espalhamento - S

Derivar no quadro

Álgebra Vetorial

grad (scalar) = vector

$$\nabla f = \left(\frac{\partial f}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial y}, \frac{\partial f}{\partial z} \right)$$

div (vector) = scalar

$$\nabla \cdot \vec{A} = \frac{\partial A_x}{\partial x} + \frac{\partial A_y}{\partial y} + \frac{\partial A_z}{\partial z}$$

curl (vector) = vector

$$\nabla \times \vec{A} = \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z}, \frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x}, \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right)$$

laplacian (scalar) = scalar

$$\nabla^2 f = \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 f}{\partial z^2}$$

laplacian (vector) = vector

$$\nabla^2 \vec{A} = (\nabla^2 A_x, \nabla^2 A_y, \nabla^2 A_z)$$

Identidades matemáticas para qualquer vetor de campo \vec{F} :

$$\nabla \times \nabla \times \vec{F} \equiv \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) - \nabla^2 \vec{F}$$

$$\nabla \cdot \nabla \times \vec{F} \equiv 0$$

Os operadores gradiente (∇), divergente ($\nabla \cdot$) e rotacional ($\nabla \times$) atuando em funções senoidais produzem o seguinte efeito:

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla \sin(\vec{k} \cdot \vec{r}) = \vec{k} \cos(\vec{k} \cdot \vec{r}) \\ \nabla \cdot \vec{A} \sin(\vec{k} \cdot \vec{r}) = \vec{k} \cdot \vec{A} \cos(\vec{k} \cdot \vec{r}) \\ \nabla \times \vec{A} \sin(\vec{k} \cdot \vec{r}) = \vec{k} \times \vec{A} \cos(\vec{k} \cdot \vec{r}) \end{array} \right.$$

Onde $\vec{r} = (x, y, z)$ é um vetor de posição, \vec{k} e \vec{A} são vetores constantes.

Curiosidades sobre as Equações de Maxwell

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad \text{Lei de Gauss} \quad (1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad \text{Lei de Gauss para magnetismo} \quad (2)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Lei de indução de Faraday} \quad (3)$$

$$\nabla \times \vec{B} = \mu_0 \vec{J} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad \text{Lei de Ampère com a correção de Maxwell} \quad (4)$$

O último termo no LD de (4) é chamado de indução magnética, e foi adicionado por Maxwell como uma “intuição” educada baseada na simetria de **E** e **B**.

Isso será discutido a seguir.

Curiosidades sobre as Equações de Maxwell

- ✓ O termo de indução magnética foi adicionado à Lei de Ampère por Maxwell para tornar as equações para \mathbf{E} e \mathbf{B} mais simétricas. Maxwell previu que esse termo deveria existir para que a equação de onda em cada componente dos campos \mathbf{E} e \mathbf{B} tenha velocidade $c=1/\text{sqrt}(\mu_0\varepsilon_0)$.
- ✓ Como c é muito grande, o termo de indução é muito pequeno, e Faraday não o notou.
- ✓ Maxwell tinha formulado (1)-(4) sem o termo de indução magnética. Só que para ele, a necessidade de simetria entre (1) e (4) “gritava” por um termo proporcional a $\frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$.
- ✓ Pergunta: **que constante deveria aparecer em frente a esse termo?**
- ✓ Equações (1)-(4) contêm duas constantes fundamentais: μ_0 e ε_0
- ✓ Como μ_0 aparece na frente do primeiro termo, faz sentido escrever a constante em frente do termo $\frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$ como μ_0 multiplicado por **uma outra constante α_0** a ser determinada.
- ✓ Mas que constante seria essa?

Curiosidades sobre as Equações de Maxwell

- ✓ A resposta a esse problema saiu por análise dimensional.
- ✓ A constante que tem exatamente a dimensão desejada é ϵ_0 . Assim,

$$\mu_0 \alpha_0 = \mu_0 \epsilon_0$$

E essa escolha não introduz nenhuma constante física adicional.

Assim, Maxwell demonstrou que a consequência de (1)-(4) é que cada componente de \mathbf{E} e \mathbf{B} resolve a equação de onda com velocidade dada por:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$$

No entanto, a prova disso só veio 25 anos mais tarde quando Hertz gerou ondas de rádio a partir de magnetos rotativos.

Esse foi um dos raros feitos na história quando uma tecnologia revolucionária (o rádio) foi instigada por uma previsão teórica que veio primeiro. O experimento veio depois.

Seguindo o raciocínio de Maxwell

Primeiro vamos mostrar que a dimensão de α_0 é a mesma de ϵ_0 .

\mathbf{E} é a força experimentada por uma unidade de carga em um campo elétrico, assim,

$$[\vec{E}] = \frac{[\text{Força}]}{[\text{Carga}]} = \frac{ML}{QT^2}$$

Força=kg·m/t²

onde [.] denota as unidades dimensionais do que estiver dentro, L=comprimento, T=tempo, M=massa, Q=carga, etc.

Podemos obter as dimensões para o campo magnético da força de Lorentz:

$$\vec{F} = q\vec{E} + q\vec{v} \times \vec{B} \quad (5)$$

Ou seja, uma vez que os campos \mathbf{E} e \mathbf{B} são obtidos de (1)-(4), os campos resultantes vão acelerar uma (pequena) carga q de acordo com (5), onde \mathbf{v} é a velocidade da carga.

O primeiro termo vem de **E ser força por carga**, mas a aceleração adicional devido a \mathbf{B} vem do segundo termo, e mostra que a força magnética está na direção perpendicular tanto a \mathbf{v} quanto a \mathbf{B} , com magnitude proporcional à carga q , \mathbf{v} e \mathbf{B} .

Seguindo o raciocínio de Maxwell

Uma vez que cada termo em uma equação tem que ter a mesma dimensão, de (5) tem-se:

$$[q\vec{v} \times \vec{B}] = [q\vec{E}]$$

Leia-se: a dimensão do LE = dimensão do LD

De onde segue que,

$$[\vec{B}] = \frac{[\vec{E}]}{[\vec{v}]} = \frac{[\vec{E}]T}{L}$$

(Wb/m²) unidade de densidade de fluxo magnético

Se estivéssemos tentando adivinhar a constante em frente do termo $\frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$, partindo da suposição de que ele seja $\mu_0 \alpha_0$, então igualando as dimensões em ambos os termos do lado direito de (4), tem-se

$$\left[\mu_0 \alpha_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right] = [\mu_0 \vec{J}]$$

ρ =carga/volume

Assim,

$$[\alpha_0] = \frac{[\vec{J}]}{\left[\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right]} = \frac{[\rho][\vec{v}]T}{[\vec{E}]} = \frac{[\rho]L}{[\vec{E}]}$$

(F/m) unidade de permissividade

F=C/V Wb=V*s C=A*s

Seguindo o raciocínio de Maxwell

Mas de (1), onde ε_0 aparece, tem-se:

$$[\varepsilon_0] = \frac{[\rho]}{[\nabla \cdot \vec{E}]} = \frac{[\rho]L}{[\vec{E}]} = [\alpha_0] \quad (\text{F/m) unidade de permissividade}$$

Concluindo, α_0 tem que ter a mesma dimensão de ε_0 :

$$[\alpha_0] = [\varepsilon_0] = \frac{[\rho]L}{[\vec{E}]} = \frac{Q^2 T^2}{ML^2} \quad (\text{F/m) unidade de permissividade}$$

$$\nabla \times \vec{B} = \mu_0 \vec{J} + \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

Lei de Ampère com a correção de Maxwell

Derivar no quadro.

Informações úteis

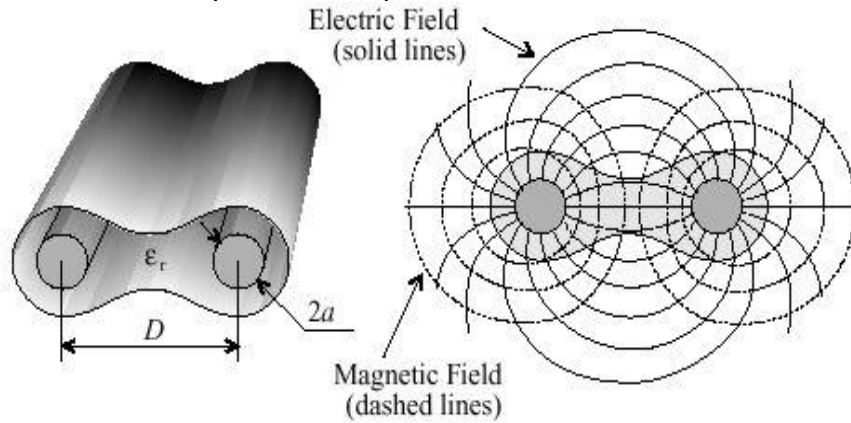
Campo	Fontes	Rotacionais	Componente normal à interface	Componente tangencial à interface
\vec{E}	Todas a cargas	$\frac{\partial}{\partial t} \vec{B}(t)$	Descontínua	Contínua
\vec{D}	Cargas livres	Interface de dielétricos (abordagem não-normal) + campo magnético dependente do tempo	Contínuo para dielétricos (a menos que cargas livres depositem-se) Descontínuo para condutores carregados	Descontínua
\vec{B}	NENHUMA	Todas as correntes + campo elétrico dependente do tempo	Contínua	Contínua (meios não magnetizáveis, meios isotrópicos) $\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \mu_0 \vec{M}$ $\vec{B} = \xi \vec{E} + \mu \vec{H}$
\vec{H}	Cargas elétricas móveis (correntes), campos elétr. Variáveis	Macrocorrentes + $\frac{\partial}{\partial t} \vec{D}(t)$ (corrente de deslocamento)	Descontínua	Contínua (a menos que macrocorrentes estejam na superfície)

Linhas de Transmissão

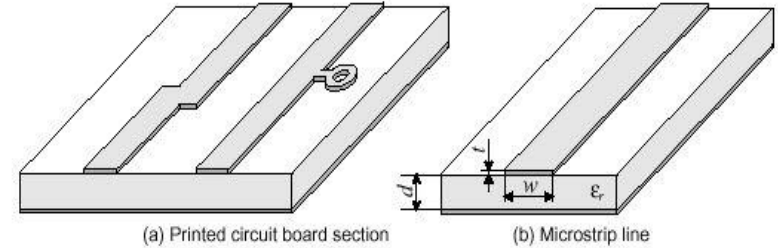
- ✓ **Linhas de transmissão:** em teoria eletromagnética, é um termo reservado às estruturas capazes de guiar ondas TEM (eletromagnéticas transversais, $E_z = H_z = 0$). São uma classe especial de guias de ondas. Existem em estruturas contendo dois ou mais condutores separados.
- ✓ Exemplos: cabos coaxiais, guias de placas paralelas.
- ✓ No entanto, existem diferenças fundamentais nas características entre guias de ondas e linhas de transmissão, como pode ser visto na Tabela I.
- ✓ Em tais estruturas, apenas padrões determinados de campos elétricos e magnéticos (e-m) podem existir, e esses padrões são denominados *modos* (que são soluções das equações diferenciais que governam o problema, ou seja, equações de onda).

Tipos comuns de Linha de Transmissão

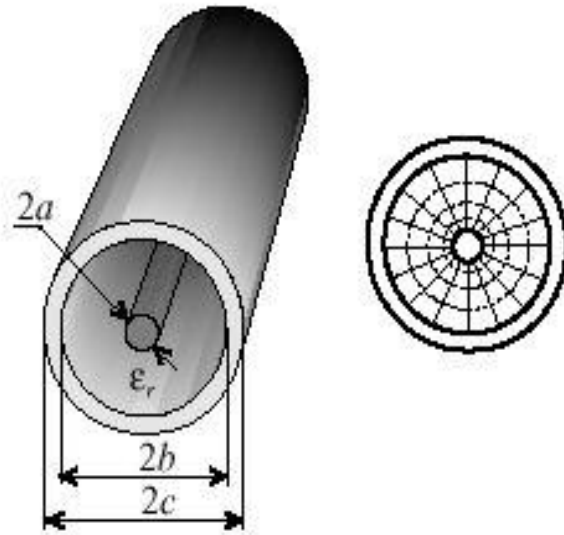
Dois fios (ribbon)



Microfita



Coaxial



Stripline (3 placas)

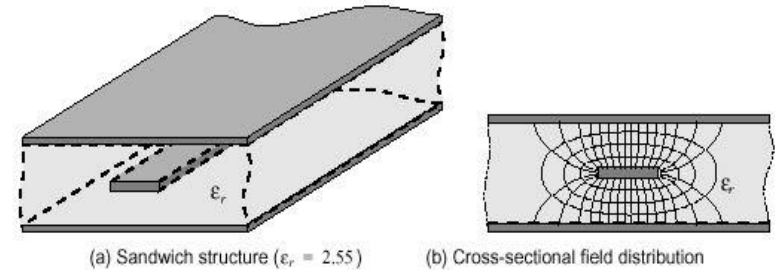
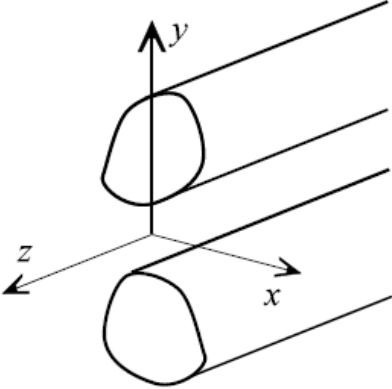
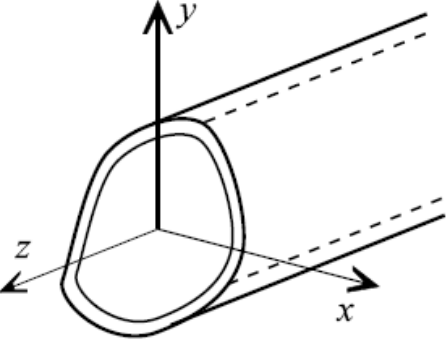


Tabela 1: Diferenças fundamentais entre guias de ondas e linhas de transmissão

Linhas de transmissão	Guias de ondas
 <ul style="list-style-type: none">• Dois ou mais condutores separados por algum meio dielétrico;• Modo normal de operação é o TEM ou quase-TEM. Pode suportar modos TE e TM, mas estes modos são tipicamente não-desejados;• Não tem frequência de corte para modos TEM;• Atenuação significativa de sinal em frequências altas devido às perdas do condutor e do dielétrico.	 <ul style="list-style-type: none">• Tipicamente, um condutor fechado (retangular, circular, etc.) preenchido com um dielétrico;• Suportam modos TE ou TM (não suporta modos TEM);• A frequência de operação deve ser acima do corte dos modos TE ou TM, caso contrário esses modos não irão propagar;• Baixa atenuação em frequências altas.

Modos propagantes em uma Linhas de Transmissão

Os modos propagantes em LT e guias de ondas podem ser classificados em termos das componentes de campo e-m presentes ou não na onda.

Componentes na direção de propagação são definidas como *longitudinais*, enquanto aquelas perpendiculares à direção de propagação são denominadas *transversais*.

Assim, supondo LT (ou guia de onda) orientada ao longo do eixo-z (direção de propagação), a seguinte classificação modal pode ser definida:

1) *Modo eletromagnético transversal (TEM):*

Esses modos não apresentam componentes longitudinais de campo, ou seja, $E_z = H_z = 0$. Esses modos não existem em linhas de condutor único. São também denominados de modos de LT. Ondas planas são também classificadas como modos TEM.

Modo quase-TEM: são modos que aproximam os modos TEM verdadeiros quando a frequência é suficientemente pequena.

$$\lim_{f \rightarrow 0} E_z = \lim_{f \rightarrow 0} H_z = 0$$

Modos propagantes em uma Linhas de Transmissão

2) Modo elétrico transversal (TE):

Nesses modos existem apenas componentes transversais de campo elétrico , ou seja,

$E_z = 0$, mas o campo magnético $H_z \neq 0$.

3) Modo magnético transversal (TM):

Nesses modos existem apenas componentes transversais de campo magnético ($H_z = 0$, $E_z \neq 0$).

“Modos TE e TM são comumente associados a guias de ondas, por isso são também denominados modos guia de ondas, já que são os únicos que podem existir em estruturas guia de ondas fechadas. Esses modos apresentam uma frequência abaixo da qual eles não propagam (frequência de corte). Normalmente não existem em LTs em virtude destas operarem em frequências abaixo do corte dos modos TE e TM.”

4) Modos híbridos (modos EH ou HE):

Esses modos caracterizam-se pela presença das componentes transversais de campo e-m, ou seja, ($H_z \neq 0$, $E_z \neq 0$).

Modos EH têm a componente de campo elétrico dominante, enquanto que modos HE têm a componente de campo magnético dominante. São comumente encontrados em guias não homogêneos e em fibras ópticas.

Equações de Linhas de Transmissão

Os campos eletromagnéticos em uma LT são relacionados a tensão e corrente de forma única de acordo com as seguintes equações:

$$V = -\int \vec{E} \cdot d\vec{l}$$

Integral de linha: diferença potencial (trabalho necessário) para mover uma carga entre dois pontos. Assim, V_{AB} é o trabalho necessário para mover uma carga do ponto B (limite superior da integral) para o ponto A (limite inferior). Portanto, B é ponto inicial e A é ponto final (razão do sinal negativo).

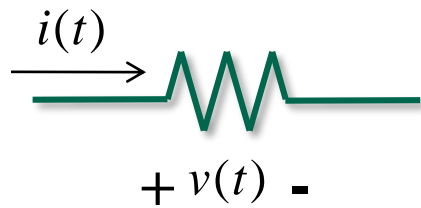
$$I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l}$$

Lei de Ampère: a integral de linha em torno de um circuito fechado é igual à corrente contida em seu interior.

É exatamente a relação direta entre tensão e campo elétrico e corrente e campo magnético é que nos permite utilizar conceitos de circuitos elétricos na análise destas estruturas. Para isso, é necessário quebrar esse problema em pequenas partes, de modo que os elementos de circuito sejam muito menores que o comprimento de onda.

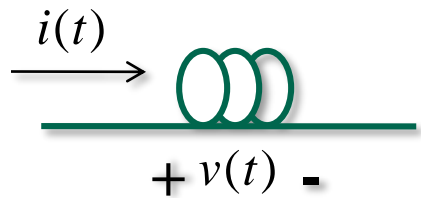
Assim, os elementos da LT são definidos **por unidade de comprimento**. Esses elementos são Resistência em série (R), indutância em série (L), condutância em paralelo (G), e capacitância em paralelo (C).

Elementos discretos de circuitos



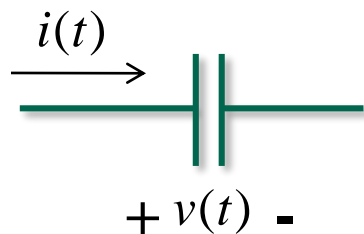
$$v(t) = Ri(t)$$

R: ohm(Ω)
volt/ampère



$$v(t) = L \frac{\partial i(t)}{\partial t}$$

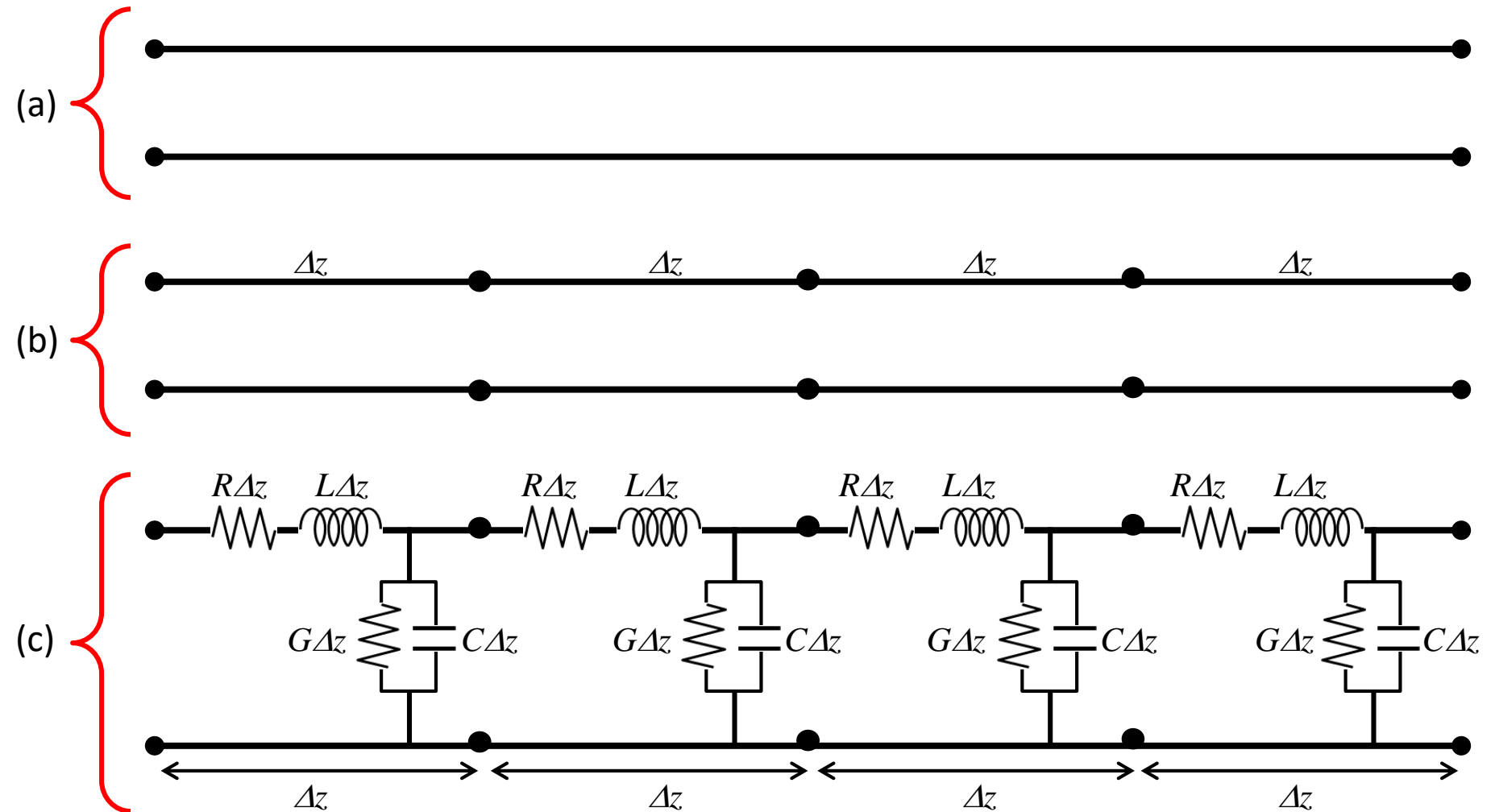
L: henry (H)
volt-segundo/ampère



$$i(t) = C \frac{\partial v(t)}{\partial t}$$

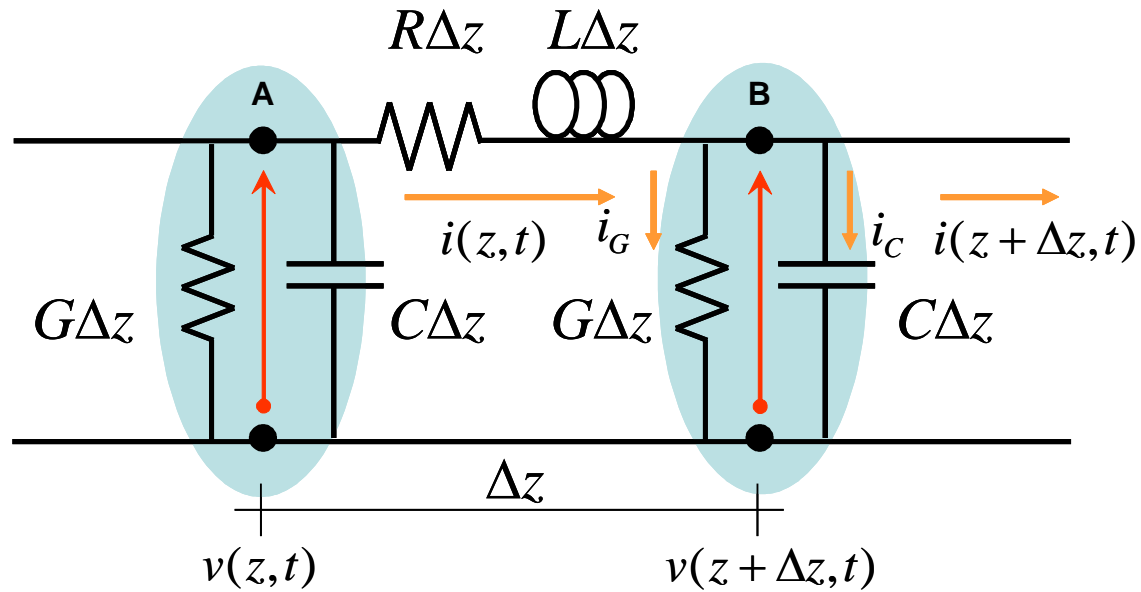
C: farad (F)
ampère-segundo/volt
coulomb/volt

Representação de Linha de Transmissão



Independente do formato, uma LT TEM é representada pela configuração de fios paralelos em (a). Para se analisar as relações de tensão e corrente, a linha é subdividida em pequenas seções diferenciais (b), cada uma destas seções é representada por um circuito equivalente (c).

Modelo de Linha de Transmissão



resistância

$$R\Delta z$$

ohms

condutância

$$G\Delta z$$

siemens

indutância

$$L\Delta z$$

henrys

capacitância

$$C\Delta z$$

farads

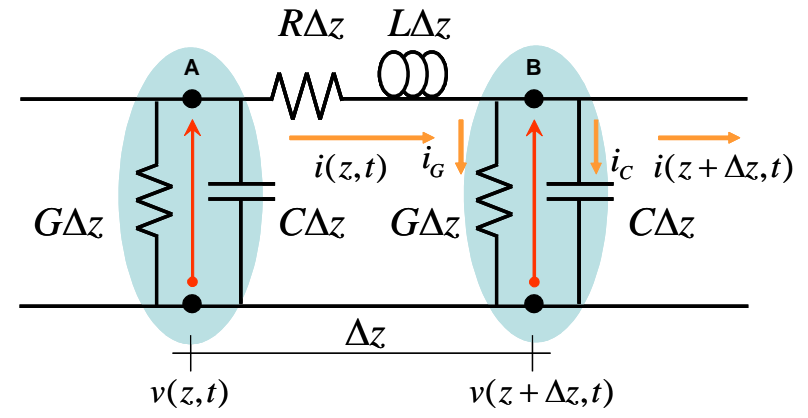
Elementos da Linha de Transmissão

Resistância: $v_R = i(z, t)R\Delta z$

Condutância: $i_G = v(z, t)G\Delta z$

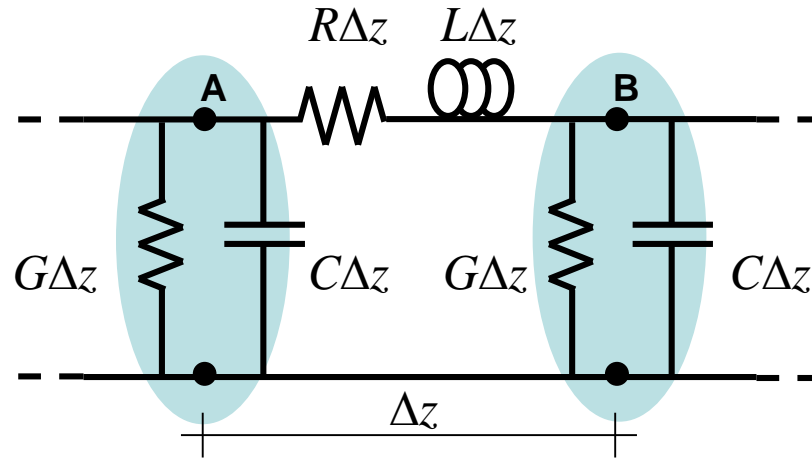
Indutância: $v_L(z, t) = L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t}$

Capacitância: $i_C = C\Delta z \frac{\partial v(z, t)}{\partial t}$



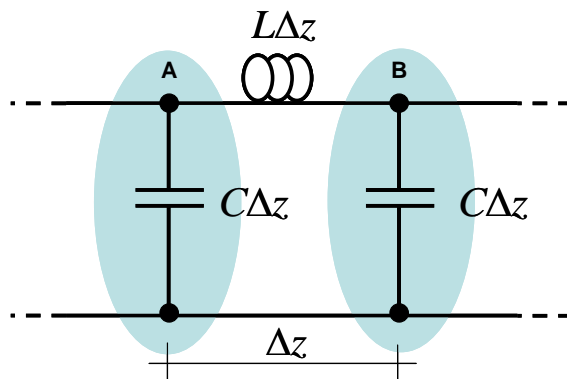
Observe que os elementos são distribuídos (por unidade de comprimento)

Linha de Transmissão com e sem perdas



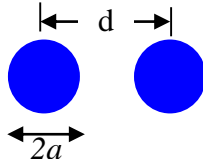
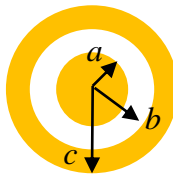
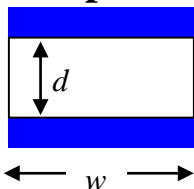
Linha com perdas:

As perdas são produzidas pela presença de $R\Delta z$ e $G\Delta z$.



Linha sem perdas:

Obtendo parâmetros da LT:

Parâmetro	Linha de dois fios 	Coaxial 	Placas paralelas 	Unidade
R Resistência	$\frac{1}{\pi a \sigma_{cond} \delta}$ $\delta \ll a$	$\frac{1}{2\pi \sigma_{cond} \delta} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$ $\delta \ll a, c - b$	$\frac{2}{w \sigma_{cond} \delta}$ $\delta \ll t$	Ω / m
L Indutância	$\frac{\mu}{\pi} \text{acosh} \left(\frac{d}{2a} \right)$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{b}{a} \right)$	$\mu \frac{d}{w}$	H / m
G Condutância	$\frac{\pi \sigma_{diel}}{\text{acosh} \left(d / (2a) \right)}$	$\frac{2\pi \sigma_{diel}}{\ln(b/a)}$	$\sigma_{diel} \frac{w}{d}$	S / m
C Capacitância	$\frac{\pi \epsilon}{\text{acosh} \left(d / (2a) \right)}$	$\frac{2\pi \epsilon}{\ln(b/a)}$	$\epsilon \frac{w}{d}$	F / m

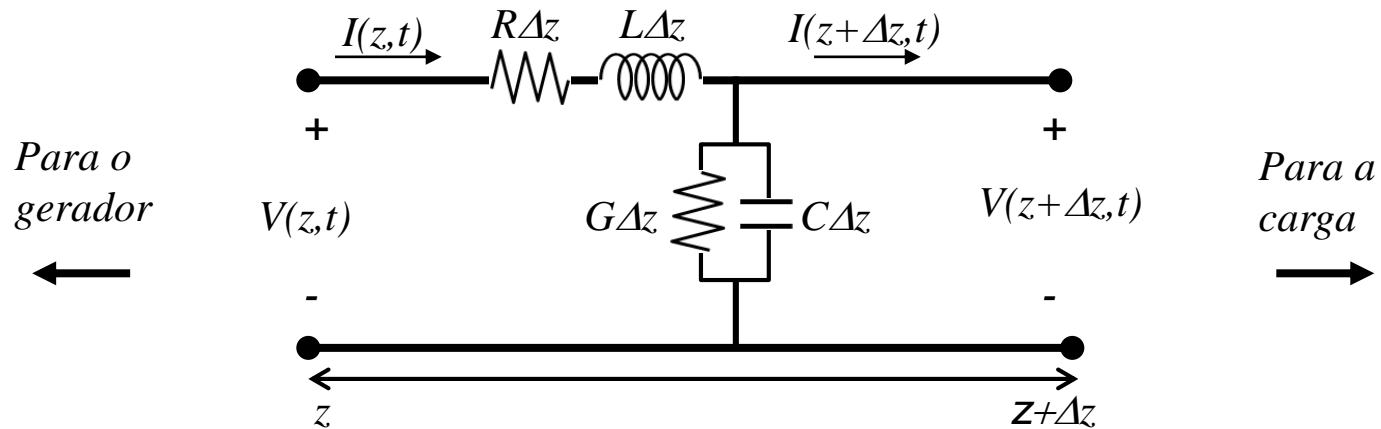
$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_c \sigma_c}}$$

Skin depth (profundidade de penetração) do condutor

Para cada linha, temos que:

$$LC = \mu \epsilon \quad \frac{G}{C} = \frac{\sigma}{\epsilon}$$

Equações de Linhas de Transmissão



Modelo de circuito equivalente de uma LT de dois condutores de comprimento diferencial Δz . Também conhecido como Tipo-L.

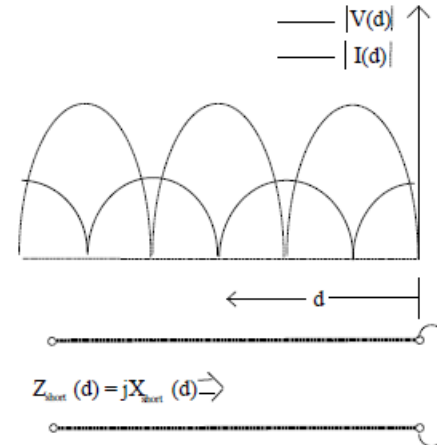
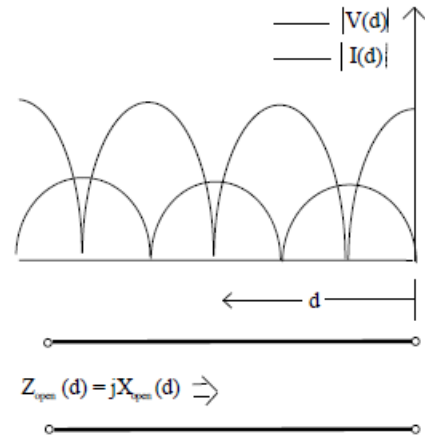
Derivação das equações de linha no quadro.

Obtendo parâmetros da LT:

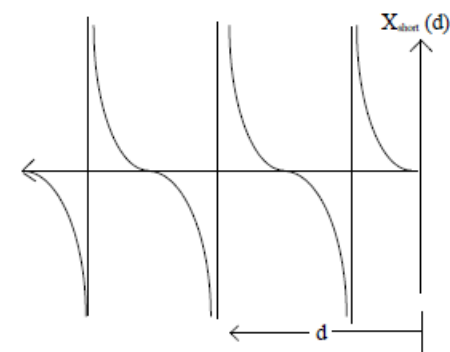
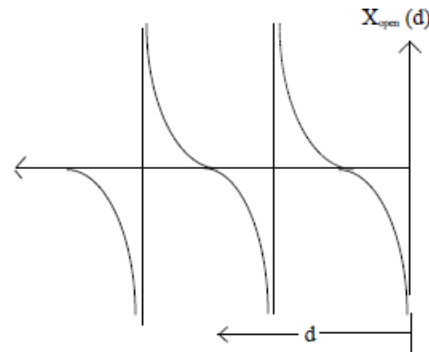
$$Z_{open}(d) = -jZ_0 \cot \beta d \quad (2.31a)$$

$$Z_{short}(d) = jZ_0 \tan \beta d \quad (2.31b)$$

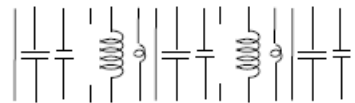
$|V(d)|, |I(d)|$



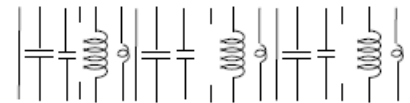
Reatâncias



Tipos de impedâncias



Impedance
(a.)



Impedance
(b.)

Linha em (a) circuito aberto e em (b) curto-circuito.

Linhas de transmissão e Guias de Ondas

Analogia entre Linhas de Transmissão (LT) e Guias de Ondas (GO):

- ✓ Ambos propagam ondas
 - Ondas de campo elétrico e magnético para GO;
 - Ondas de tensão e corrente para a LT.

- ✓ Supondo a direção de propagação ao longo de z :
 - Ondas TE (campo elétrico transversal) no GO é equivalente à tensão na LT;
 - Ondas TM (campo magnético transversal) no GO é equivalente à corrente na LT.

- ✓ Quando as perdas são importantes, a conexão entre GO e LT em geral não é tão simples.

- ✓ A presença de campo E longitudinal (queda de tensão $V=R \times I$ ao longo do guia) implica que componentes transversais de campo não satisfazem as equações de uma análise estática;

- ✓ Assim, L (indutância por unidade de comprimento) e C (capacitância por unidade de comprimento) não podem ser inferidos via simples integrais de linha.

Obtendo parâmetros da LT:

$$\text{Constante de propagação: } \gamma = \alpha + j\beta \quad (1)$$

onde α é a constante de atenuação e β é a constante de fase.

Em termos do Vetor de Poynting (onde “*” representa o complexo conjugado):

$$P = \frac{1}{2} \int dx \int dy (E \times H^*)_z \quad (2)$$

Para uma única onda propagante, o campo elétrico é dado por:

$$E(x, y, z, t) = E(x, y) e^{-\gamma z + j\omega t} \quad (3)$$

De (1) e (2), os parâmetros de LT são determinados requerendo que:

$$\gamma^2 = (R + j\omega L)(G + j\omega C) \quad (4)$$

Resistência (R), indutância (L), capacitância (C), e condutância (G) são por unidade de comprimento.

Obtendo parâmetros da LT:

A mesma potência média complexa $P(z)$, em termos de tensão $V(z)$ e corrente $I(z)$ é:

$$P(z) = \frac{1}{2} V(z) I(z)^* = \frac{1}{2} |I(z)|^2 Z_0 = \frac{1}{2} |V(z)|^2 / Z_0^* \quad (5)$$

Os últimas duas formas de (5) supõem uma única onda propagante (sem reflexões) e um único modo propagante, permitindo a relação:

$$Z_0 = \frac{V}{I} \quad (6)$$

onde Z_0 é a impedância característica. De (5), segue que P e Z_0 devem ter a mesma fase, ou seja:

$$Q \equiv \frac{P_i}{P_r} = \frac{Z_{0i}}{Z_{0r}} \quad (\text{quociente de potência, em qualquer ponto da LT}) \quad (7)$$

$$P = P_r + jP_i \quad (8)$$

$$Z_0 = Z_{0r} + jZ_{0i} \quad (9)$$

Nota: As partes real e imag de P atenuam na mesma taxa [$\exp(-2\alpha z)$]. Portanto, Q é independente da posição z .

Obtendo parâmetros da LT:

Das equações de LT e (4) para γ^2 , Z_0 é dado por:

$$Z_0^2 = \frac{R + j\omega L}{G + j\omega C} \quad (10)$$

Usando (4) e (10),

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \frac{R + j\omega L}{\alpha + j\beta} \quad (11)$$

Usando (11) em (7),

$$Q = \frac{\alpha\omega L - \beta R}{\alpha R + \beta\omega L} \quad (12)$$

Usando (4) e (10) novamente,

$$Z_0 = \frac{\alpha + j\beta}{G + j\omega C} \quad (13)$$

Agora Z_0 e Q estão escritos em termos de parâmetros de guia de onda: β e α

Obtendo parâmetros da LT:

Usando (12) em (7),

$$Q = \frac{\beta G - \alpha \omega C}{\beta \omega C + \alpha G} \quad (14)$$

De (12) e (14),

$$\frac{\omega L}{R} = \frac{\alpha Q + \beta}{\alpha - \beta Q} \quad (15)$$

Os lados direitos de (15)-(18) são conhecidos do guia de onda γ e Q

$$\frac{\omega C}{G} = -\frac{\alpha Q - \beta}{\alpha + \beta Q} \quad (16)$$

Os lados esquerdos são os parâmetros equivalentes de linha de transmissão requeridos.

$$GR = \frac{\alpha^2 - \beta^2 Q^2}{1 + Q^2} \quad (17)$$

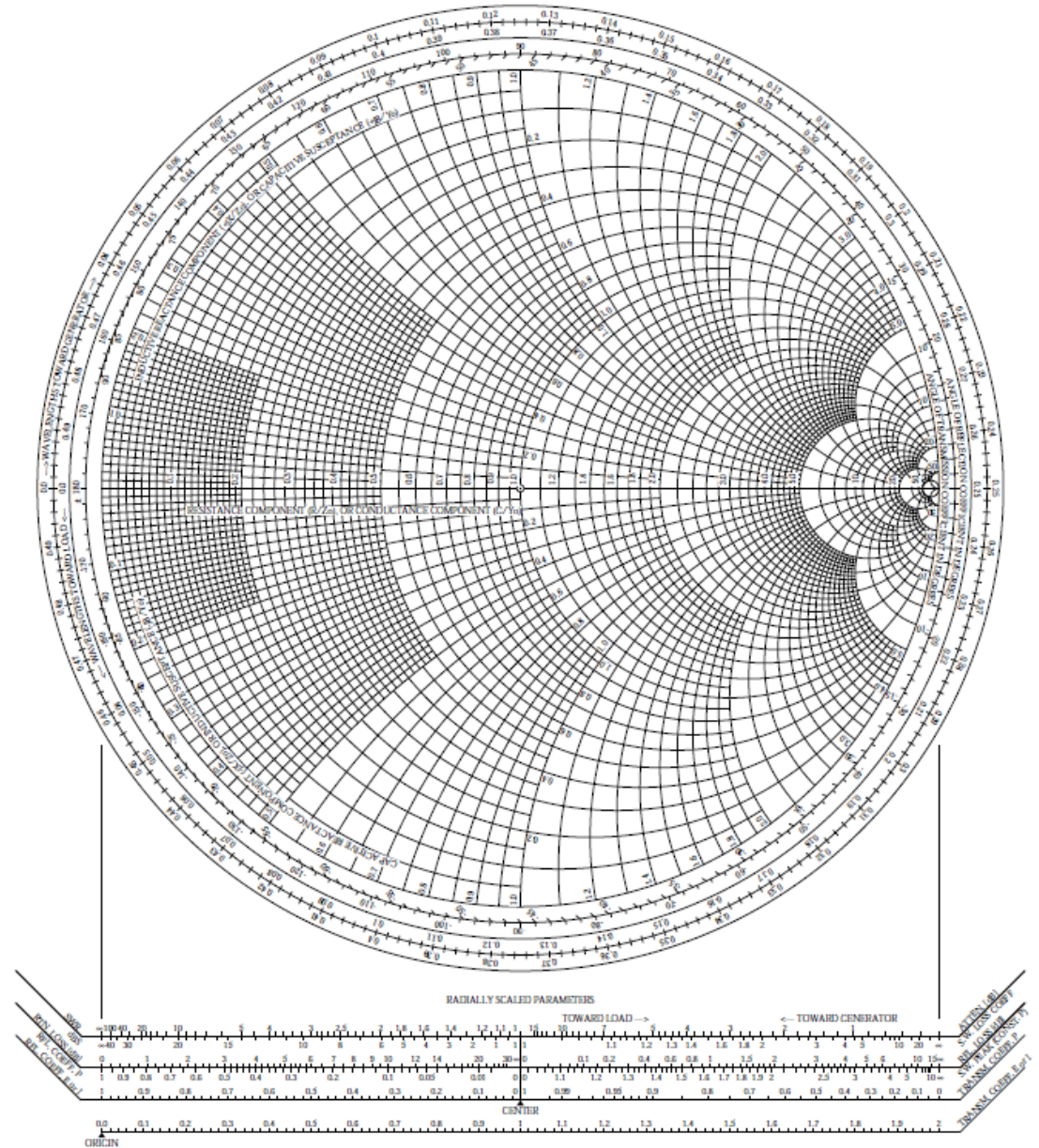
$$\omega^2 LC = -\frac{\alpha^2 Q^2 - \beta^2}{1 + Q^2} \quad (18)$$

Carta de Smith



Phillip H. Smith

1905 - 1987



Aplicações básicas:

Permite calcular magnitude e fase de uma impedância ou admitância de entrada, tensão, corrente, e outras funções relativas à transmissão em qualquer ponto ao longo da linha. Inclui ainda o cálculo de:

- ✓ coeficientes de reflexão complexos de tensão e corrente
- ✓ coeficientes de transmissão complexos de tensão e corrente
- ✓ coeficientes de reflexão e transmissão complexos
- ✓ perda por reflexão
- ✓ perda de retorno
- ✓ coeficiente de perda de onda estacionária
- ✓ máximos e mínimos de tensão e corrente, e coeficiente de onda estacionária
- ✓ formato, posição, e distribuição de fase ao longo de ondas estacionárias de tensão e corrente
- ✓ cálculo de funções de transferências.

Carta de Smith

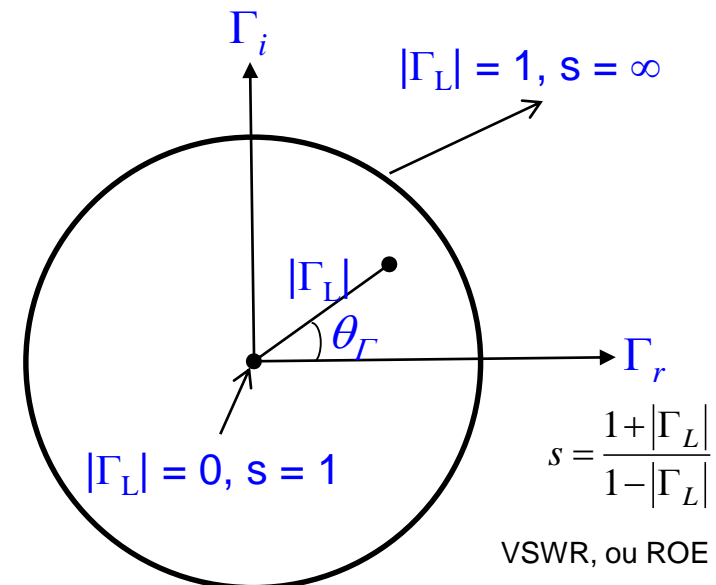
- Técnica gráfica desenvolvida na década de 1940 para facilitar os cálculos de projetos de linhas de transmissão;
- É basicamente um indicador gráfico da impedância da L.T. ao longo da linha;
- Primeiramente mostraremos como a Carta de Smith é construída, e em seguida a empregaremos em alguns exemplos de cálculo de coeficiente de reflexão na carga, relação de onda estacionária, e impedância de entrada.
- Iremos supor L.T. sem perdas (mas isso não é necessário). Com isso, $Z_0 = R_0$;
- A Carta de Smith é construída dentro de um círculo de raio unitário ($|\Gamma_L| \leq 1$), veja a figura.

A Carta é então construída a partir da relação:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1)$$

ou,

$$\Gamma_L = |\Gamma| \angle \theta_\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i \quad (2)$$



Carta de Smith

- É conveniente que a carta seja construída em termos de impedâncias normalizadas. Isso permite que a mesma carta seja aplicada a diferentes linhas de transmissão.
- Assim, todas as impedâncias deverão ser normalizadas com respeito à impedância característica Z_0 da linha sendo considerada.
- Por exemplo, na carga a impedância normalizada é dada por:

$$z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = r + jx \quad (3)$$

Observe que a impedância normalizada é expressa em letra minúscula.

Substituindo (3) em (1) e (2), tem-se:

$$\Gamma_L = \Gamma_r + j\Gamma_i = \frac{z_L - 1}{z_L + 1} \quad (4)$$

ou,

$$z_L = r + jx = \frac{(1 + \Gamma_r) + j\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r) - j\Gamma_i} \quad (5)$$

Carta de Smith

Normalizando, e igualando componentes, tem-se:

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (6)$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (7)$$

Rearranjando termos em (6) e (7), tem-se:

$$\left[\Gamma_r - \frac{r}{1+r} \right]^2 + \Gamma_i^2 = \left[\frac{1}{1+r} \right]^2 \quad (8)$$

Da mesma forma,

$$\left[\Gamma_r - 1 \right]^2 + \left[\Gamma_i - \frac{1}{x} \right]^2 = \left[\frac{1}{x} \right]^2 \quad (9)$$

Carta de Smith

As equações (8) e (9) são similares a:

$$(x-h)^2 + (y-k)^2 = a^2 \quad (10)$$

Que é a equação de um círculo de raio a , centrado em (h,k) . Assim, equação (8) é denominada *círculo- r* (*círculo de resistência*), com

$$\text{centro em } (\Gamma_r, \Gamma_i) = \left(\frac{r}{1+r}, 0 \right) \quad (11)$$

$$\text{raio} = \frac{1}{1+r} \quad (12)$$

De maneira similar, a equação (9) é denominada *círculo- x* (*círculo de reatância*), com

$$\text{centro em } (\Gamma_r, \Gamma_i) = \left(1, \frac{1}{x} \right) \quad (13)$$

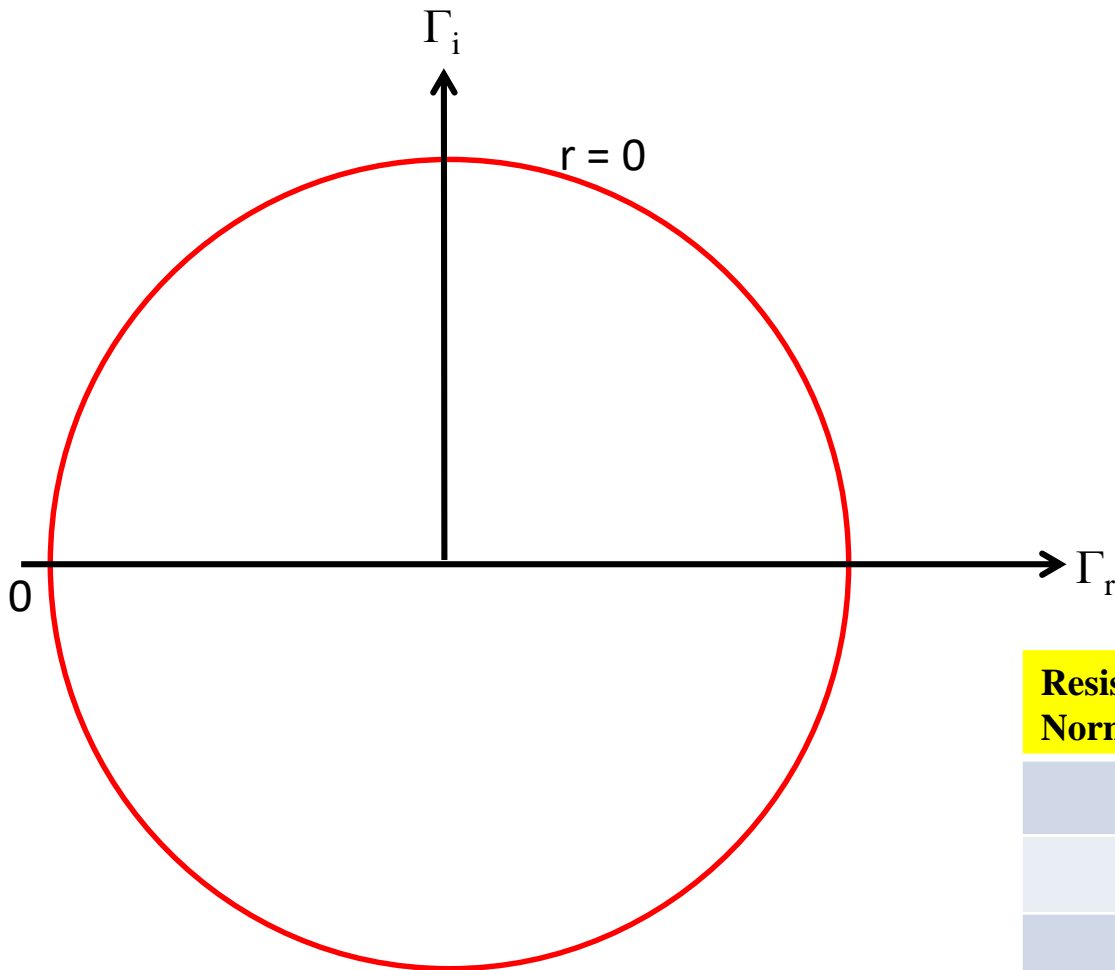
$$\text{raio} = \frac{1}{x} \quad (14)$$

Plotando os círculos de resistência

Círculos- r

Carta de Smith – plotando círculos $r = 0$

Exemplos de **círculos- r** baseados na Tabela podem ser vistos na figura abaixo.



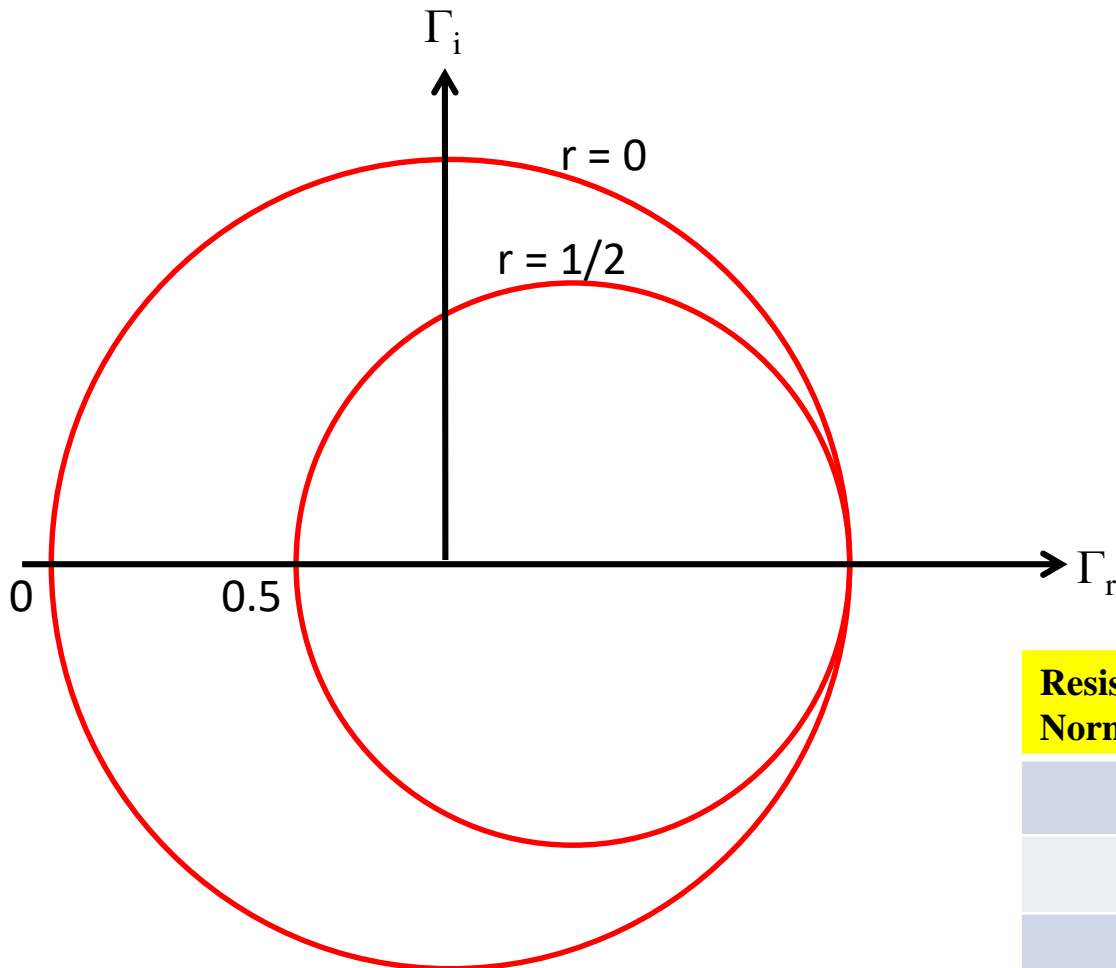
Círculos- r típicos para $r = 0$

Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos- r* para valores típicos de r

Resistência Normalizada (r)	raio = $\frac{1}{1+r}$	centro $\left(\frac{r}{1+r}, 0\right)$
0	1	(0,0)
1/2	2/3	(1/3,0)
1	1/2	(1/2,0)
2	1/3	(2/3,0)
5	1/6	(5/6,0)
∞	0	(1,0)

Carta de Smith – plotando círculos $r = 1/2$

Exemplos de **círculos- r** baseados na Tabela podem ser vistos na figura abaixo.



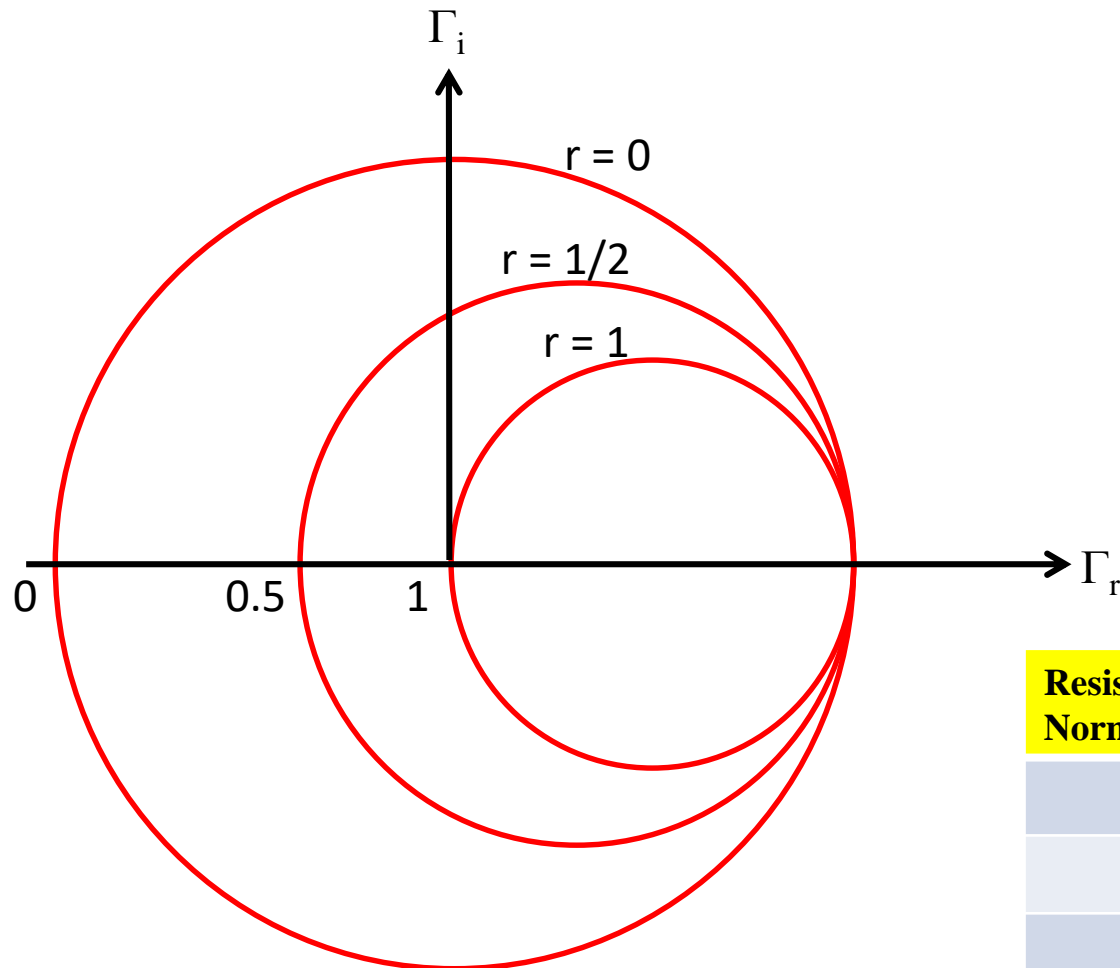
Círculos- r típicos para $r = 0$ e $1/2$

Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos- r* para valores típicos de r

Resistência Normalizada (r)	raio = $\frac{1}{1+r}$	centro $\left(\frac{r}{1+r}, 0\right)$
0	1	(0,0)
1/2	2/3	(1/3,0)
1	1/2	(1/2,0)
2	1/3	(2/3,0)
5	1/6	(5/6,0)
∞	0	(1,0)

Carta de Smith – plotando círculos $r = 1$

Exemplos de **círculos- r** baseados na Tabela podem ser vistos na figura abaixo.



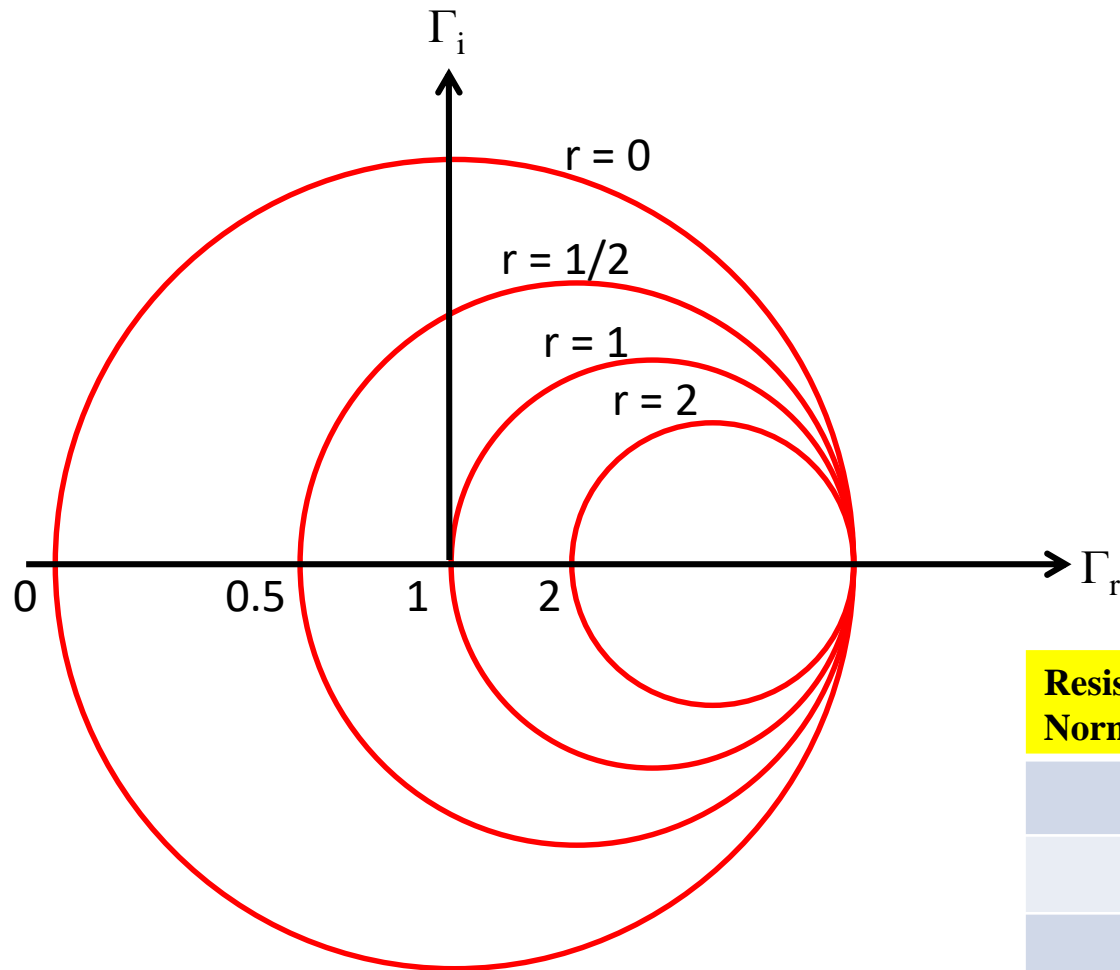
Círculos- r típicos para $r = 0, 1/2$ e 1

Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos- r* para valores típicos de r

Resistência Normalizada (r)	raio = $\frac{1}{1+r}$	centro $\left(\frac{r}{1+r}, 0\right)$
0	1	(0,0)
1/2	2/3	(1/3,0)
1	1/2	(1/2,0)
2	1/3	(2/3,0)
5	1/6	(5/6,0)
∞	0	(1,0)

Carta de Smith – plotando círculos $r = 2$

Exemplos de **círculos- r** baseados na Tabela podem ser vistos na figura abaixo.



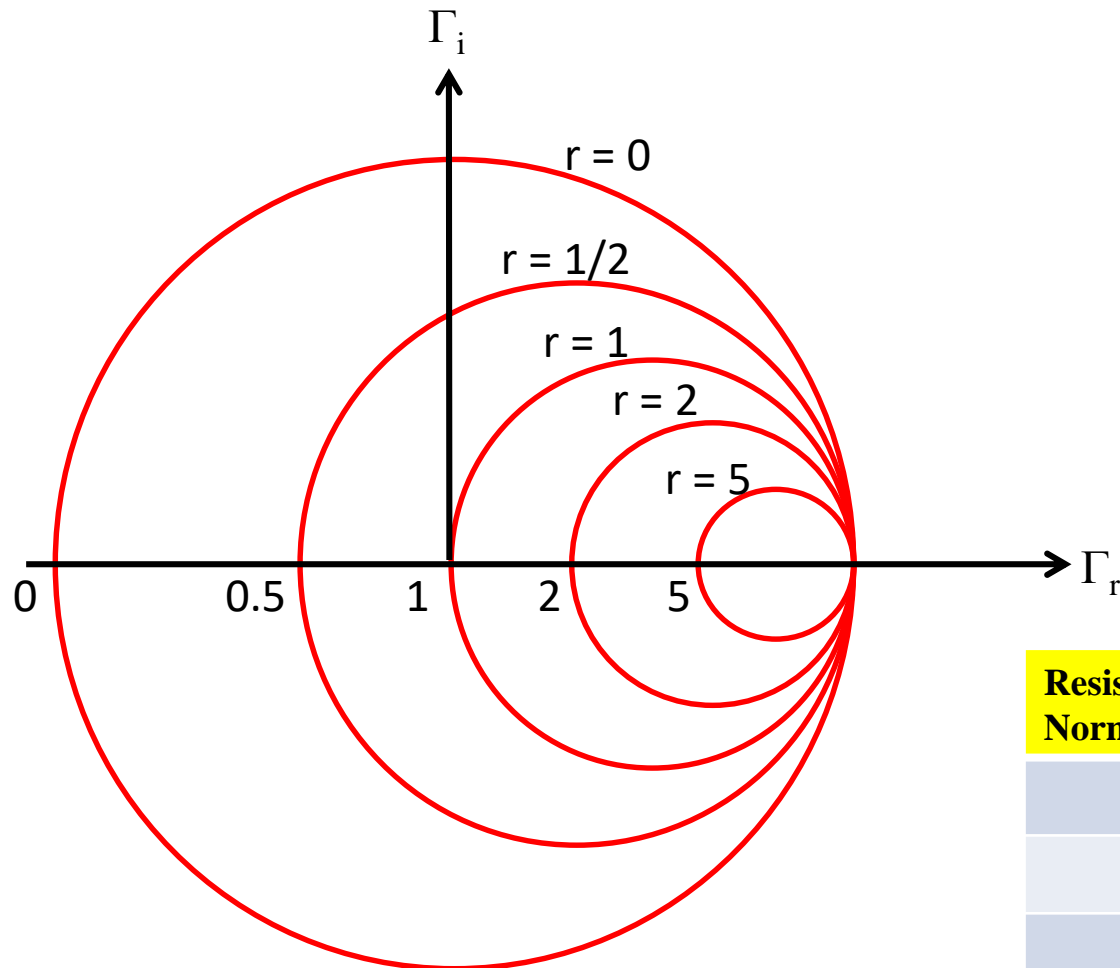
Círculos- r típicos para $r = 0, 1/2, 1$ e 2

Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos- r* para valores típicos de r

Resistência Normalizada (r)	raio = $\frac{1}{1+r}$	centro $\left(\frac{r}{1+r}, 0\right)$
0	1	(0,0)
1/2	2/3	(1/3,0)
1	1/2	(1/2,0)
2	1/3	(2/3,0)
5	1/6	(5/6,0)
∞	0	(1,0)

Carta de Smith – plotando círculos $r = 5$

Exemplos de **círculos- r** baseados na Tabela podem ser vistos na figura abaixo.



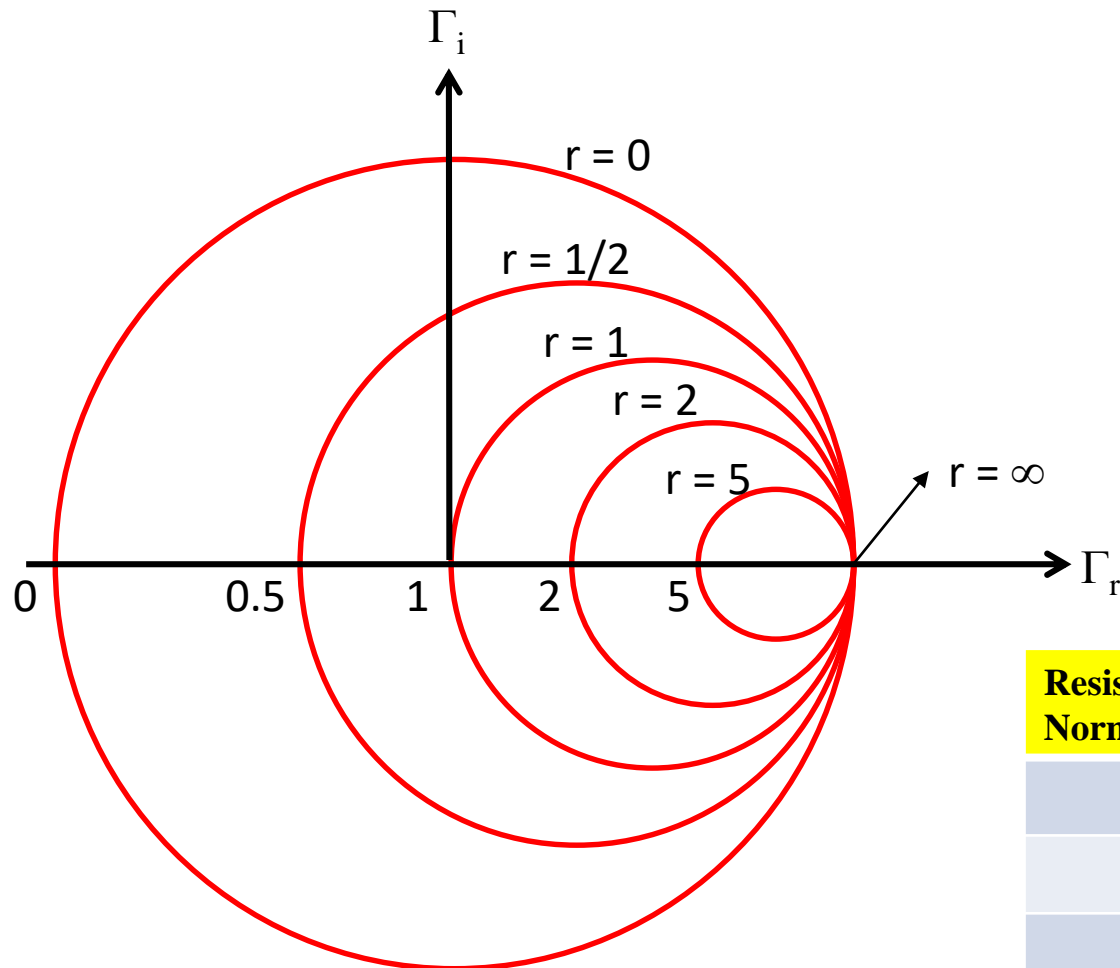
Círculos- r típicos para $r = 0, 0.5, 1, 2$ e 5

Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos- r* para valores típicos de r

Resistência Normalizada (r)	raio = $\frac{1}{1+r}$	centro $\left(\frac{r}{1+r}, 0\right)$
0	1	(0,0)
1/2	2/3	(1/3,0)
1	1/2	(1/2,0)
2	1/3	(2/3,0)
5	1/6	(5/6,0)
∞	0	(1,0)

Carta de Smith – plotando círculos $r = \infty$

Exemplos de **círculos- r** baseados na Tabela podem ser vistos na figura abaixo.



Círculos- r típicos para $r = 0, 0.5, 1, 2, 5, \text{ e } \infty$

Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos- r* para valores típicos de r

Resistência Normalizada (r)	raio = $\frac{1}{1+r}$	centro $\left(\frac{r}{1+r}, 0\right)$
0	1	(0,0)
1/2	2/3	(1/3,0)
1	1/2	(1/2,0)
2	1/3	(2/3,0)
5	1/6	(5/6,0)
∞	0	(1,0)

Plotando os círculos de reatâncias

Círculos- x

Carta de Smith – plotando o círculo $x = 0$

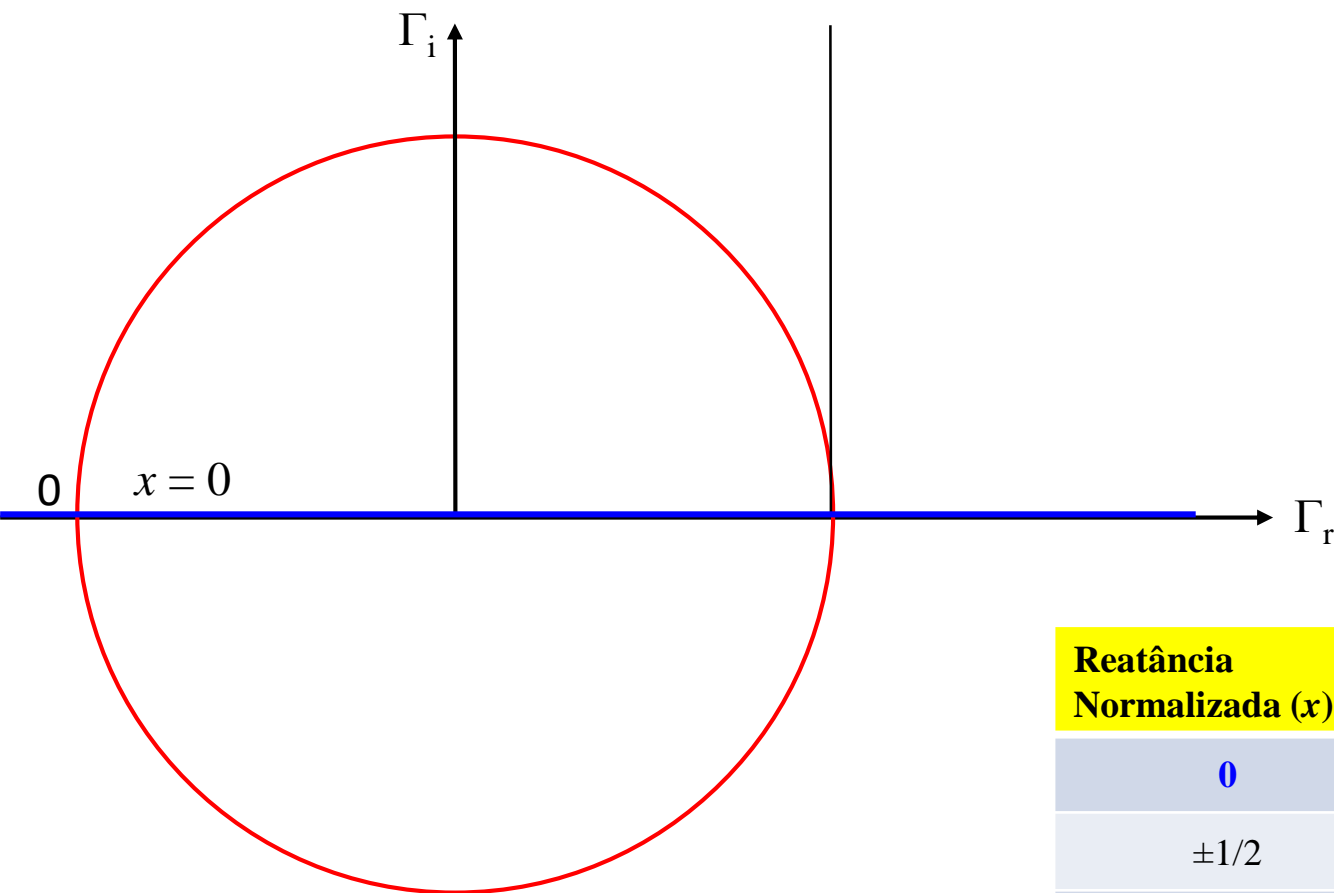


Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos- x* para valores típicos de x

Reatância Normalizada (x)	raio = $\frac{1}{x}$	centro $\left(1, \frac{1}{x}\right)$
0	∞	(1, ∞)
$\pm 1/2$	2	(1, ± 2)
± 1	1	(1, ± 1)
± 2	1/2	(1, $\pm 1/2$)
± 5	1/5	(1, $\pm 1/5$)
$\pm \infty$	0	(1, 0)

Qualquer valor fora do círculo vermelho representa um resultado não-físico, pois produziria $|\Gamma_L| > 1$.

Carta de Smith - plotando o círculo $x = \pm 1/2$

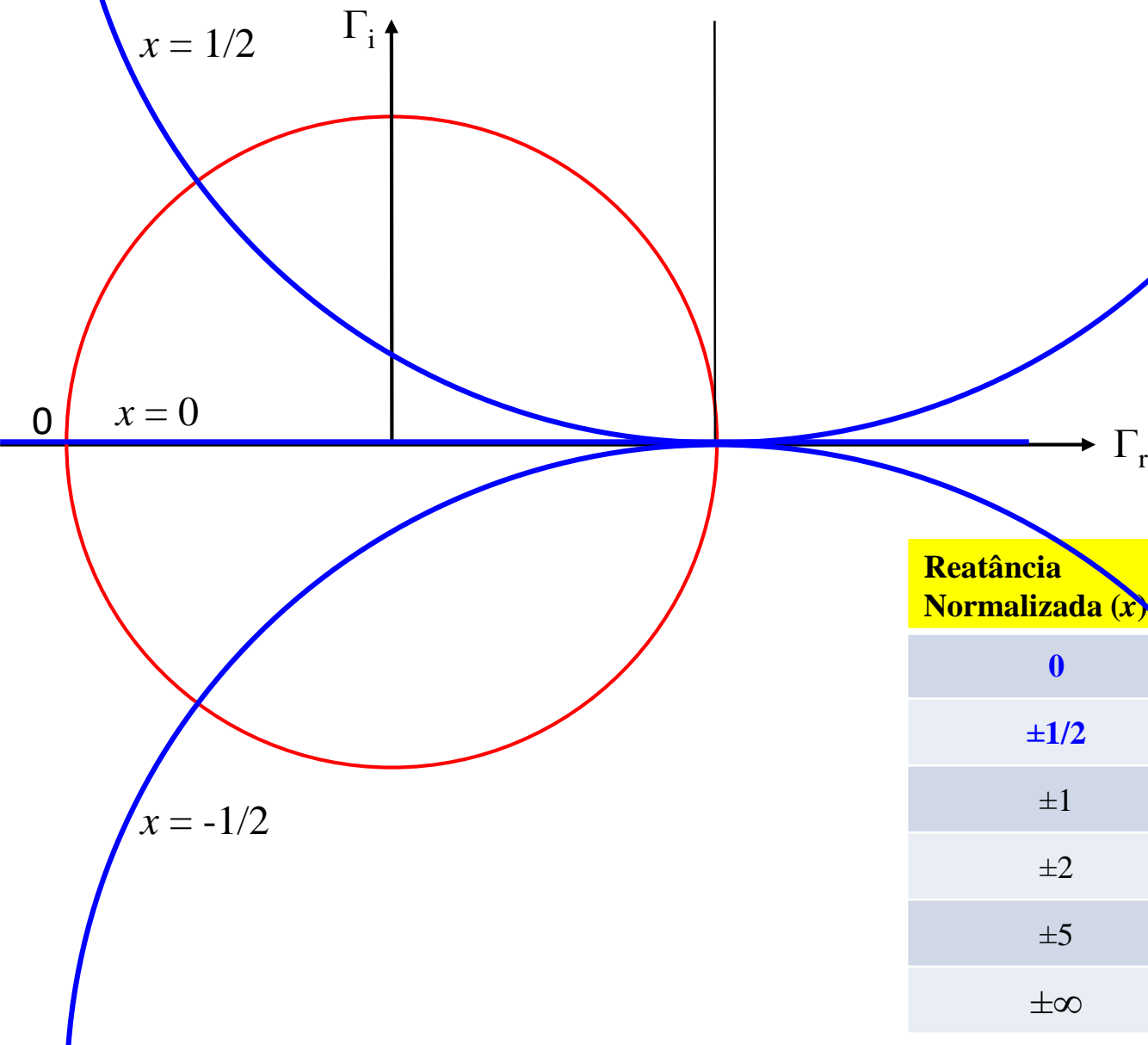


Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos- x* para valores típicos de x

Reatância Normalizada (x)	raio = $\frac{1}{x}$	centro $\left(1, \frac{1}{x}\right)$
0	∞	$(1, \infty)$
$\pm 1/2$	2	$(1, \pm 2)$
± 1	1	$(1, \pm 1)$
± 2	1/2	$(1, \pm 1/2)$
± 5	1/5	$(1, \pm 1/5)$
$\pm \infty$	0	$(1, 0)$

Carta de Smith - plotando o círculo $x = \pm 1$

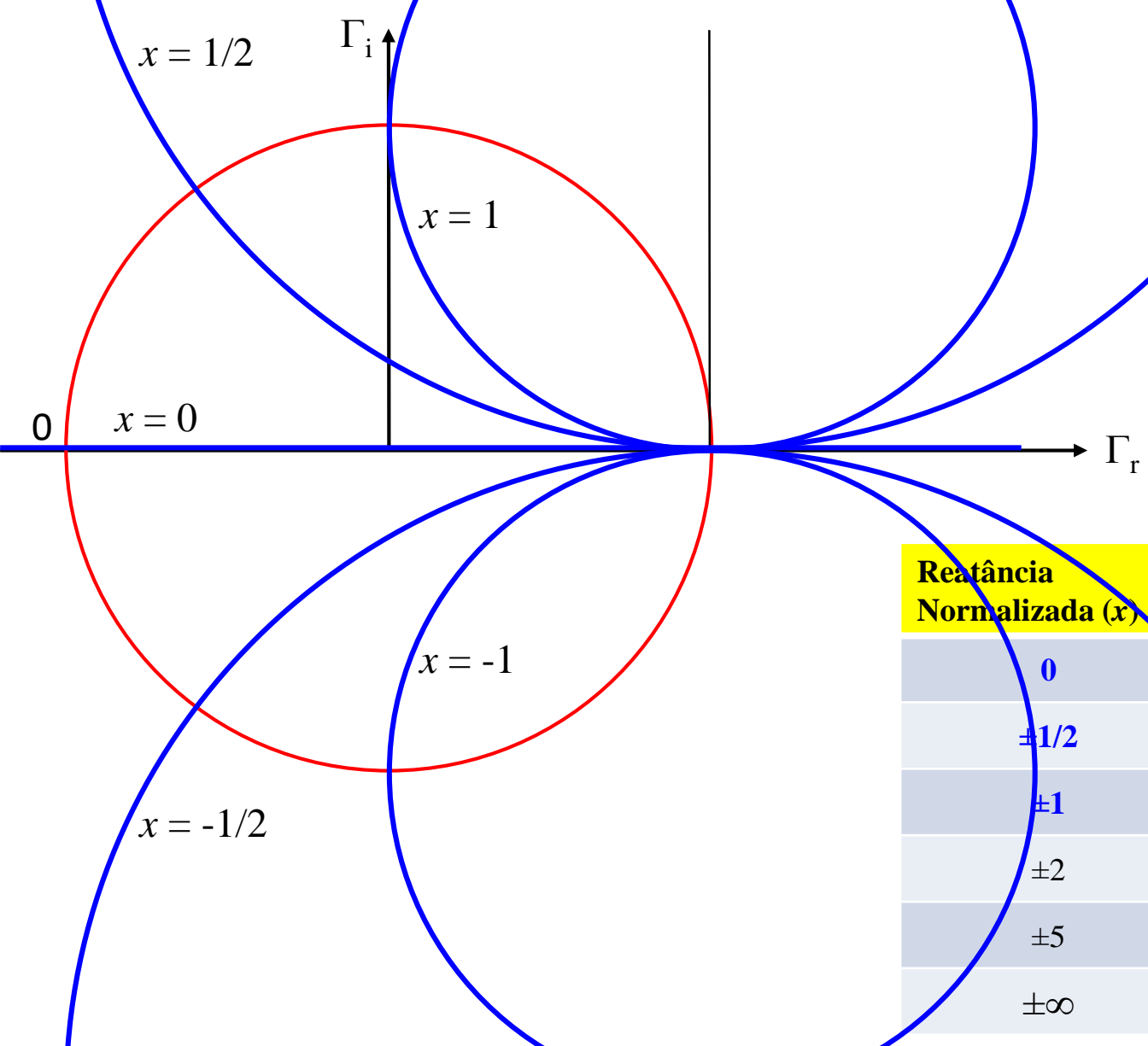


Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos- x* para valores típicos de x

Reatância Normalizada (x)	raio = $\frac{1}{x}$	centro $\left(1, \frac{1}{x}\right)$
0	∞	$(1, \infty)$
$\pm 1/2$	2	$(1, \pm 2)$
± 1	1	$(1, \pm 1)$
± 2	1/2	$(1, \pm 1/2)$
± 5	1/5	$(1, \pm 1/5)$
$\pm \infty$	0	$(1, 0)$

Carta de Smith - plotando o círculo $x = \pm 2$

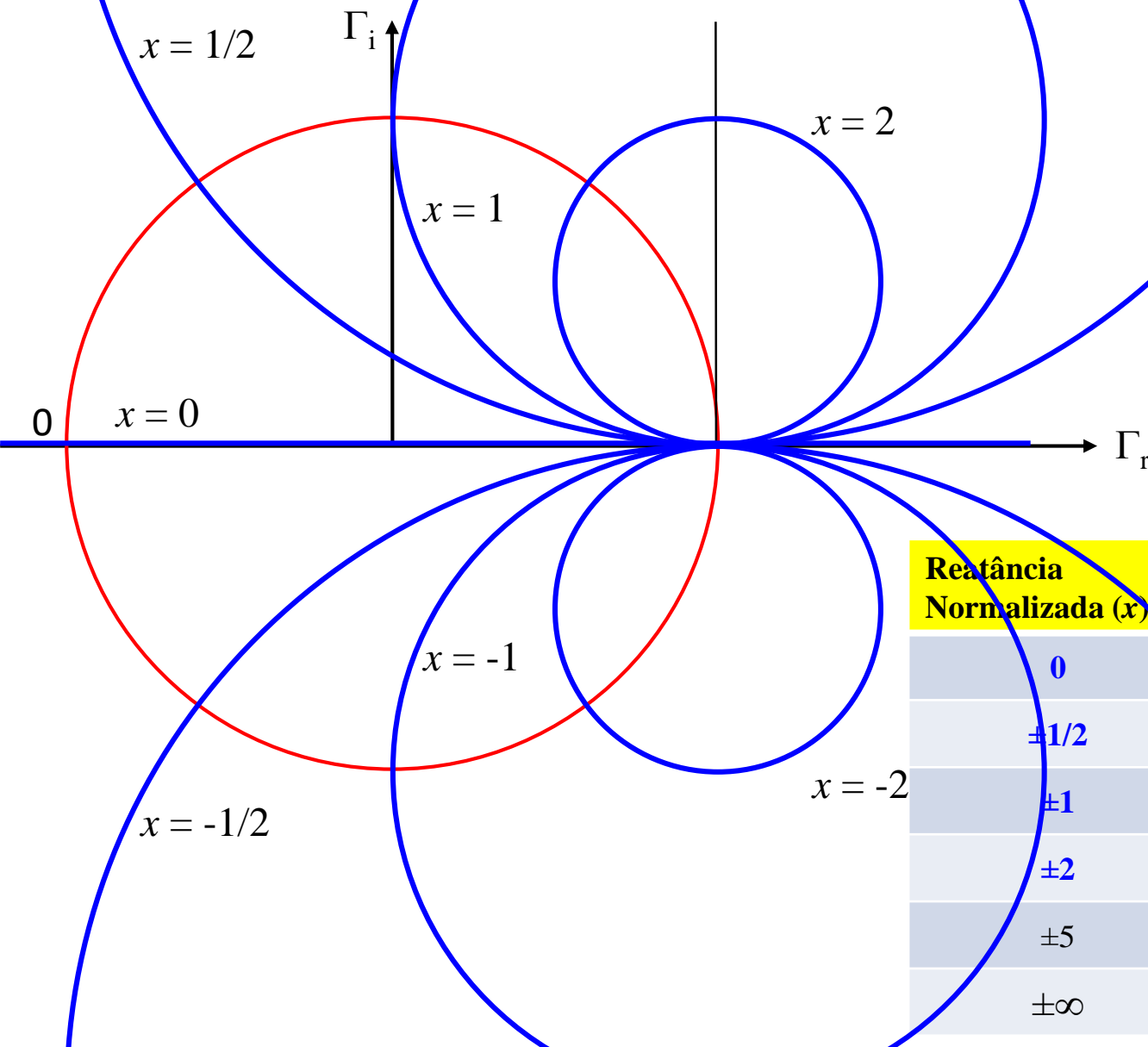


Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos- x* para valores típicos de x

Reatância Normalizada (x)	raio = $\frac{1}{x}$	centro $\left(1, \frac{1}{x}\right)$
0	∞	$(1, \infty)$
$\pm 1/2$	2	$(1, \pm 2)$
± 1	1	$(1, \pm 1)$
± 2	$1/2$	$(1, \pm 1/2)$
± 5	$1/5$	$(1, \pm 1/5)$
$\pm \infty$	0	$(1, 0)$

Carta de Smith - plotando o círculo $x = \pm 5$

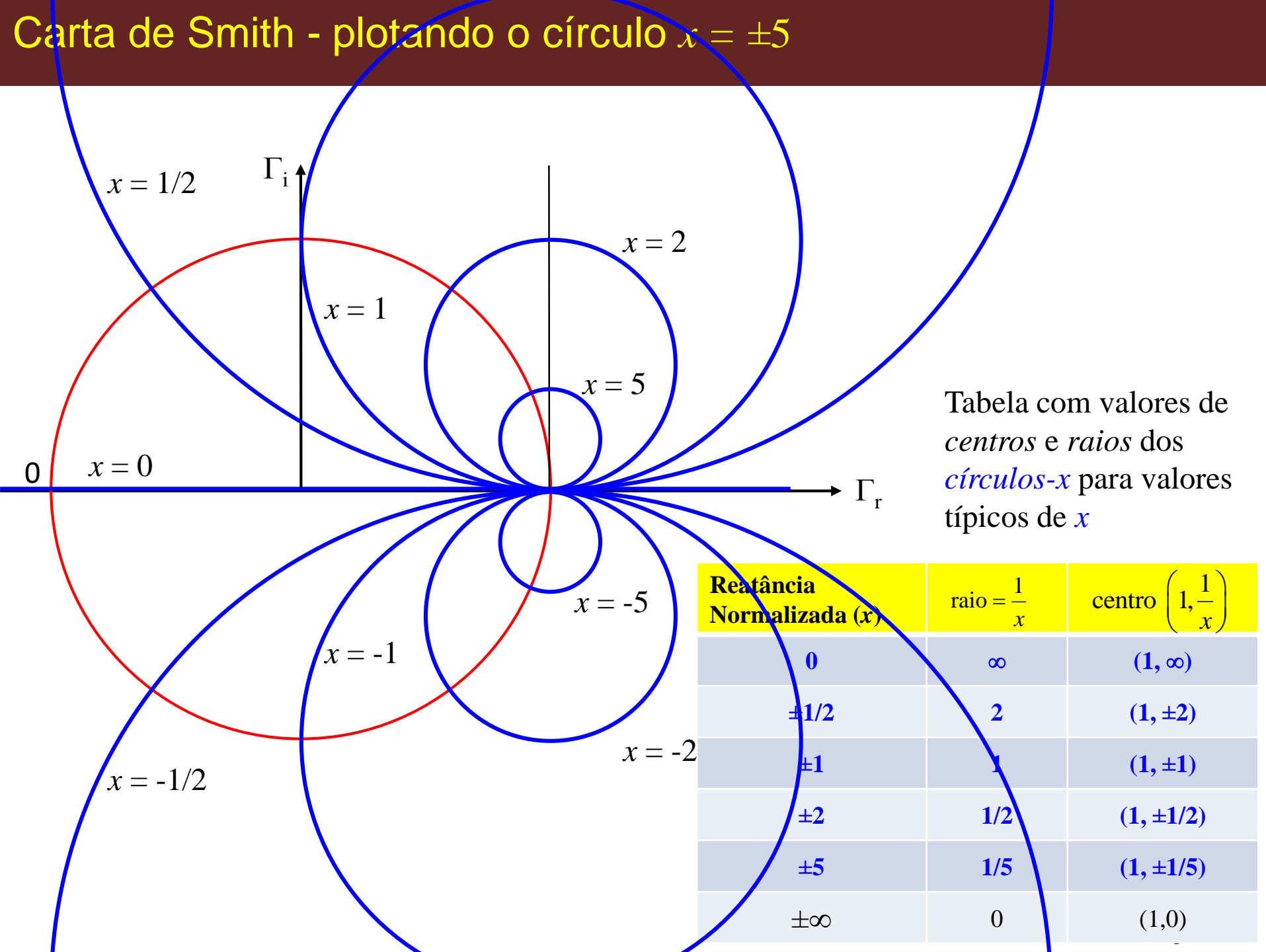


Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos- x* para valores típicos de x

Reatância Normalizada (x)	raio = $\frac{1}{x}$	centro $\left(1, \frac{1}{x}\right)$
0	∞	$(1, \infty)$
$\pm 1/2$	2	$(1, \pm 2)$
± 1	1	$(1, \pm 1)$
± 2	$1/2$	$(1, \pm 1/2)$
± 5	$1/5$	$(1, \pm 1/5)$
$\pm \infty$	0	$(1, 0)$

Carta de Smith - plotando o círculo $x = \pm \infty$

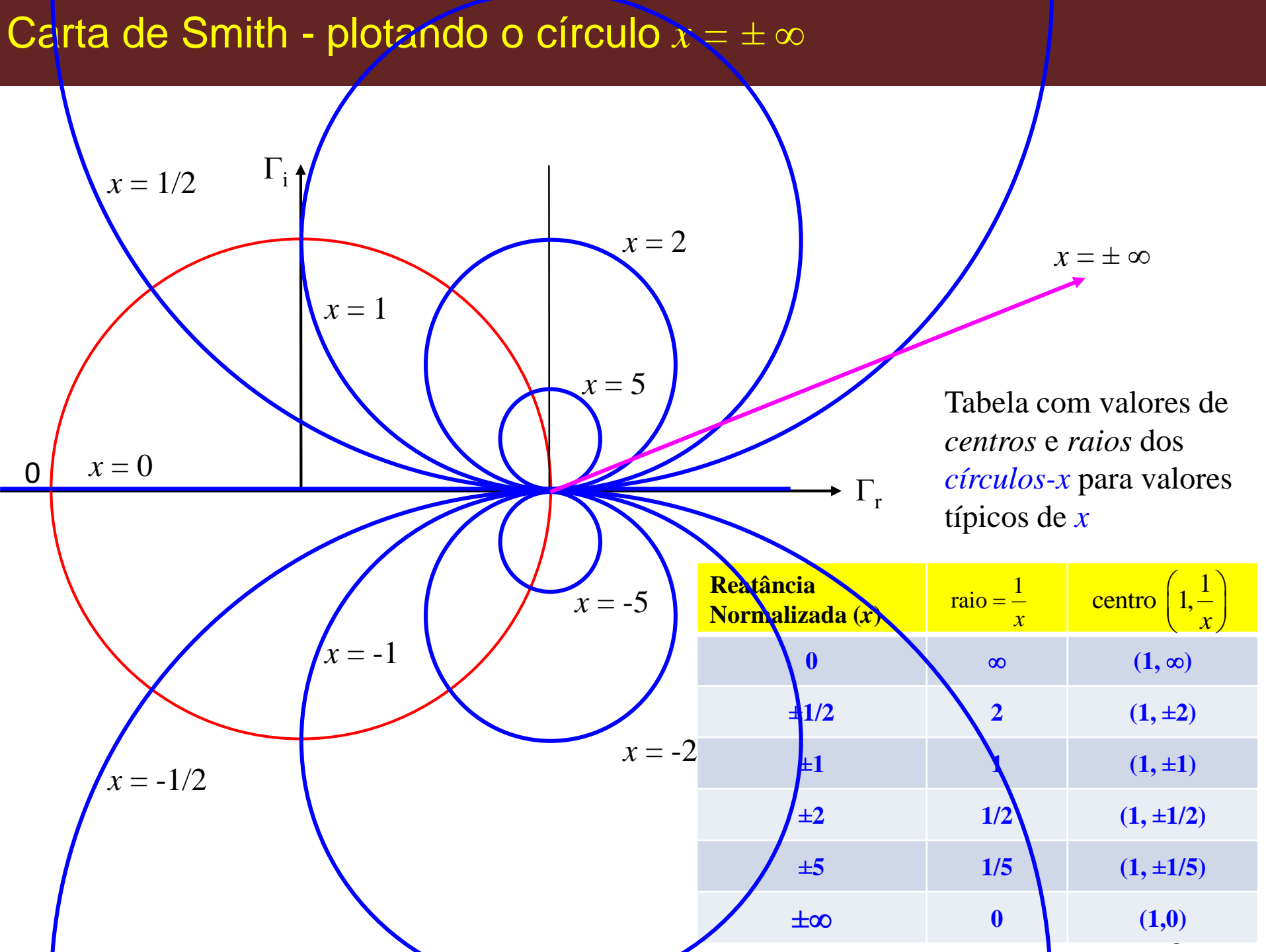


Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos- x* para valores típicos de x

Reatância Normalizada (x)	raio = $\frac{1}{x}$	centro $\left(1, \frac{1}{x}\right)$
0	∞	$(1, \infty)$
$\pm 1/2$	2	$(1, \pm 2)$
± 1	1	$(1, \pm 1)$
± 2	1/2	$(1, \pm 1/2)$
± 5	1/5	$(1, \pm 1/5)$
$\pm \infty$	0	$(1, 0)$

Carta de Smith

Exemplos de *círculos-x* baseados na Tabela podem ser vistos na figura abaixo.

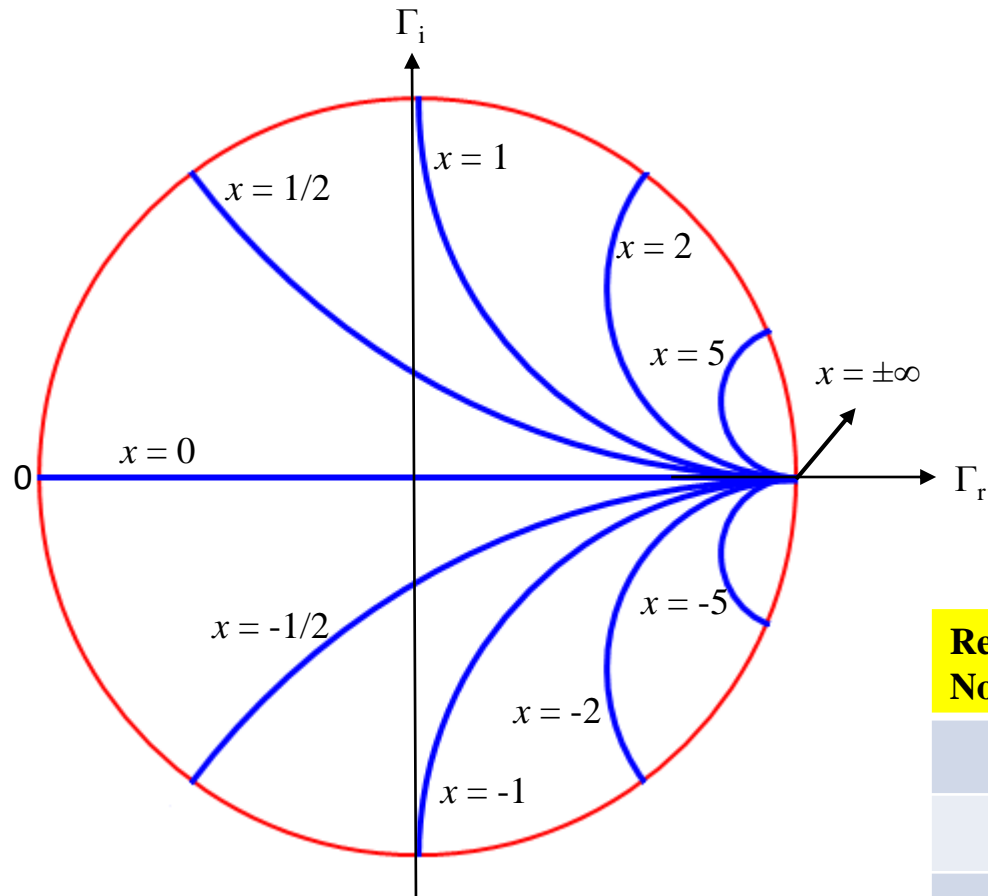
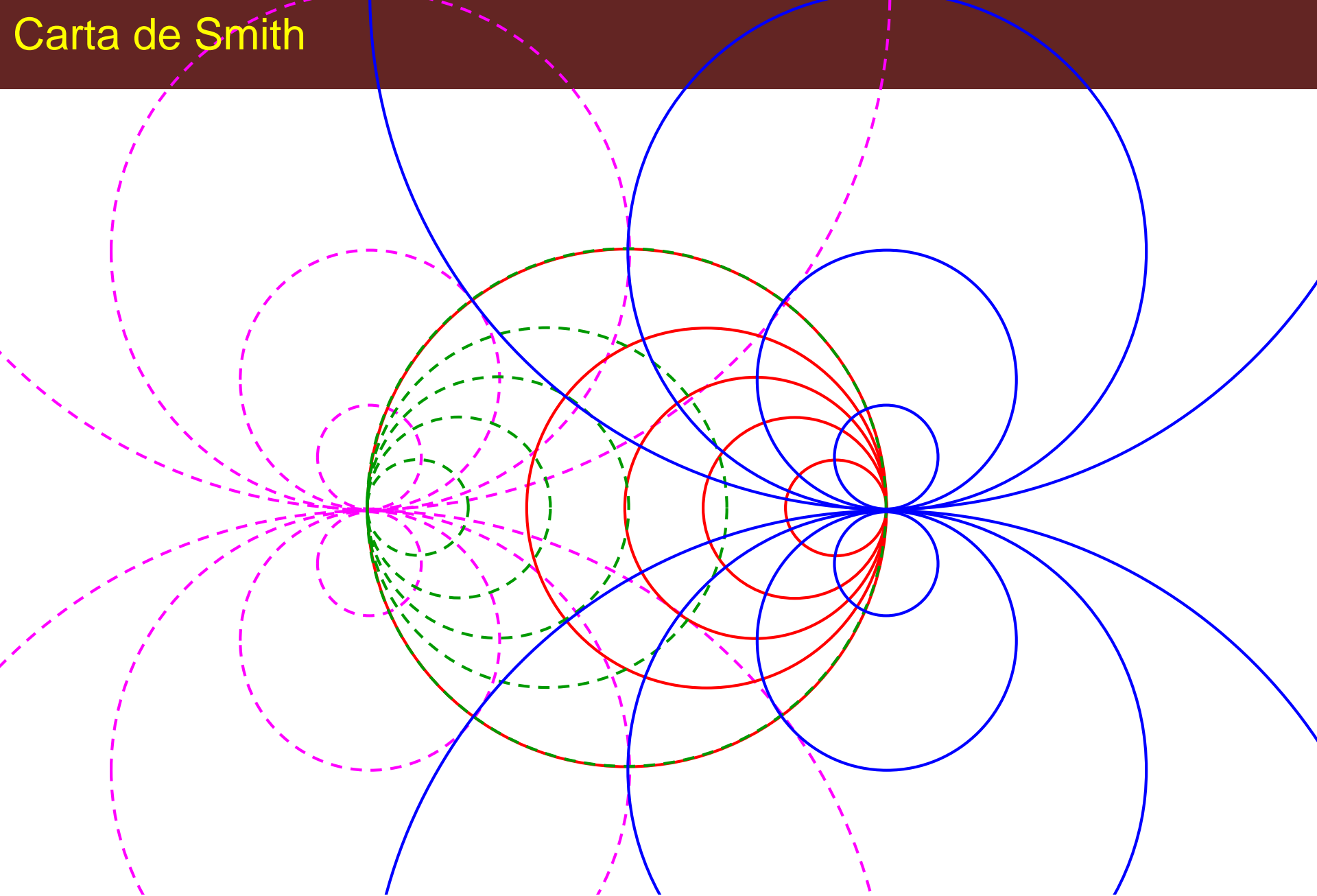


Tabela com valores de *centros* e *raios* dos *círculos-x* para valores típicos de x

Reatância Normalizada (x)	raio = $\frac{1}{x}$	centro $\left(1, \frac{1}{x}\right)$
0	∞	$(1, \infty)$
$\pm 1/2$	2	$(1, \pm 2)$
± 1	1	$(1, \pm 1)$
± 2	$1/2$	$(1, \pm 1/2)$
± 5	$1/5$	$(1, \pm 1/5)$
$\pm \infty$	0	$(1, 0)$

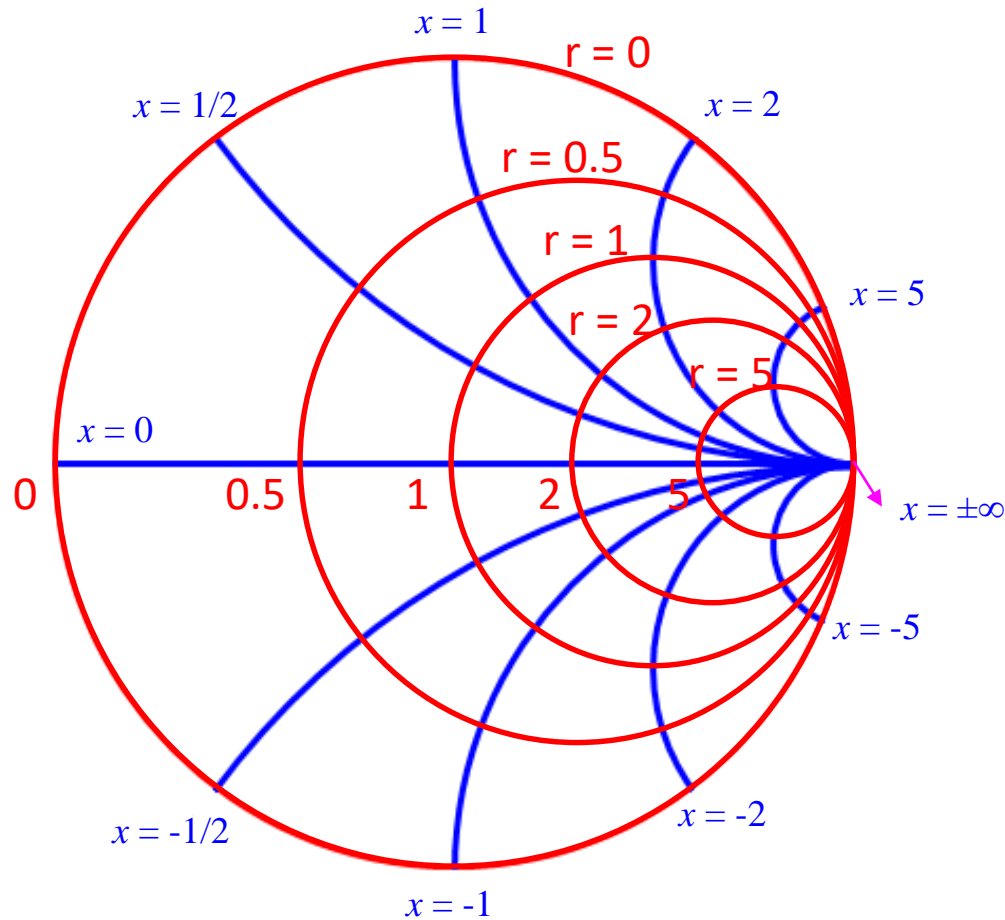
Círculos-x típicos para $x = 0, \pm 1/2, \pm 1, \pm 2, \pm 5, \text{ e } \pm \infty$

Carta de Smith



Sobreposição da imagem espelho da carta de Smith. Além de círculos de resistências e reatâncias constantes, temos também círculos de **condutâncias** e **susceptâncias** constantes.

Carta de Smith



Carta de Smith, com **círculos de resistências constantes**, e **círculos de reatâncias constantes**.

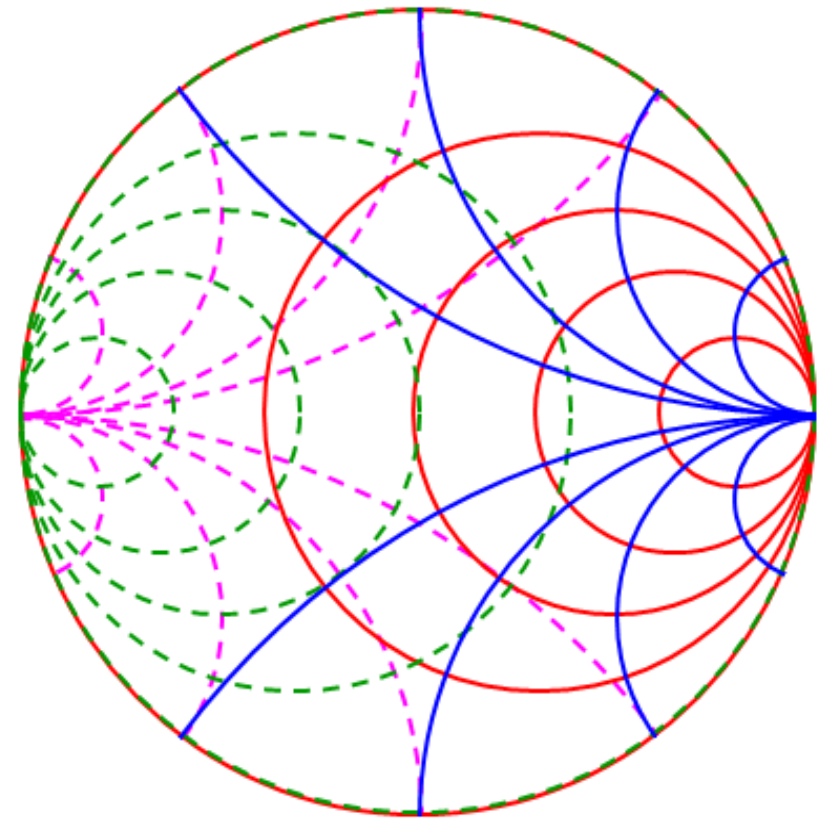


Imagem espelho da carta ao lado, e ambas sobrepostas. Além de círculos de resistências e reatâncias constantes, temos também círculos de **condutâncias** e **susceptâncias** constantes.

Carta de Smith – Círculos de ROE constantes

Além dos *círculos* r e x (mostrados na Carta de Smith), podemos também traçar os *círculos-s* ou círculos de relação de onda estacionária (ROE) constante. Esses círculos nunca são mostrados na C.S.

O valor de s é determinado localizando onde os *círculos-s* cruzam o eixo de Γ_r . Como Γ_r e s estão relacionados via

$$s = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|}$$

Os *círculos-s* são também referidos como *círculos- $|\Gamma|$* , com estes variando linearmente de 0 a 1 à medida que caminhamos do centro 0 da C.S. em direção à periferia, enquanto s varia não-linearmente de 1 a ∞ .

Pontos importantes sobre a Carta de Smith:

1. No ponto P_{sc} na C.S. temos que $r = 0$, $x = 0$, ou seja, $Z_L = 0 + j0$ indicando que P_{sc} representa um curto-circuito na L.T. No ponto P_{oc} $r = \infty$ e $x = \infty$, ou seja, $Z_L = \infty + j\infty$, indicando que P_{oc} corresponde a uma linha em aberto.

Pontos importantes sobre a Carta de Smith: (continuação)

2. Uma revolução completa (360°) na C.S. representa uma distância de $\lambda/2$ na linha.
 - Mover no sentido horário = mover em direção ao gerador
 - Mover no sentido anti-horário = mover em direção à carga

3. Existem 3 escalas na periferia da C.S., incluídas por conveniência mas servindo ao mesmo propósito (uma escala seria suficiente). São usadas para determinar a distância da carga ao gerador em **graus** ou **comprimentos de onda**.
 - A escala mais externa fornece a distância em comprimentos de onda (λ) a partir da carga.
 - A escala seguinte determina a distância a partir do gerador também em comprimentos de onda.
 - A escala mais interna é um transferidor (em graus) e é utilizado principalmente para determinar o ângulo θ_L . Pode também ser usado para determinar a distância da carga ao gerador.
 - Como uma distância $\lambda/2$ corresponde a um movimento de 360° na C.S, a distância de um comprimento de onda (um λ) corresponde a um movimento de 720° na C.S.

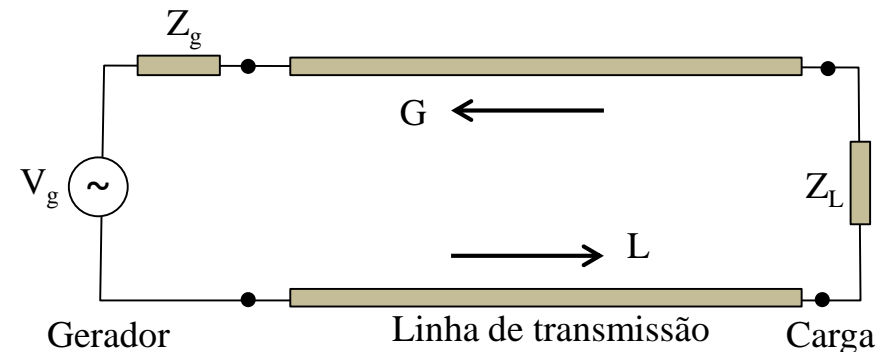
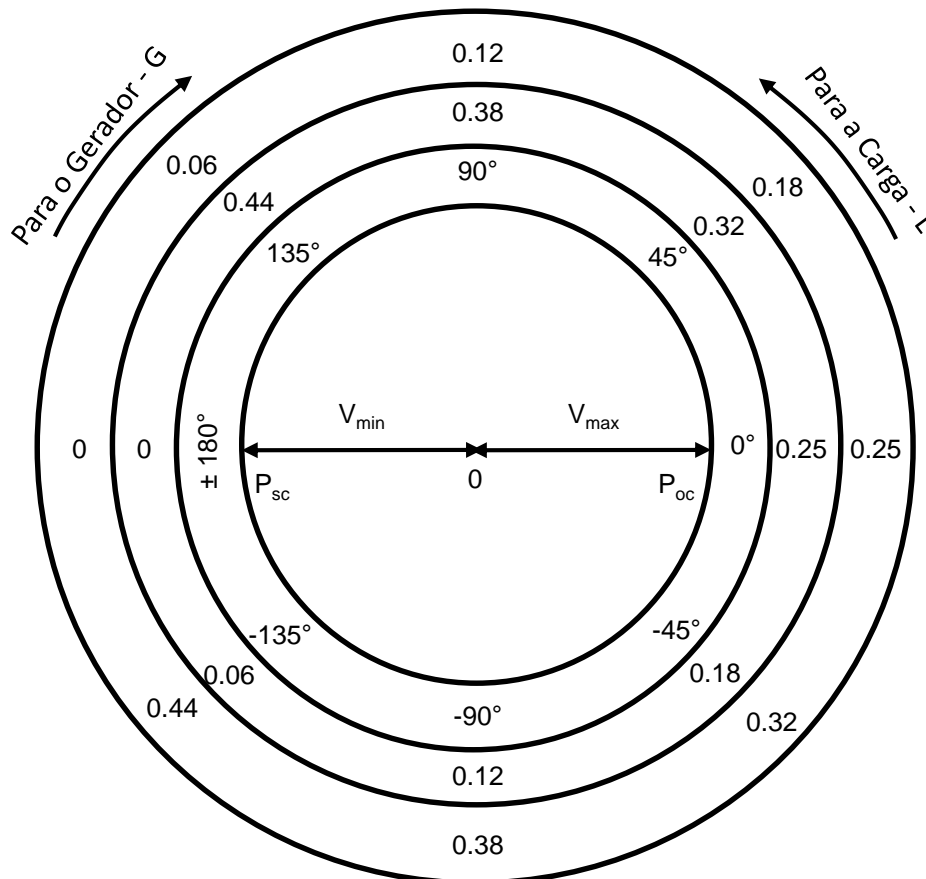
Carta de Smith

Pontos importantes sobre a Carta de Smith: (continuação)

4. V_{max} ocorre onde $Z_{in,max}$ é localizado na carta, no lado positivo do eixo Γ_r ou em OP_{oc} .

V_{min} por sua vez é localizado no mesmo ponto que $Z_{in,min}$, ou seja, no eixo negativo de Γ_r ou em OP_{sc} .

Note que V_{max} e V_{min} (ou $Z_{in,max}$ e $Z_{in,min}$ são separados de $\lambda/4$ (ou 180°).



Pontos importantes sobre a Carta de Smith: (continuação)

5. A Carta de Smith é usada tanto como carta de impedância quanto de admitância ($Y=1/Z$).

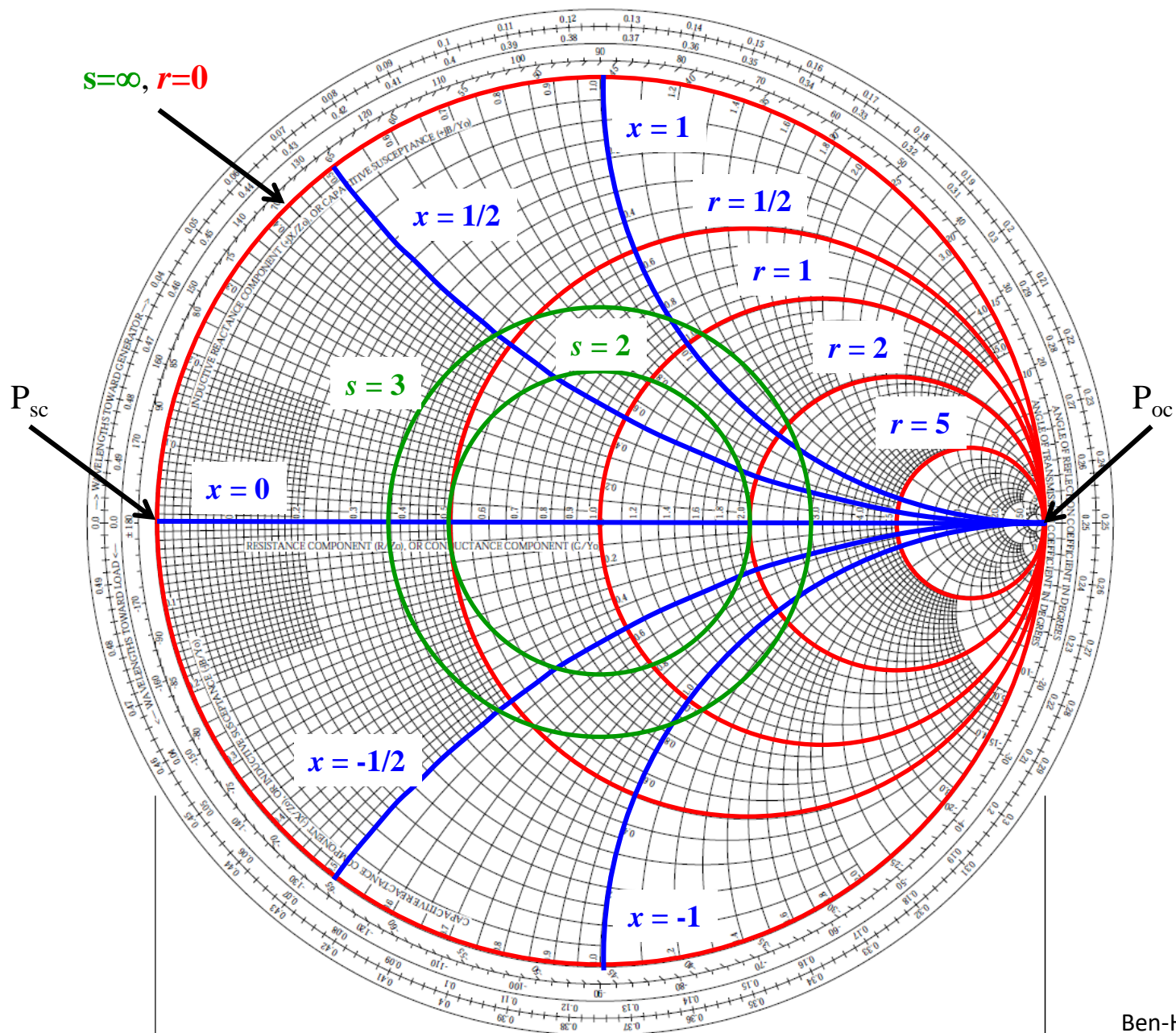
Como carta de admitância, os círculos g e b correspondem aos círculos r e x , respectivamente.

A normalização nesse caso é: $y = Y/Y_0 = g + jb$

Assim, a C.S. pode ser usada para determinar:

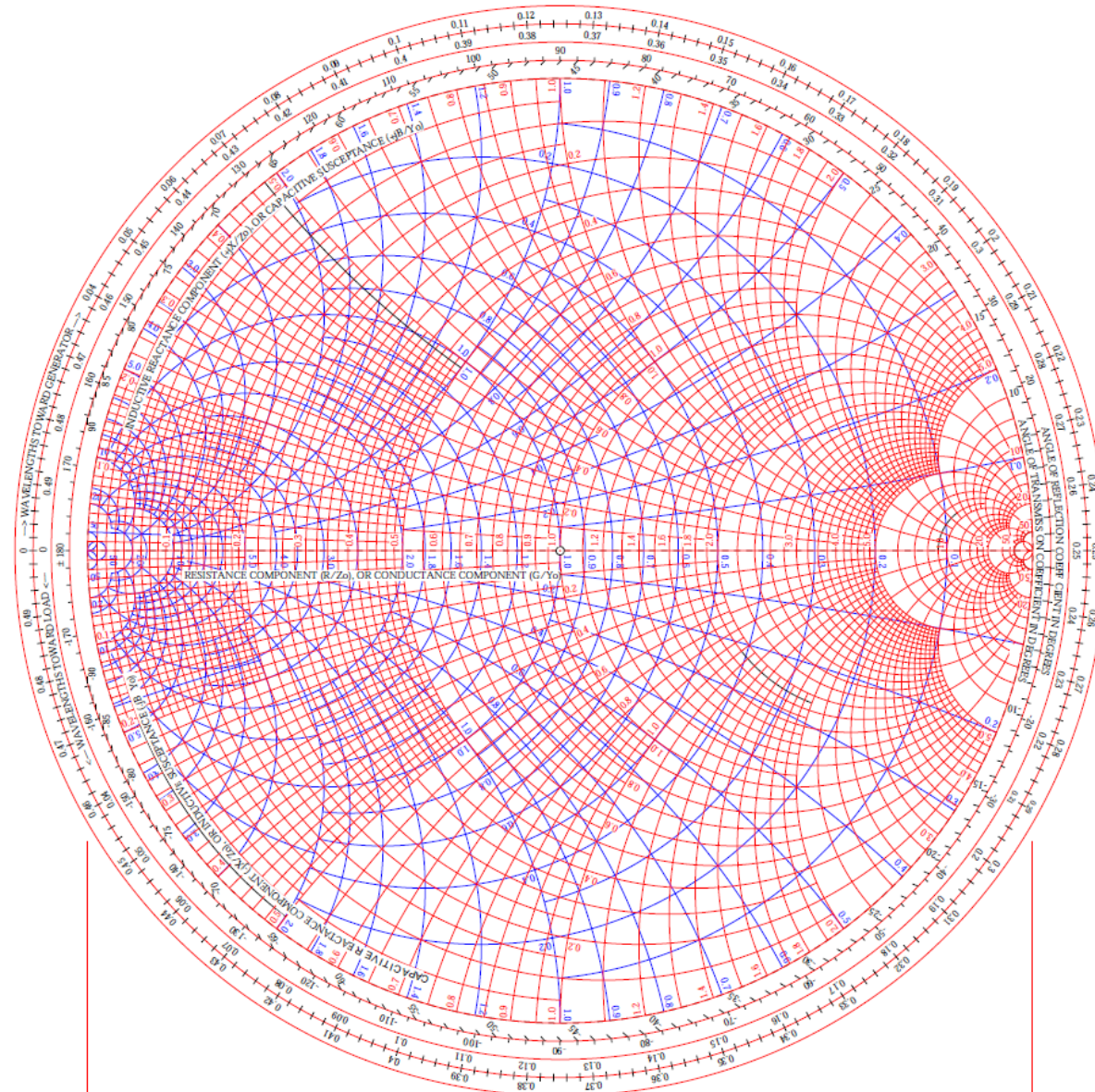
- ✓ coeficiente de reflexão $\Gamma = |\Gamma_L| \angle \theta_L$ e relação de onda estacionária - S
- ✓ Z_{in} ou Y_{in}
- ✓ as localizações de V_{max} e V_{min} (contanto que Z_0 , Z_L e o comprimento da linha sejam conhecidos)

Carta de Smith



Carta de Smith – Impedância e Admitância

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



Carta de Smith

Dicas para uso da Carta de Smith:

1. Ao mover pela L.T. da carga para o gerador, mova em sentido horário ao longo de um círculo de SWR constante;
2. Em problemas envolvendo stubs em paralelo, trabalhe com admitâncias normalizadas. Admitância de um stub em curto é infinita (impedância zero). Na C.S. isto está localizado no extremo do eixo de condutância G (ou R) à direita;
3. Para mover ao longo do stub a partir do curto (em direção ao gerador), faça em sentido horário ao longo de um círculo constante de $SWR = \infty$ (na periferia da carta) para o valor de admitância desejado;
4. Admitâncias abaixo do eixo G são negativas, acima do eixo G são positivas;
5. Ao adicionar a admitância do stub para a admitância da linha, proceda ao longo de um círculo de susceptância constante (B), indo no sentido horário se Y é positivo e anti-horário se Y é negativo. Lembre que embora tenhamos movido ao longo da carta, ainda estamos no mesmo ponto da linha, mas desta vez em um novo círculo (normalmente menor) de SWR;
6. Círculos de SWR constantes são concêntricos com o centro da carta;
7. Leia os valores de SWR na intersecção dos círculos de SWR constantes e o eixo R (ou G) no lado direito da carta. Pode-se ainda ler esses valores (não muito aconselhado) da escala radial localizada fora do círculo da carta;
8. Leia o coeficiente de reflexão da escala radial localizada fora do círculo da carta;
9. Em um ponto na L.T., a impedância ($Z/R_0 = r+jx$) e a admitância ($Y/G_0 = g+jb = R_0/Z$) são equidistantes do centro da carta até a intersecção com o círculo de SWR. São também equidistantes em relação a uma linha radial ligando ambos e passando pelo centro da carta.

Carta de Smith

Impedância

R = resistência

X = reatância

$$Z = R + jX$$

Admitância

G = condutância

B = susceptância

$$Y = G + jB$$

$$B = -\frac{X}{R^2 + X^2} \quad G = \frac{R}{R^2 + X^2}$$

Reatância capacitiva:

$$X_C = -\frac{1}{\omega C}$$

Impedância:

$$Z_C = jX_C$$

Reatância indutiva:

$$X_L = \omega L$$

Impedância:

$$Z_L = jX_L$$

Susceptância capacitiva:

$$B_C = \omega C$$

Admitância:

$$Y_C = j\omega C$$

Susceptância indutiva:

$$B_L = -\frac{1}{\omega L}$$

Admitância :

$$Y_L = j\frac{1}{\omega L}$$

Conexões em Série:

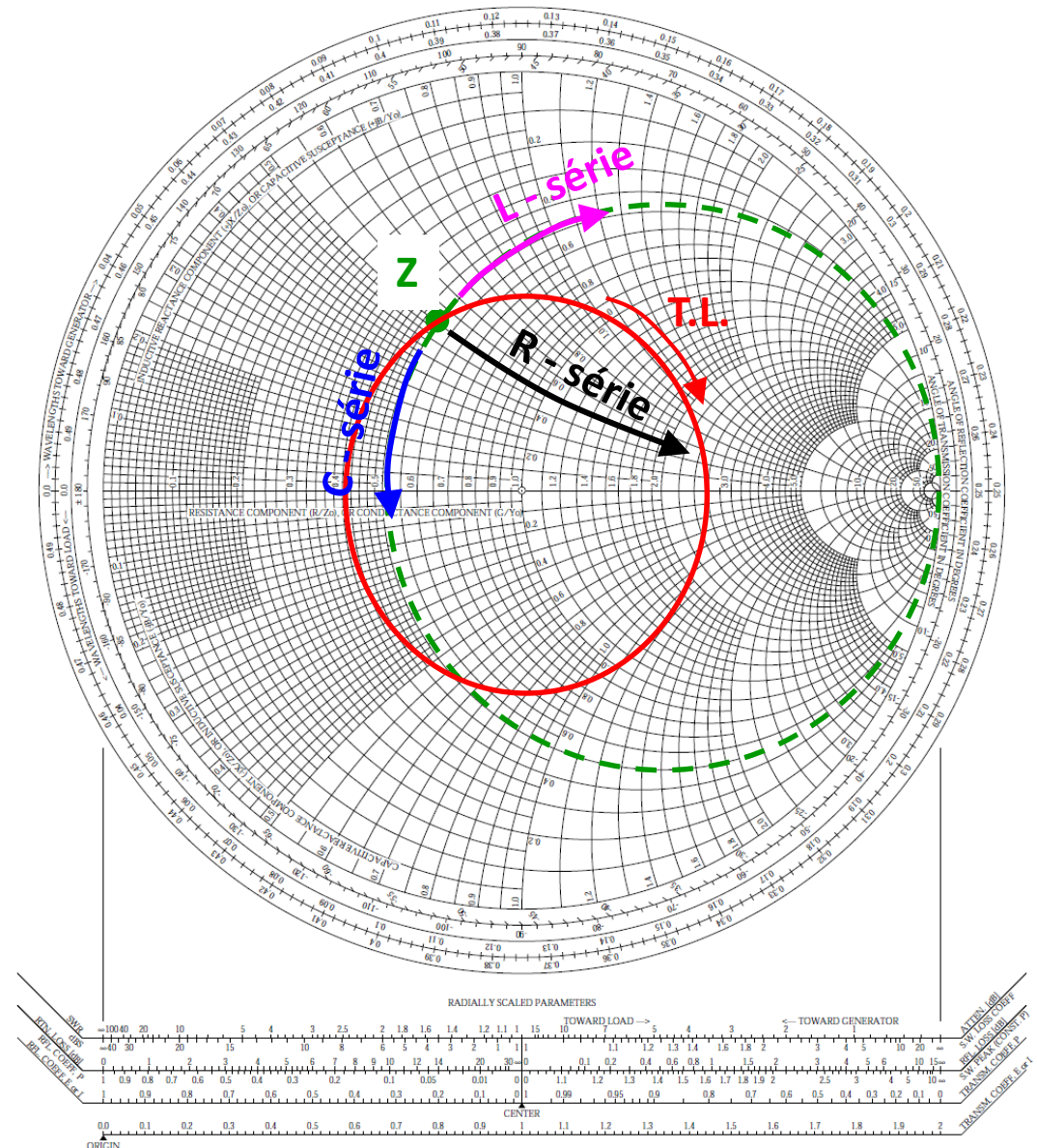
Sempre que tiver conexões em série, trabalhe com **impedâncias**.

Adicionar um **indutor (L) em série** implica em mover no **sentido horário**.

Adicionar um **capacitor (C) em série** implica em mover no **sentido anti-horário**.

Adicionar um **resistor (R) em série** implica em mover para **dentro da linha**.

Adicionar uma **linha de transmissão** implica em mover no **sentido horário**.



Conexões em Paralelo:

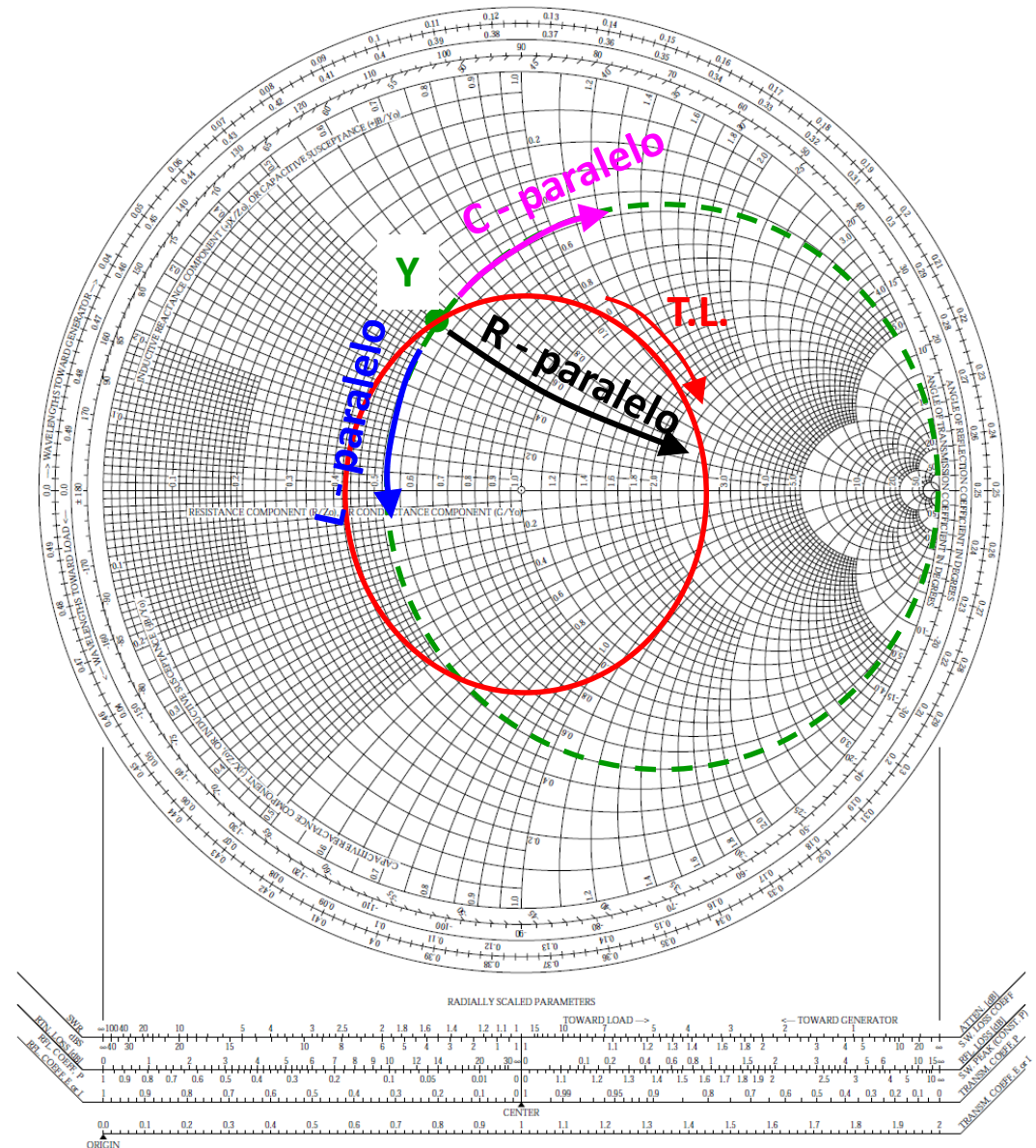
Sempre que tiver conexões em paralelo, trabalhe com **admitâncias**.

Adicionar um **capacitor (C)** em **paralelo** implica em mover no **sentido horário**.

Adicionar um **indutor (L)** em **paralelo** implica em mover no **sentido anti-horário**.

Adicionar um **resistor (R)** em **paralelo** implica em mover para **dentro da linha**.

Adicionar uma **linha de transmissão** implica em mover no **sentido horário**

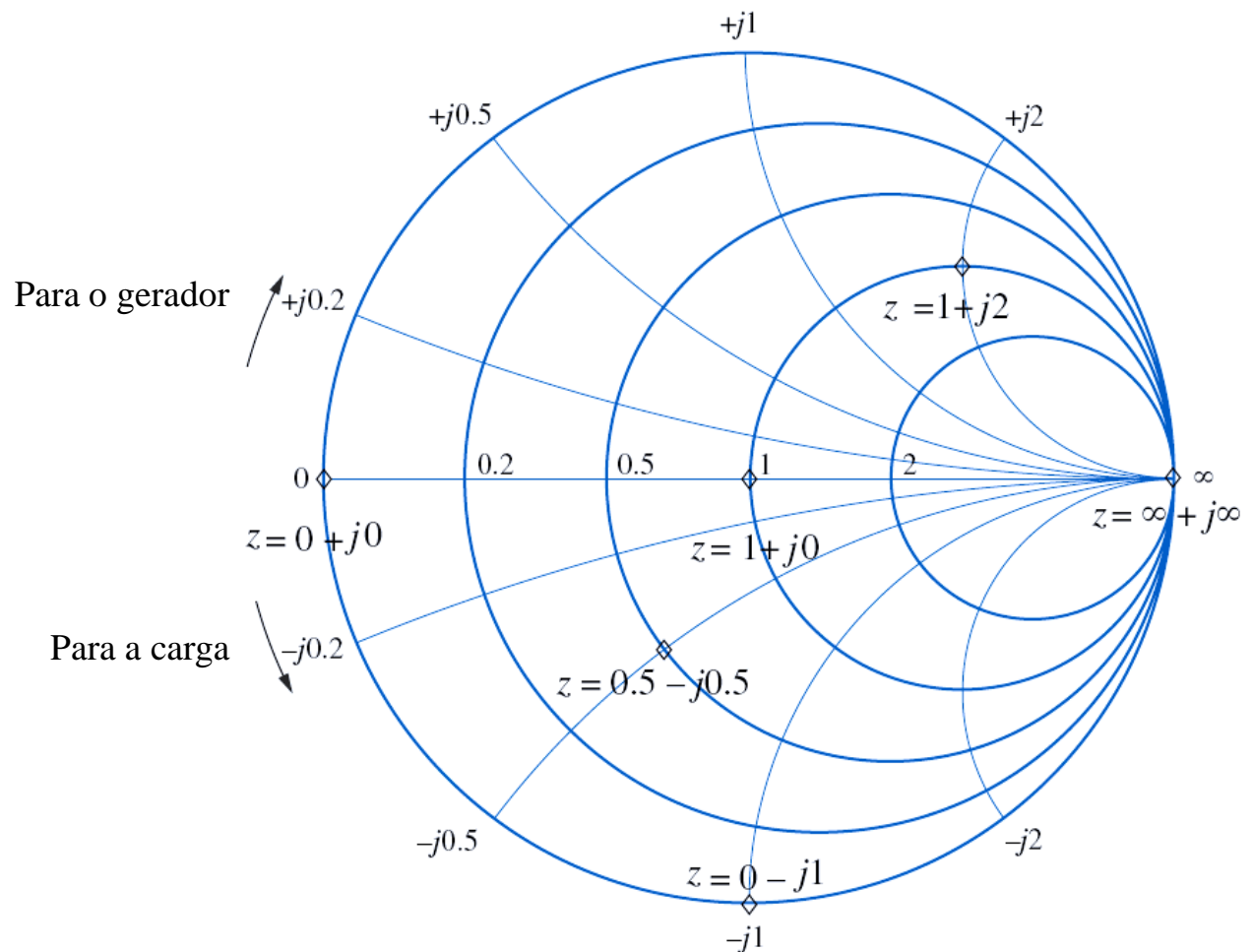


Exemplo -1

Carta de Smith

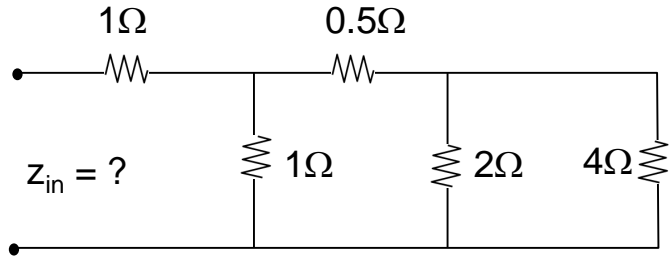
Localize as seguintes impedâncias normalizadas na Carta de Smith:

- a) $z = 1 + j0$;
- b) $z = 0.5 - j0.5$
- c) $z = 0 + j0$;
- d) $z = 0 - j1$;
- e) $z = 1 + j2$;
- f) $z = \infty$



Exemplo -2

Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada



Analicamente:

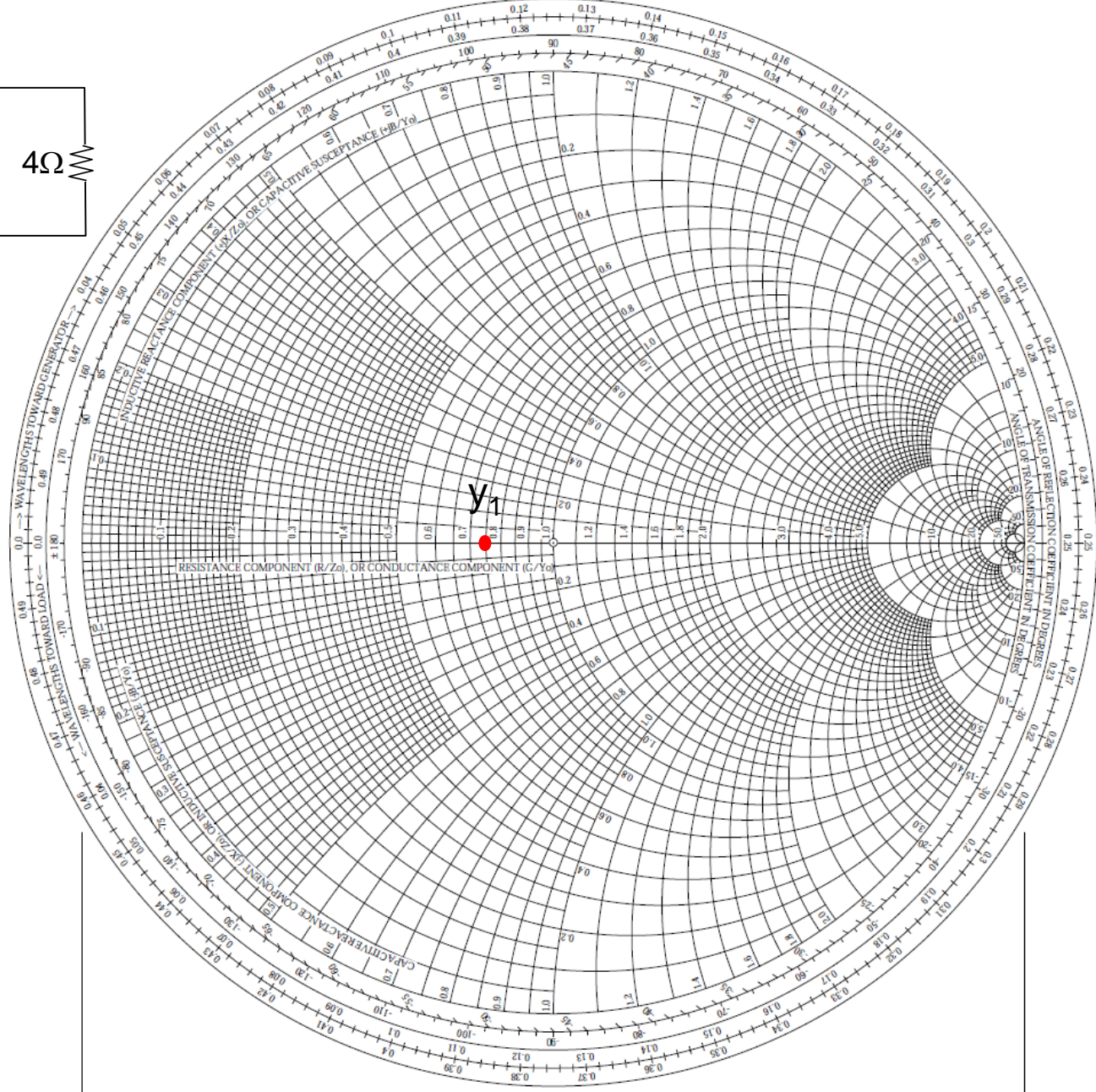
$$z_{in} = 1.647\ \Omega$$

Como fica na C.S.?

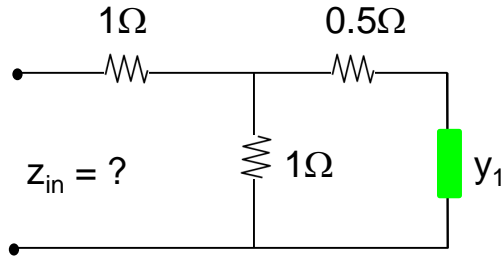
Como os resistores de $2\ \Omega$ e $4\ \Omega$ estão em paralelo, eles devem ser convertidos para admitâncias. Assim, o resultado é a soma:

$$y_1 = \frac{1}{2} + \frac{1}{4} = 0.75\ S$$

Marque y_1 na C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

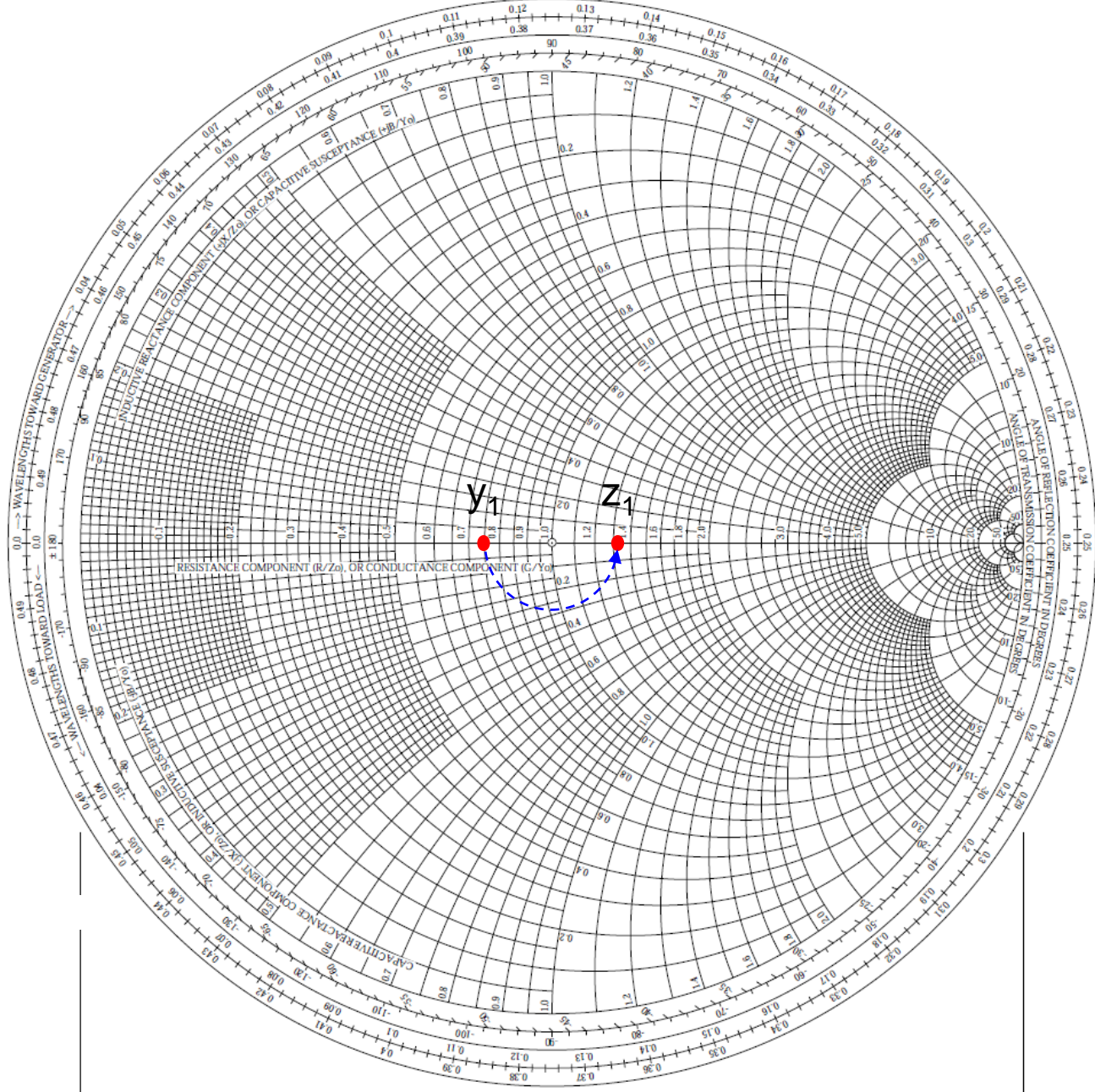
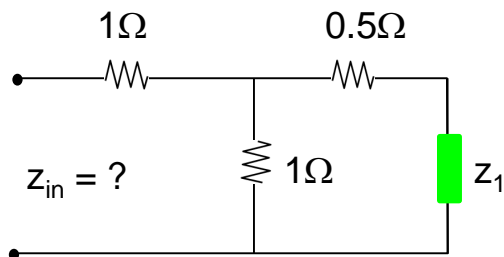


Como o próximo resistor (0.5Ω) está em série com y_1 , converta y_1 para impedância:

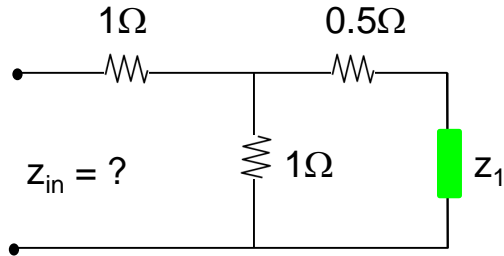
$$z_1 = 1.333\Omega$$

Isso equivale a uma rotação de 180° em torno do centro da carta.

Marque z_1 na C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada



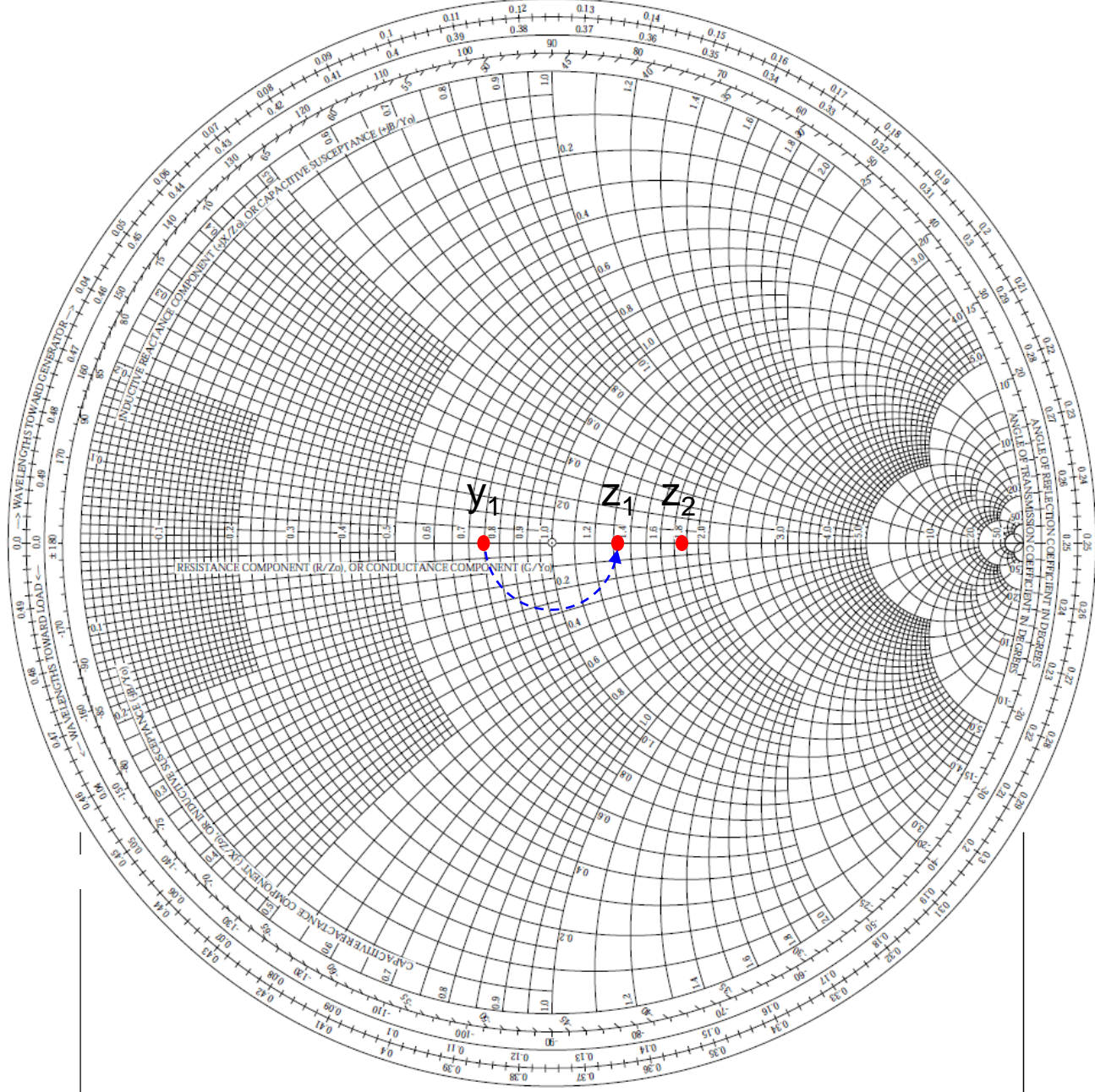
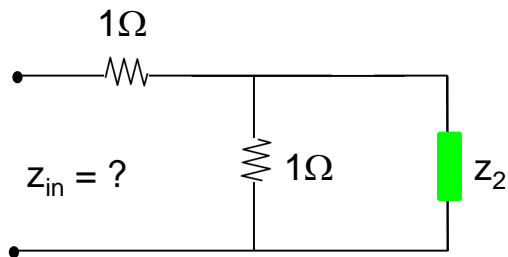
Agora some z_1 à resistência de 0.5Ω :

$$z_2 = z_1 + 0.5$$

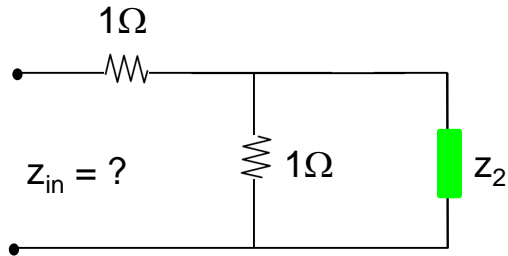
$$z_2 = 1.333 + 0.5$$

$$z_2 = 1.833 \Omega$$

Marque z_2 na C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada



Como o próximo resistor (1Ω) está em paralelo com z_2 , converta z_2 para admitância:

$$y_2 = 0.55S$$

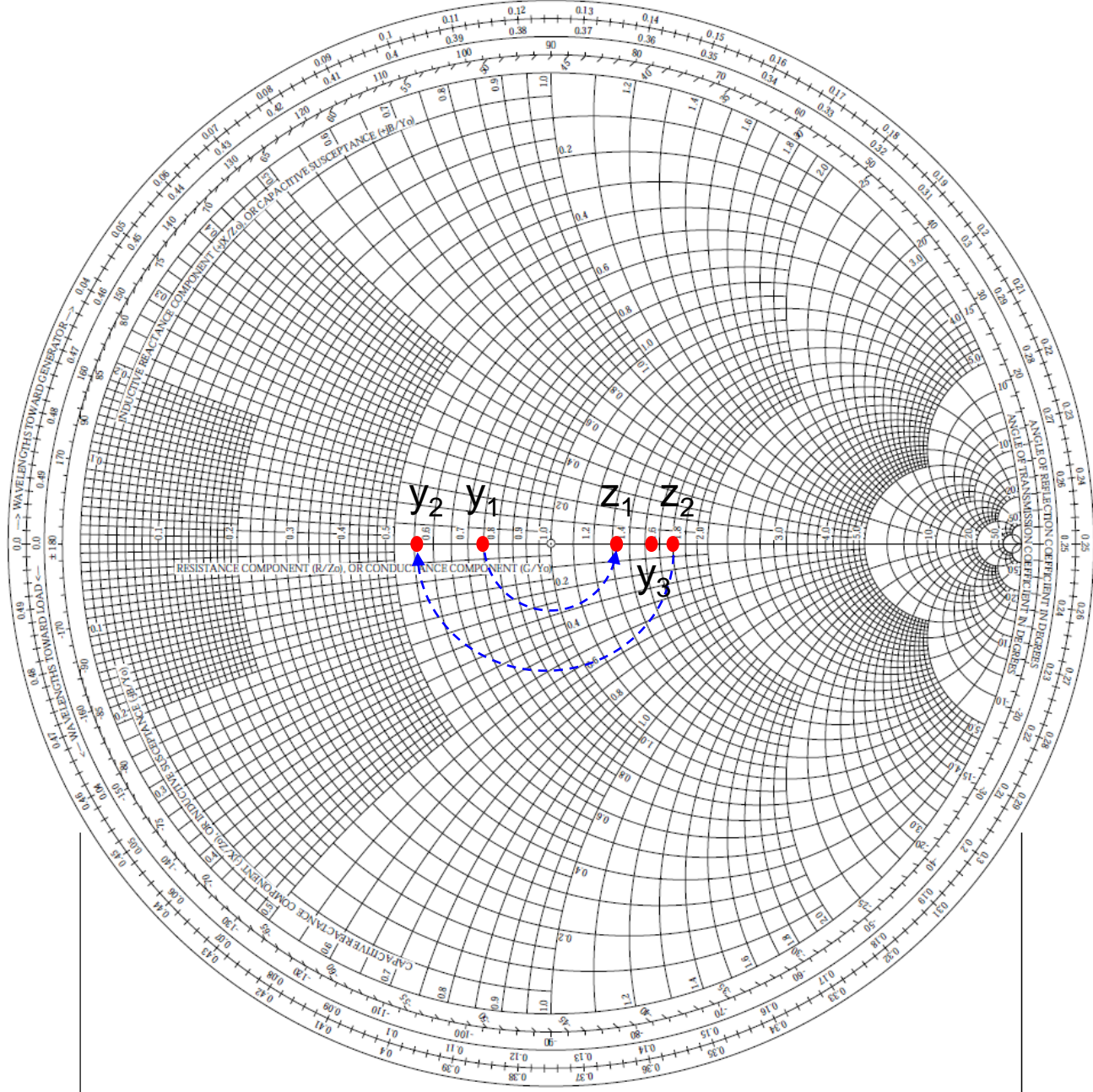
Isso equivale a uma rotação de 180° em torno do centro da carta.

Marque y_2 na C.S.

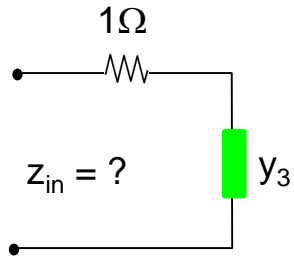
Converta a resistência de 1Ω para admitância e some a y_2 .

$$y_3 = y_2 + 1 = 0.55 + 1 = 1.55S$$

Marque y_3 na C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada



Como o próximo resistor (1Ω) está em série com y_3 , converta y_3 para impedância:

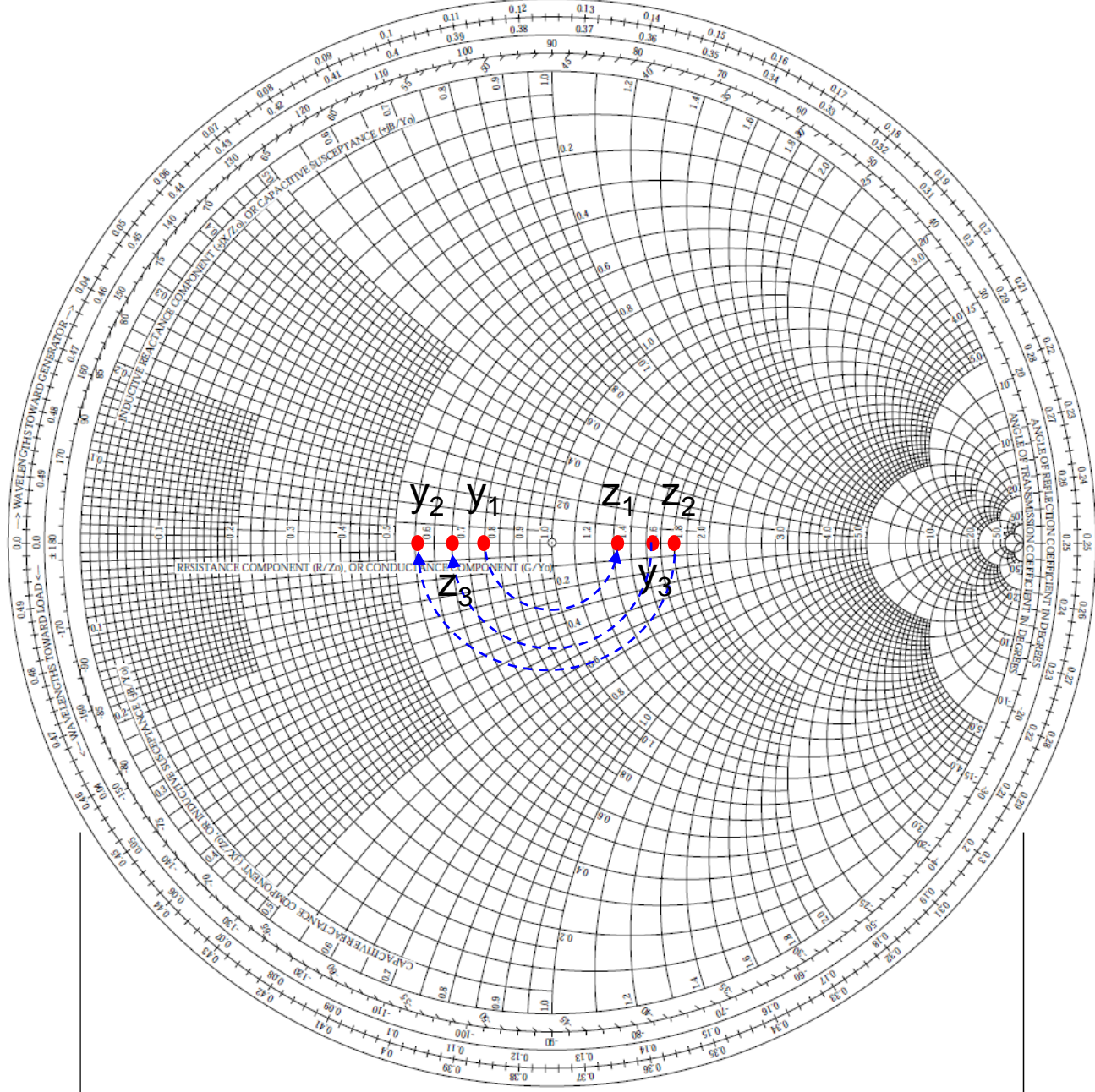
$$z_3 = 0.645\Omega$$

Isso equivale a uma rotação de 180° em torno do centro da carta.

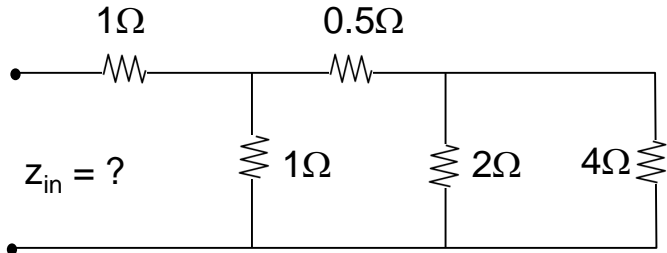
Marque z_3 na C.S.

Some z_3 à resistência de 1Ω . O resultado será a impedância de entrada z_{in} .

$$z_{in} = z_3 + 1 = 0.645 + 1 = 1.645\Omega$$



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada



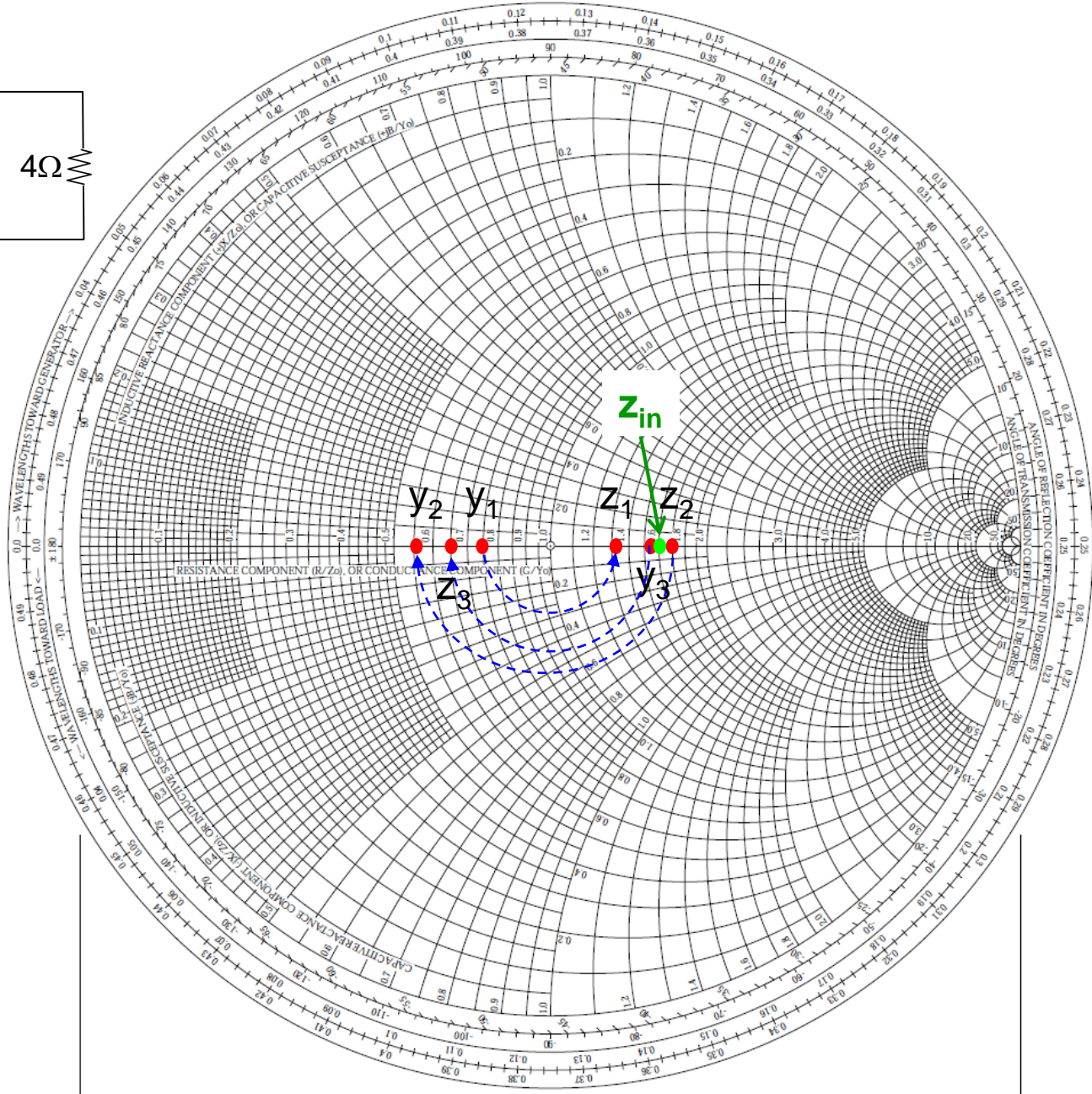
Marque z_{in} na C.S.

$$z_{in} = 1.645\Omega$$

O valor analítico obtido para a impedância de entrada foi:

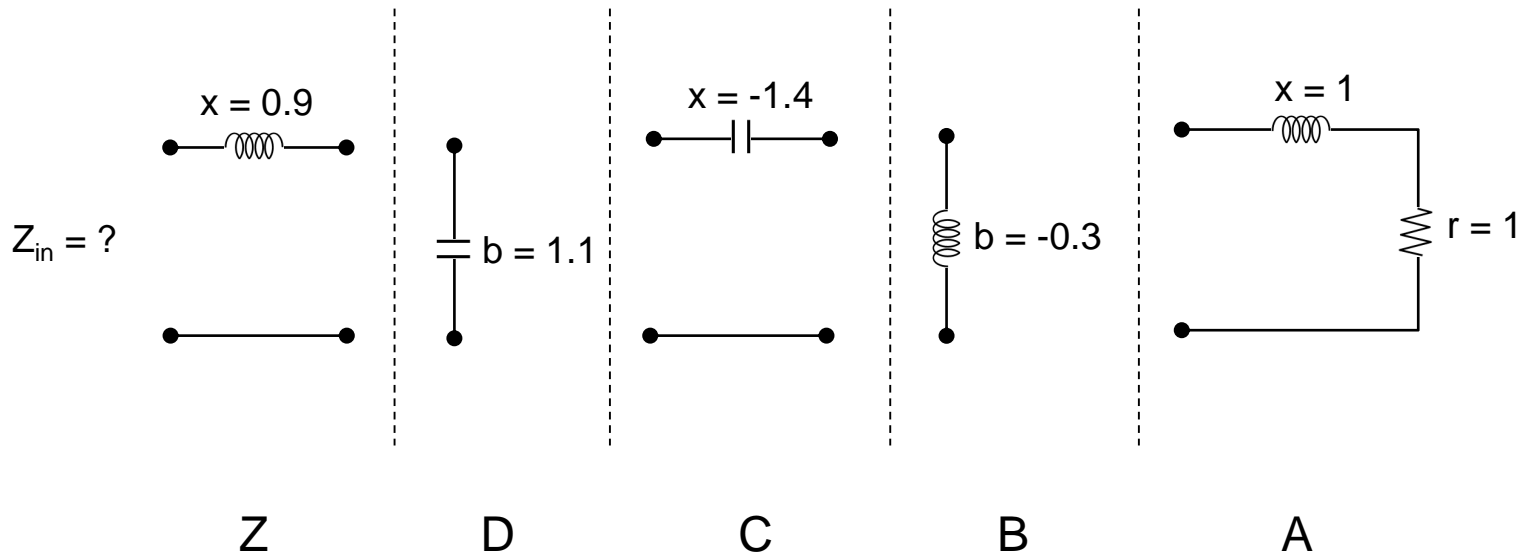
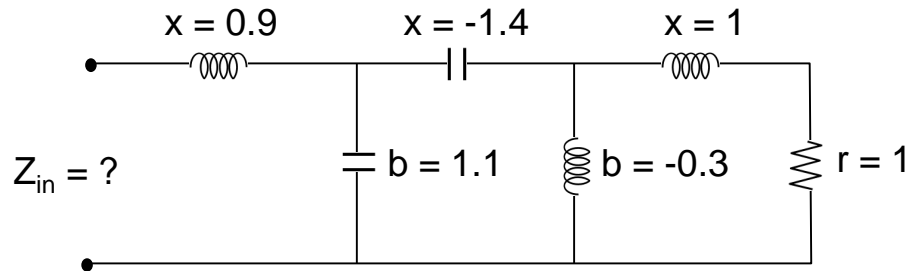
$$z_{in} = 1.647\Omega$$

Bem próximo do valor obtido com a C.S.



Exemplo -3a

Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

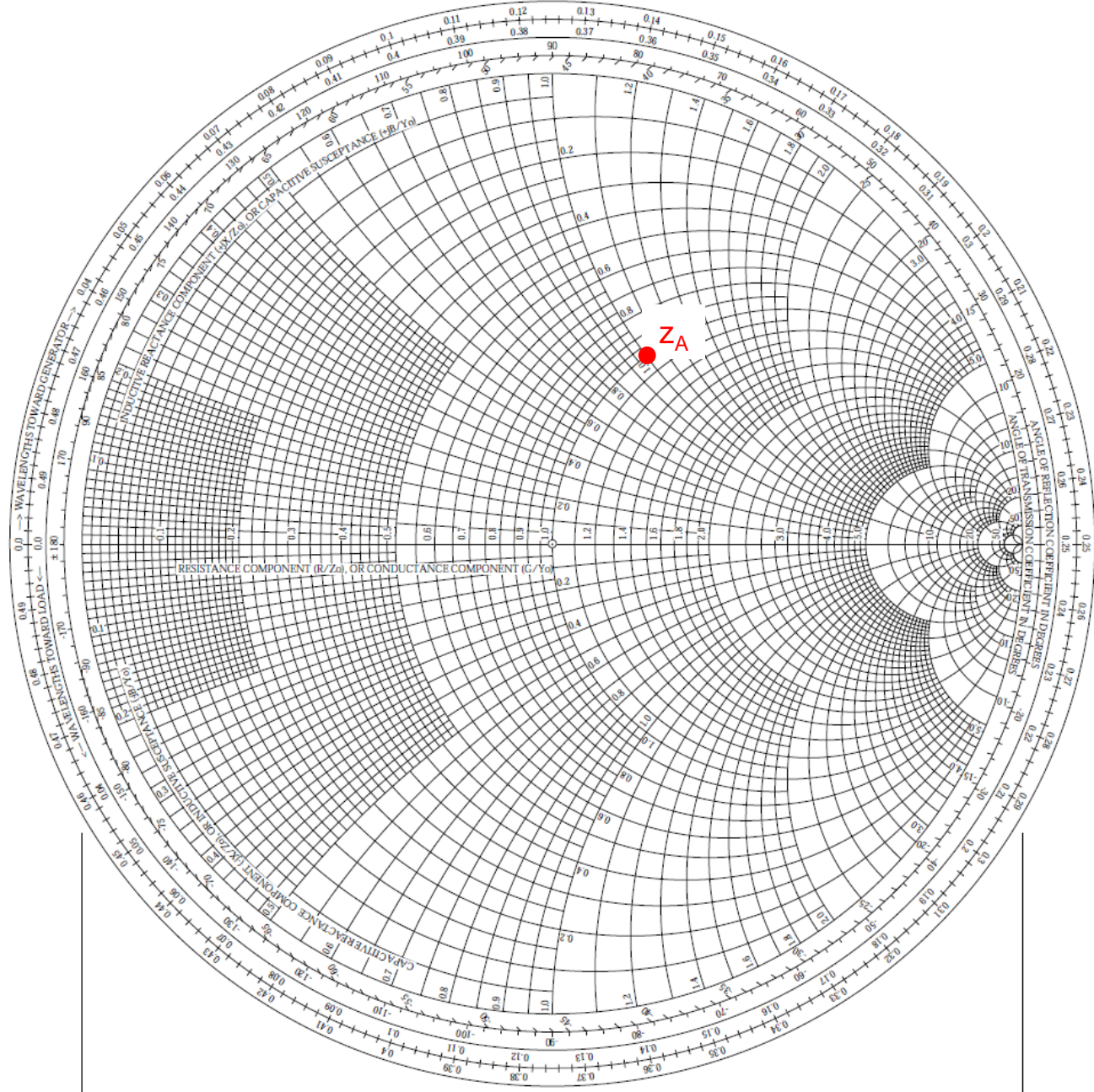
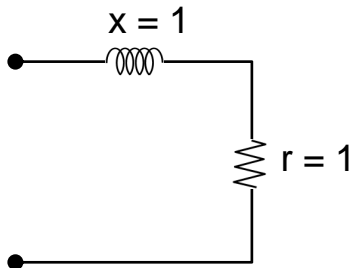
Começando em A:

- Resistor em série com indutor

$$z_A = 1 + j1$$

Marque z_A na C.S.

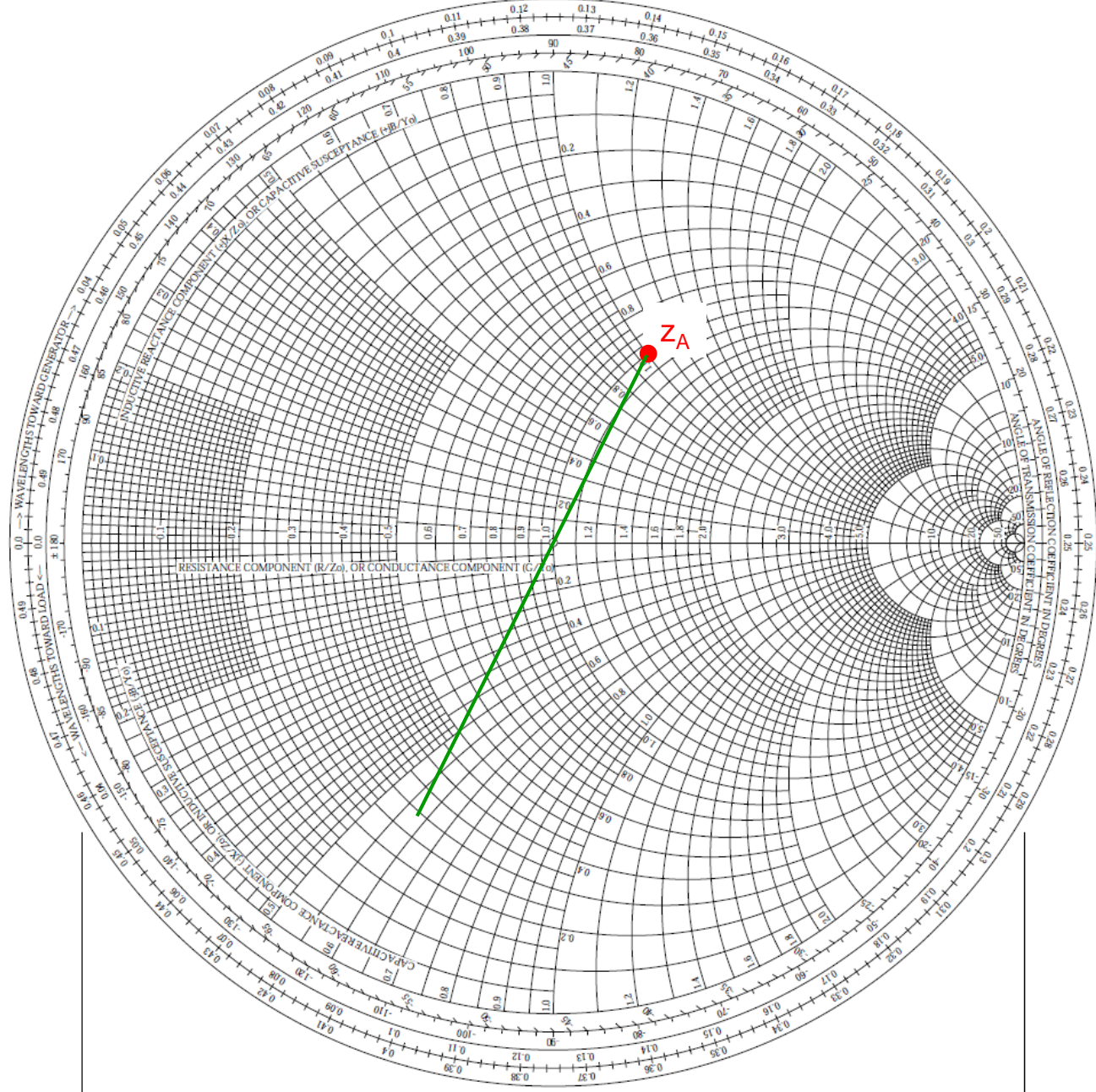
Na seção B temos o indutor em paralelo com z_A . Nesse caso, é melhor trabalharmos com admitâncias, já que admitâncias em paralelo são somadas.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

Transformando z_A em admitância na C.S.:

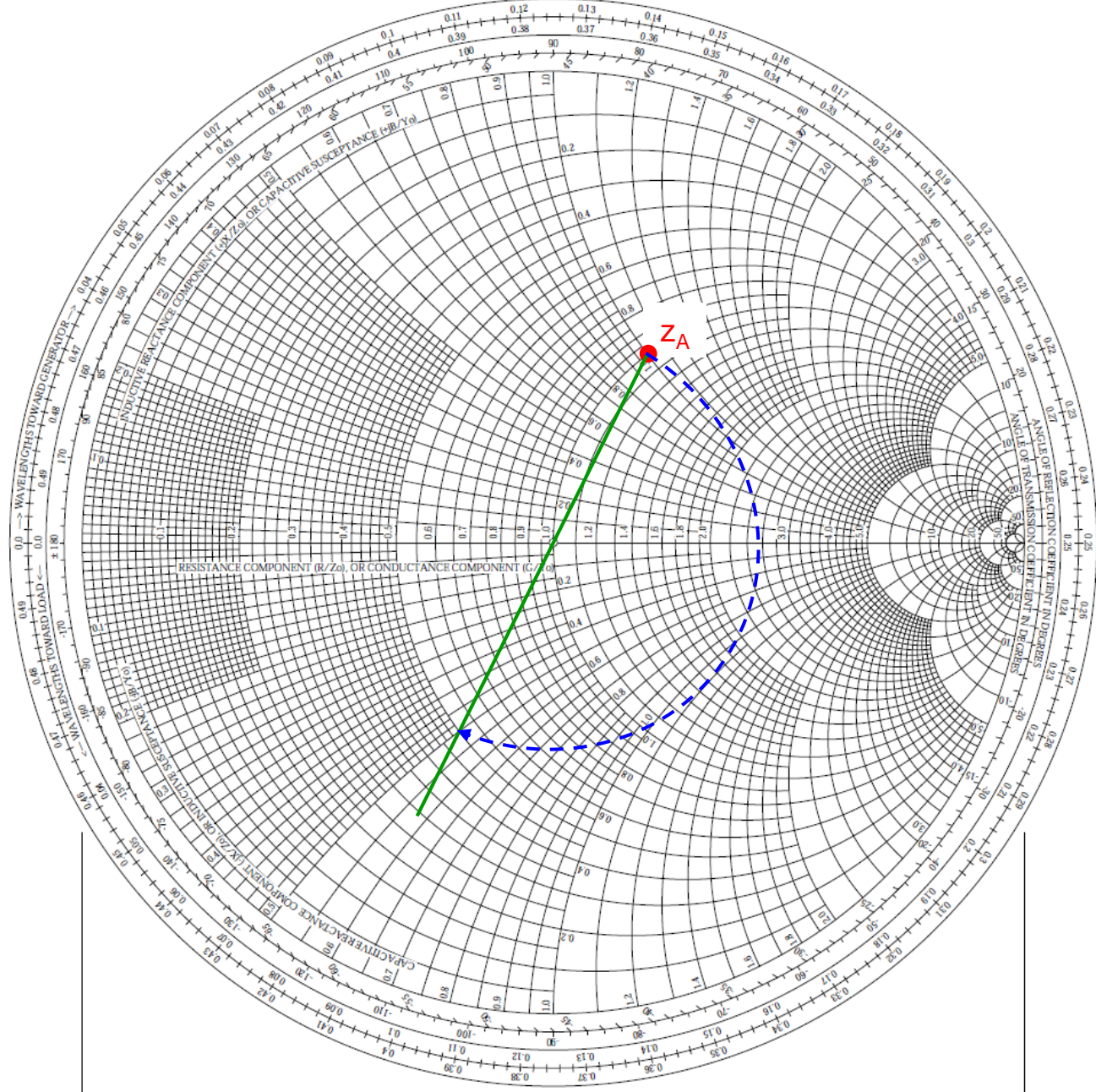
1. Trace uma reta de z_A passando pelo centro da C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

Transformando z_A em admitância na C.S.:

1. Trace uma reta de z_A passando pelo centro da C.S.
2. Trace um semi-círculo centrado na C.S. e passando por z_A .

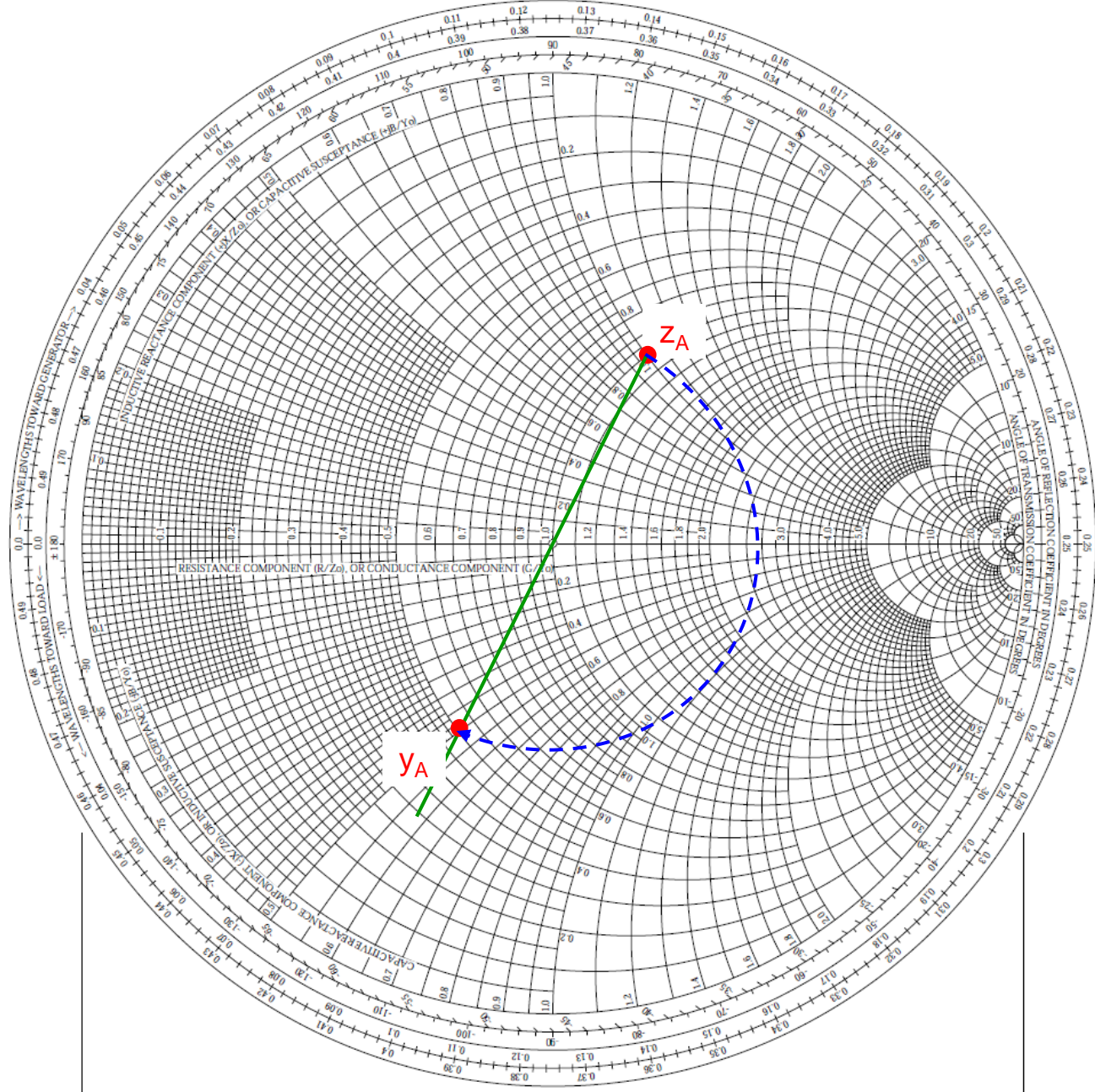


Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

Transformando z_A em admitância na C.S.:

1. Trace uma reta de z_A passando pelo centro da C.S.
2. Trace um semi-círculo centrado na C.S. e passando por z_A .
3. O ponto que a reta toca o semi-círculo 180° à frente de z_A representa a admitância y_A .

$$y_A = 0.5 - j0.5$$



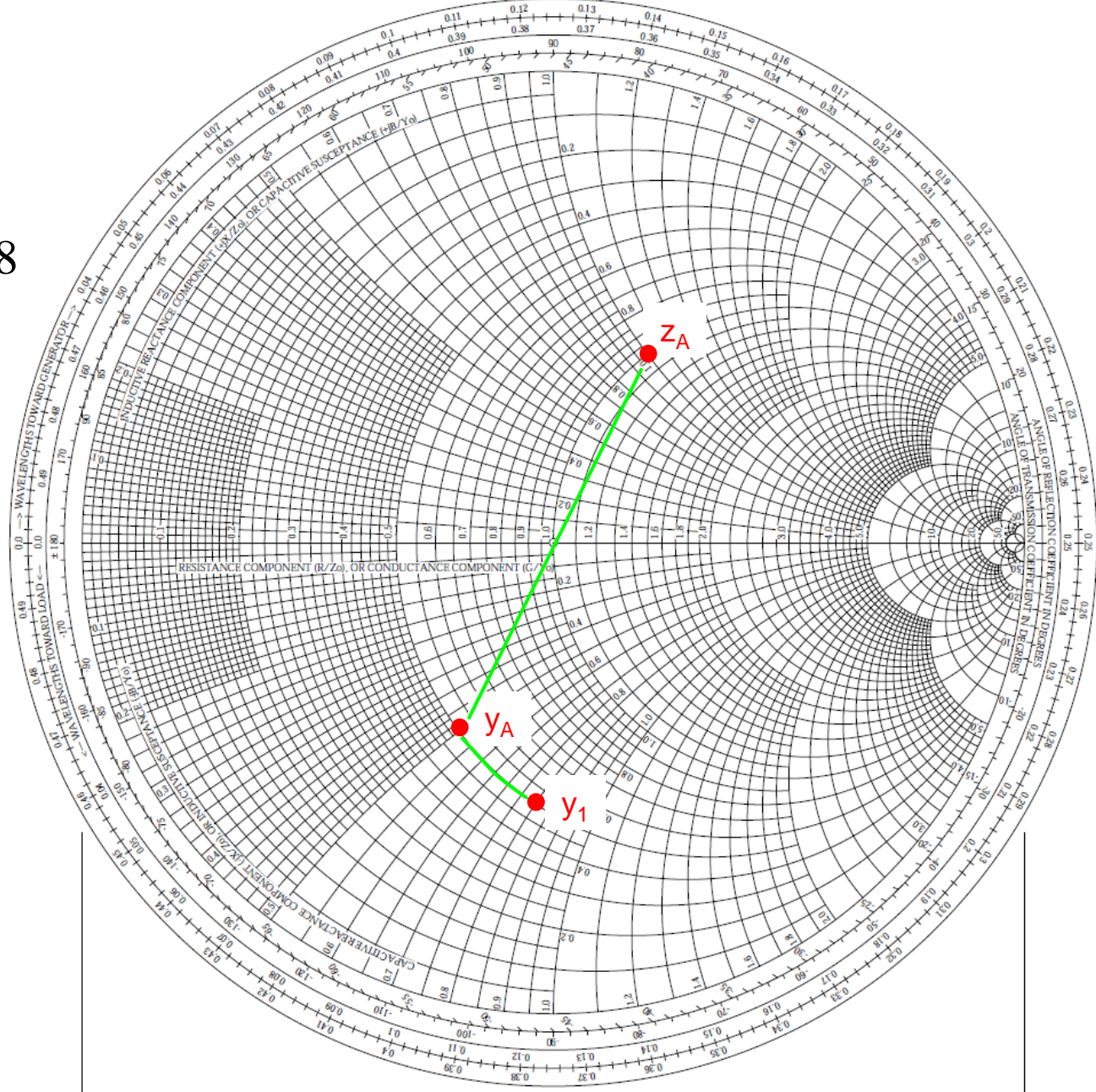
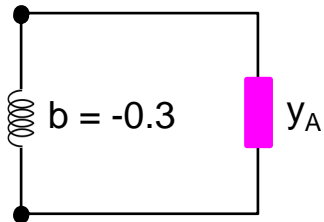
Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

Na seção B:

Agora faça a soma das duas admitâncias:

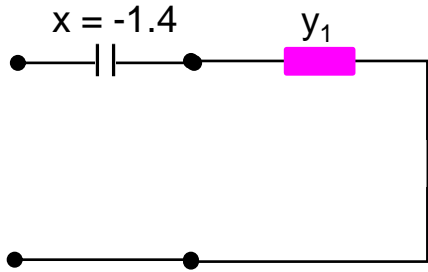
$$y_1 = y_A - j0.3 = 0.5 - j0.8$$

Marque na C.S. o ponto y_1 .



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

A admitância y_1 precisa agora ser convertida para impedância para que possamos somá-la ao capacitor $x = -1.4$ da seção C.

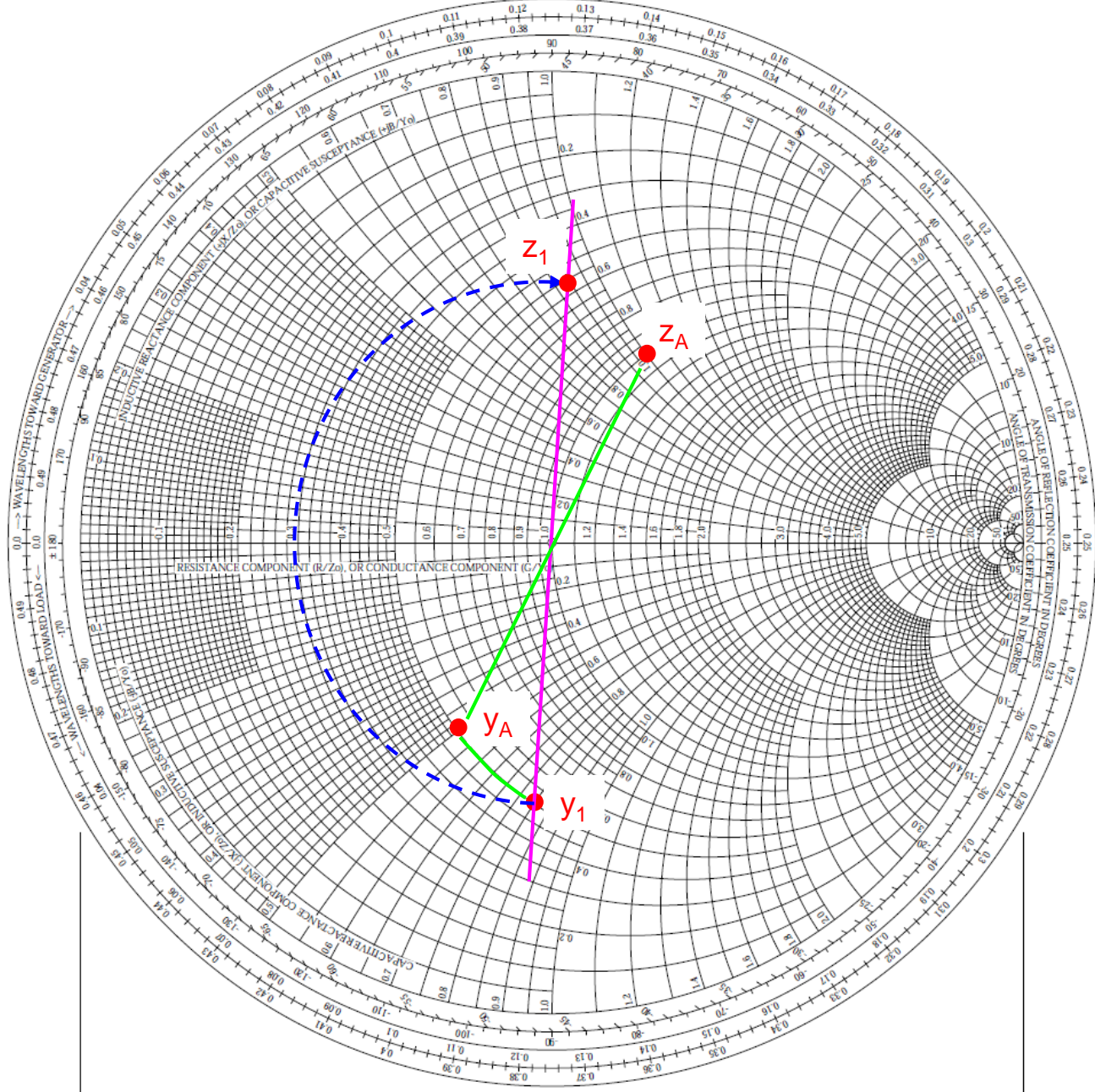


O procedimento é o mesmo, ou seja:

- Trace uma reta passando pelo centro da C.S. em pelo ponto y_1 .
- O ponto que a reta toca o semi-círculo 180° à frente de y_1 representa a impedância z_1 .

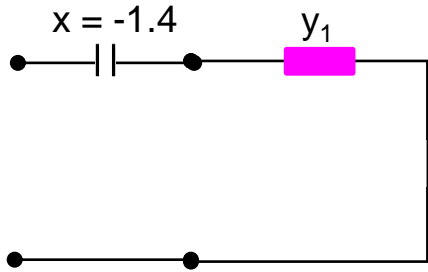
$$z_1 = 0.55 + j0.9$$

Marque o ponto z_1 na C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

A admitância y_1 precisa agora ser convertida para impedância para que possamos somá-la ao capacitor $x = -1.4$ da seção C.

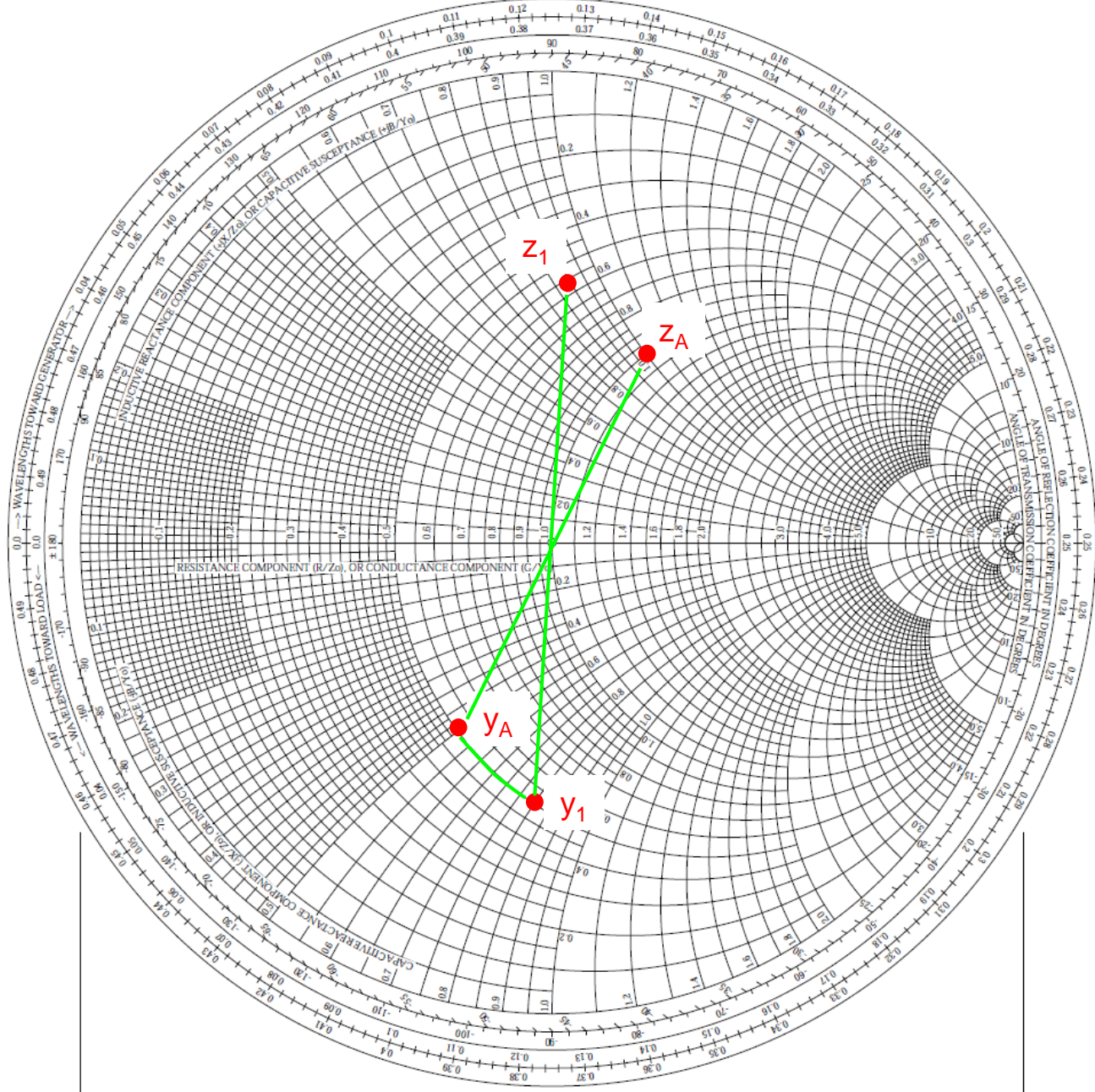


O procedimento é o mesmo, ou seja:

- Trace uma reta passando pelo centro da C.S. em pelo ponto y_1 .
- O ponto que a reta toca o semi-círculo 180° à frente de y_1 representa a impedância z_1 .

$$z_1 = 0.55 + j0.9$$

Marque o ponto z_1 na C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

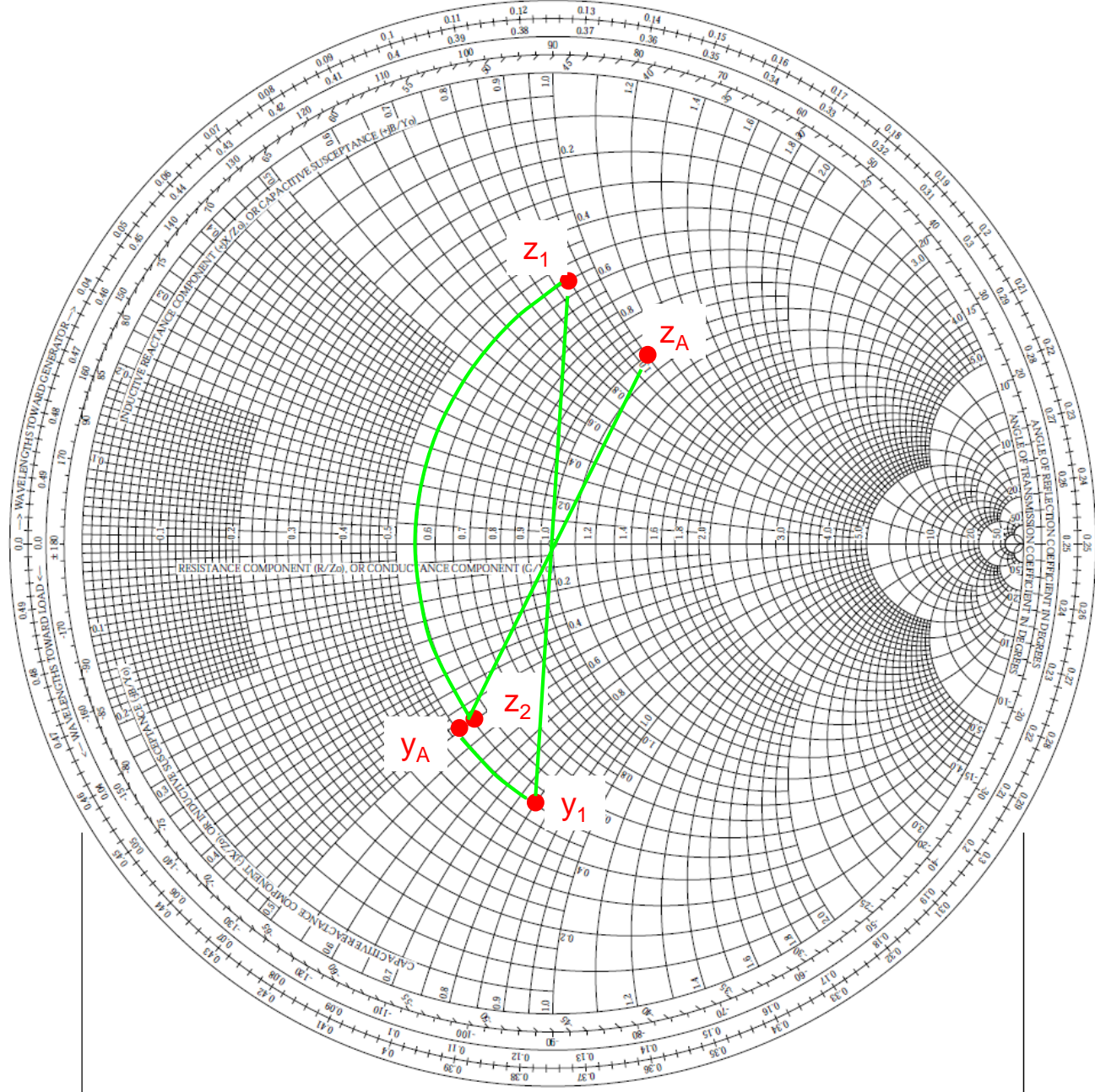
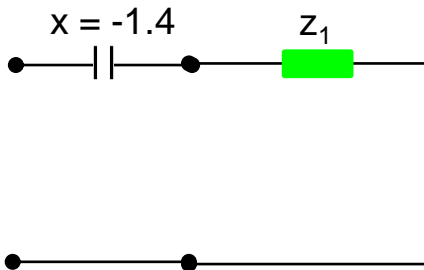
Agora some a impedância z_1 com a reatância $x = -1.4$ da seção C:

$$z_2 = z_1 - j1.4$$

$$z_2 = 0.55 + j0.9 - j1.4$$

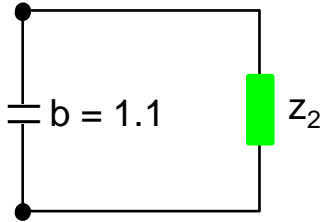
$$z_2 = 0.55 - j0.5$$

Marque z_2 na C.S.



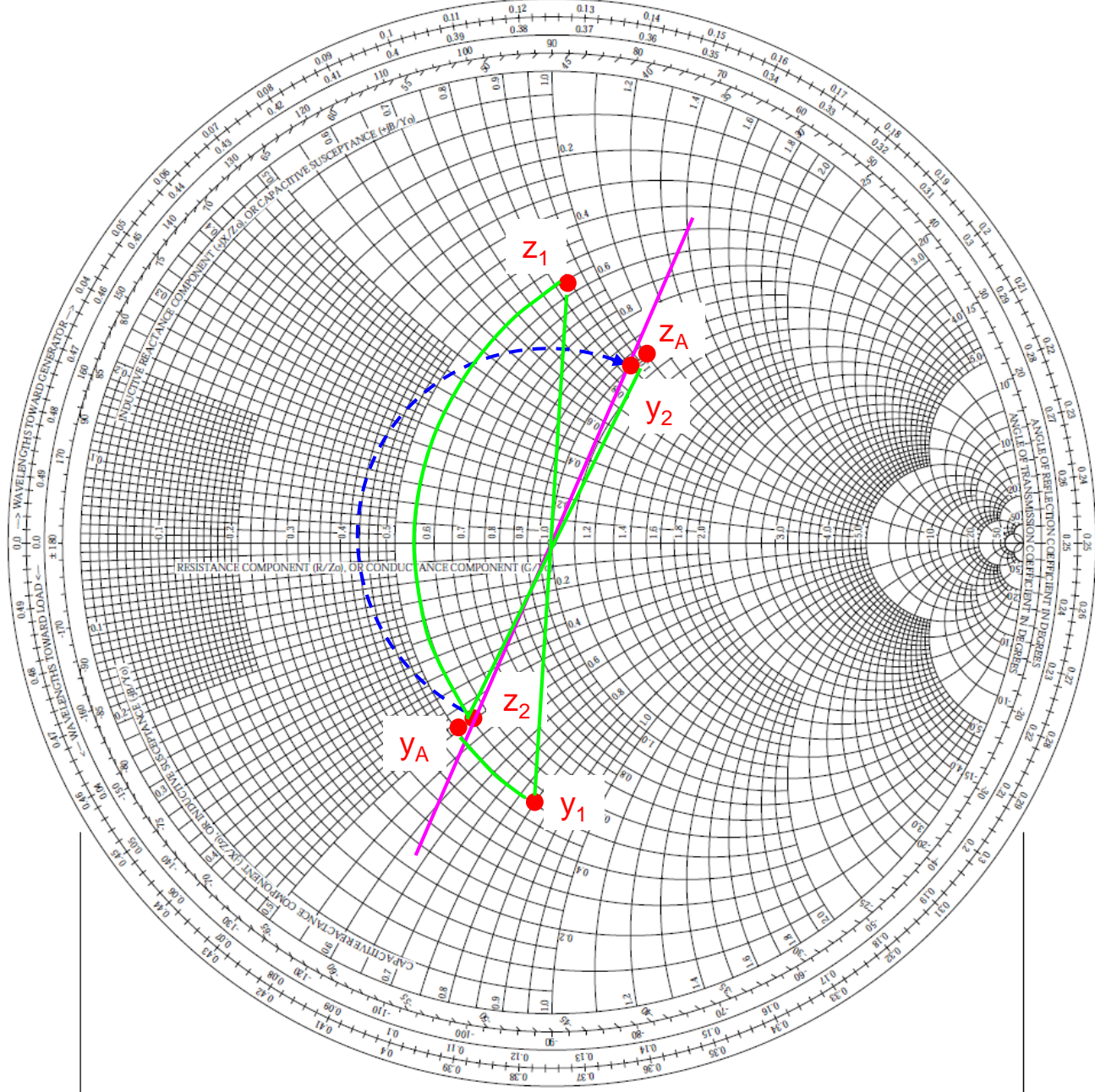
Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

A impedância z_2 está agora em paralelo com o capacitor $b = 1.1$ da seção D.



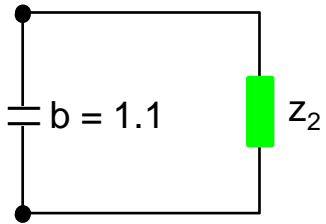
Assim, z_2 deve ser transformada em admitância. Seguindo a procedimento anterior:

$$y_2 = 1 + j0.9$$



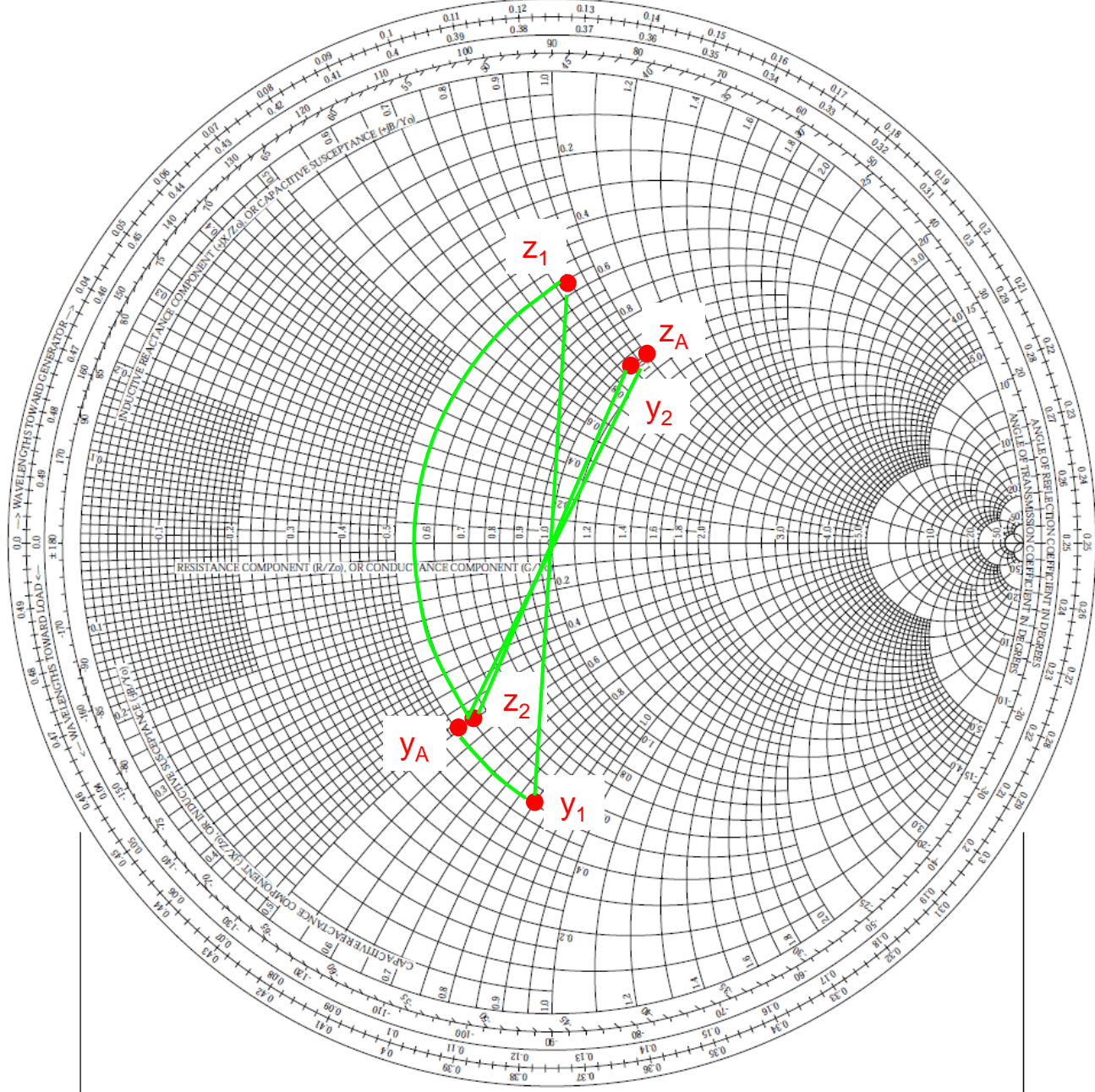
Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

A impedância z_2 está agora em paralelo com o capacitor $b = 1.1$ da seção D.



Assim, z_2 deve ser transformada em admitância. Seguindo a procedimento anterior:

$$y_2 = 1 + j0.9$$



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

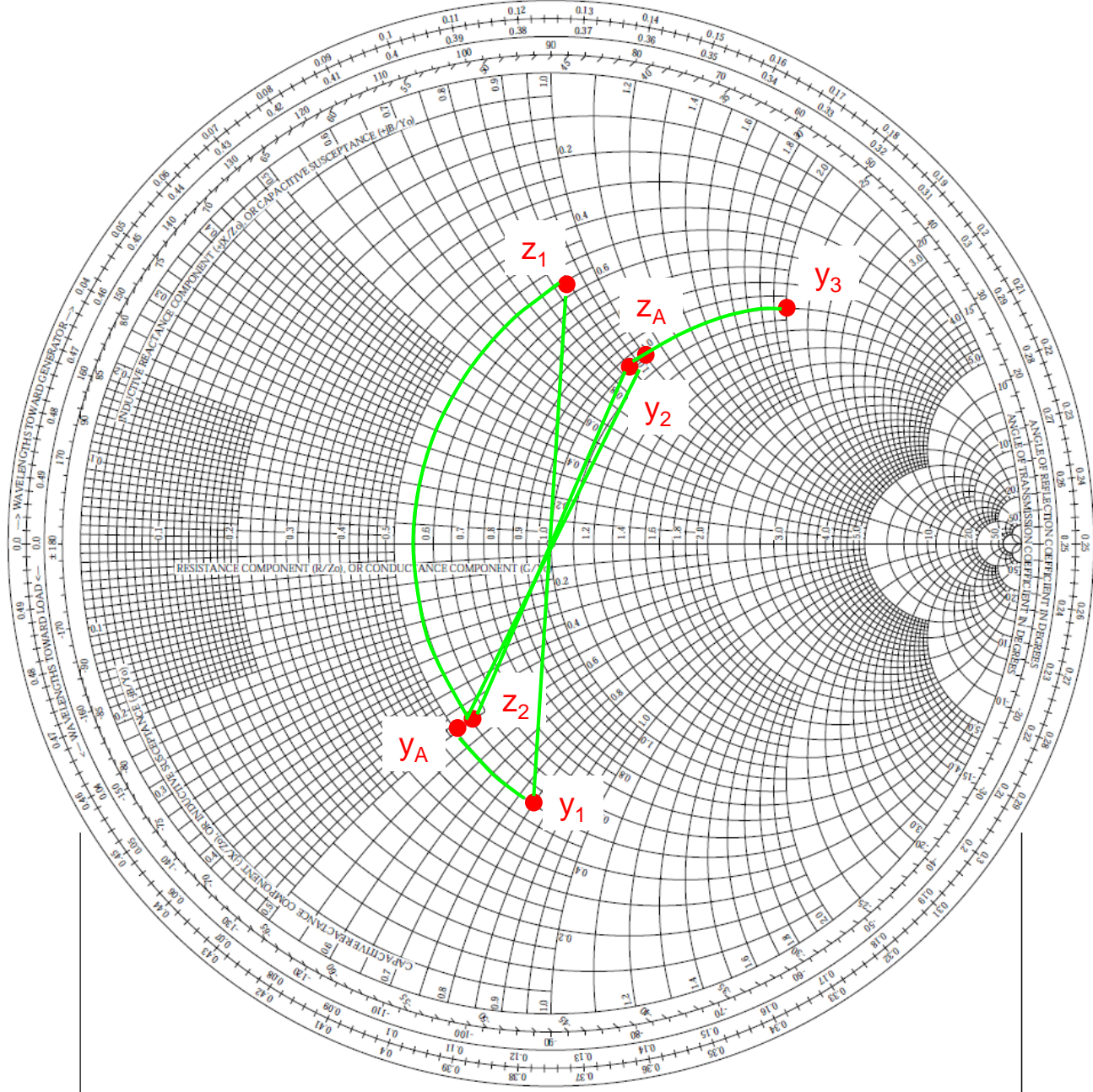
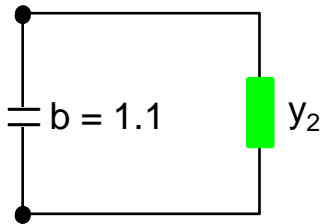
A admitância y_2 pode agora ser somada à reatância $b = 1.1$ da seção D:

$$y_3 = y_2 + j1.1$$

$$y_3 = 1 + j0.9 + j1.1$$

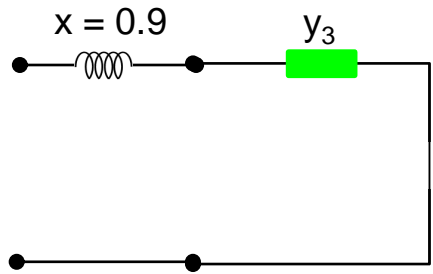
$$y_3 = 1 + j2$$

Marque y_3 na C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

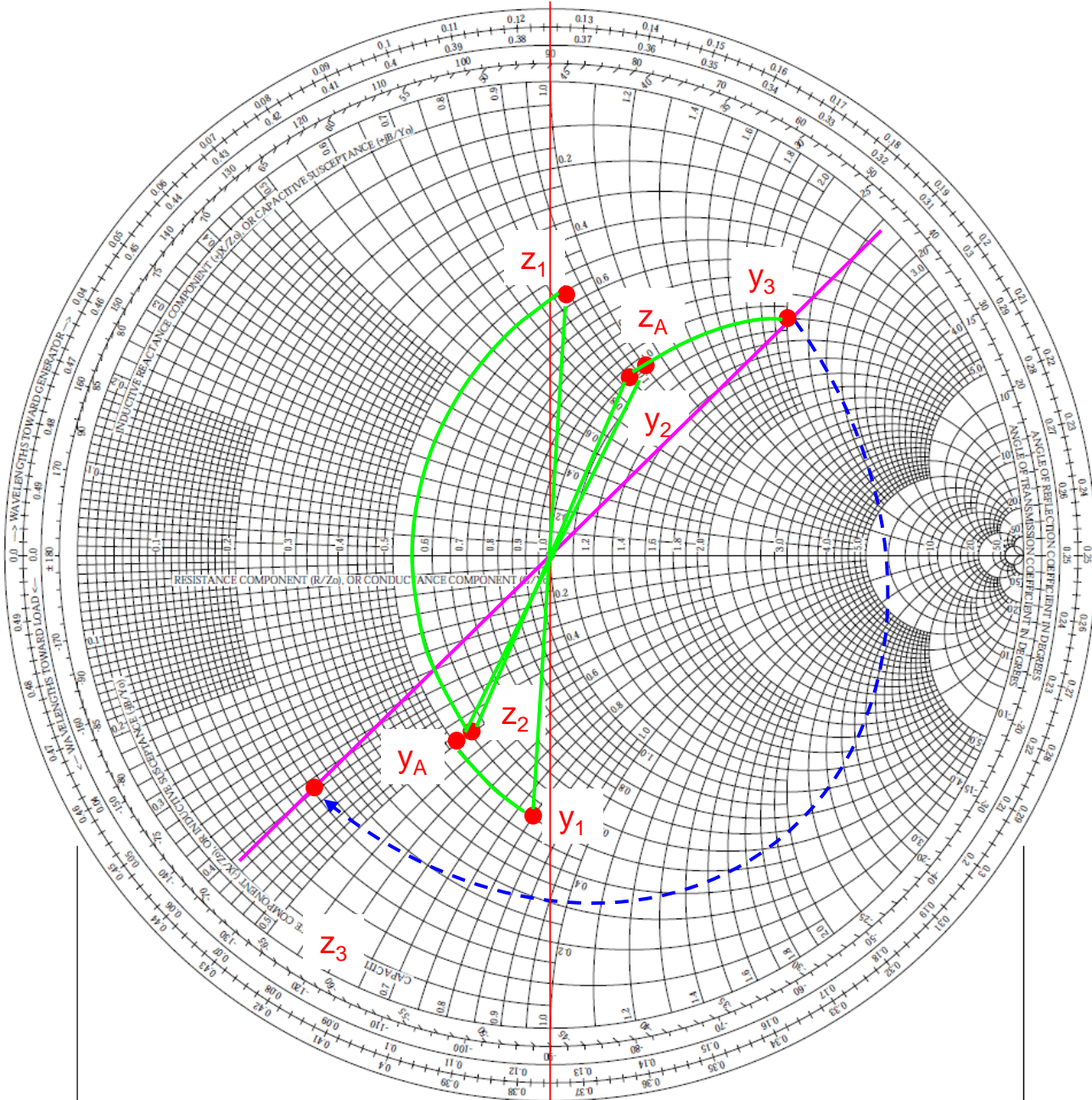
Como y_3 está em série com o indutor $x = 0.9$, nós devemos converter y_3 para impedância.



Novamente, seguimos o procedimento anterior.

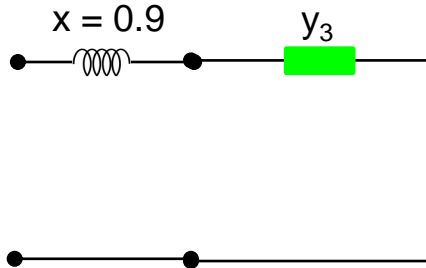
$$z_3 = 0.2 - j0.4$$

Marque z_3 na C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

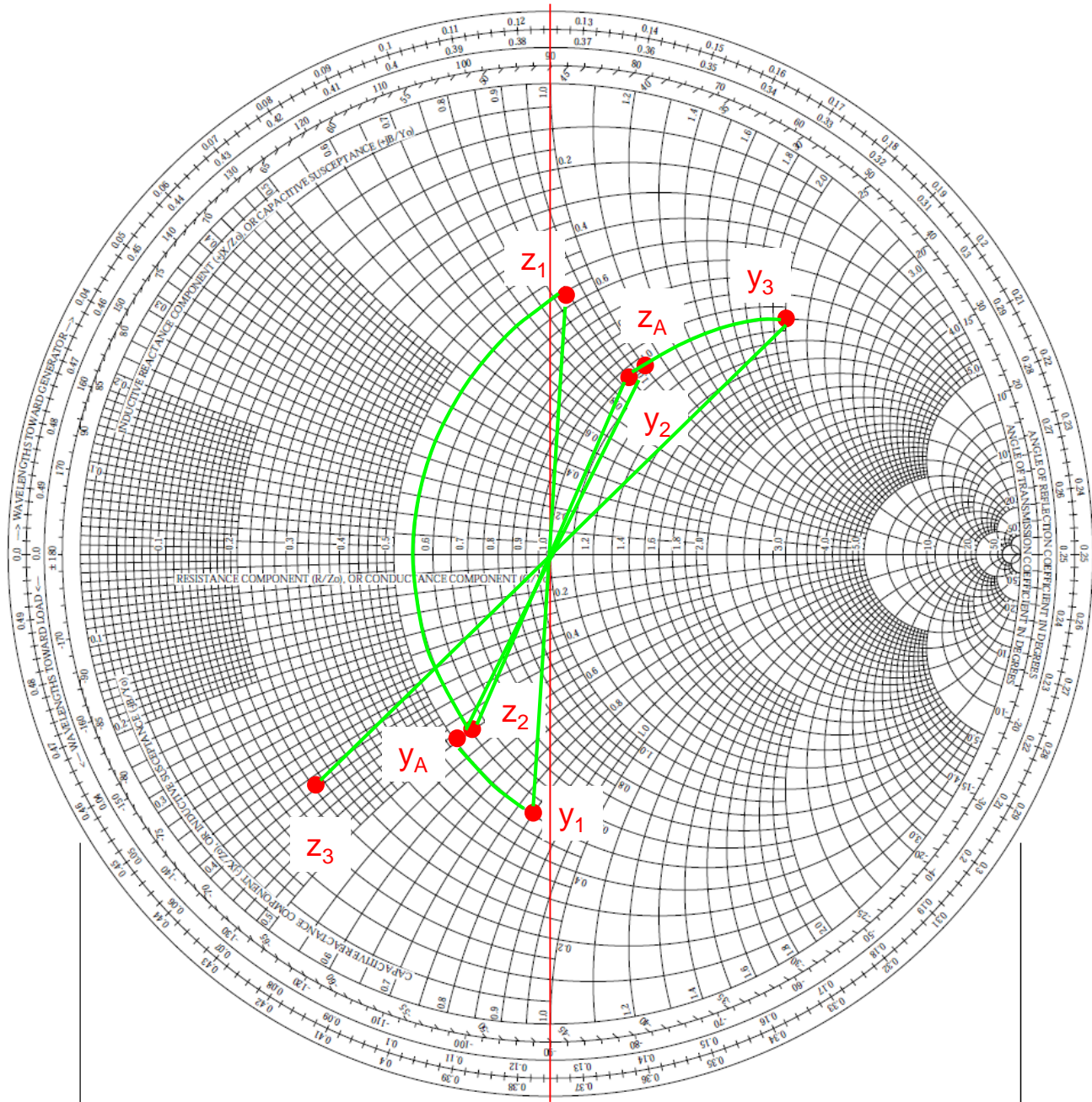
Como y_3 está em série com o indutor $x = 0.9$, nós devemos converter y_3 para impedância.



Novamente, seguimos o procedimento anterior.

$$z_3 = 0.2 - j0.4$$

Marque z_3 na C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

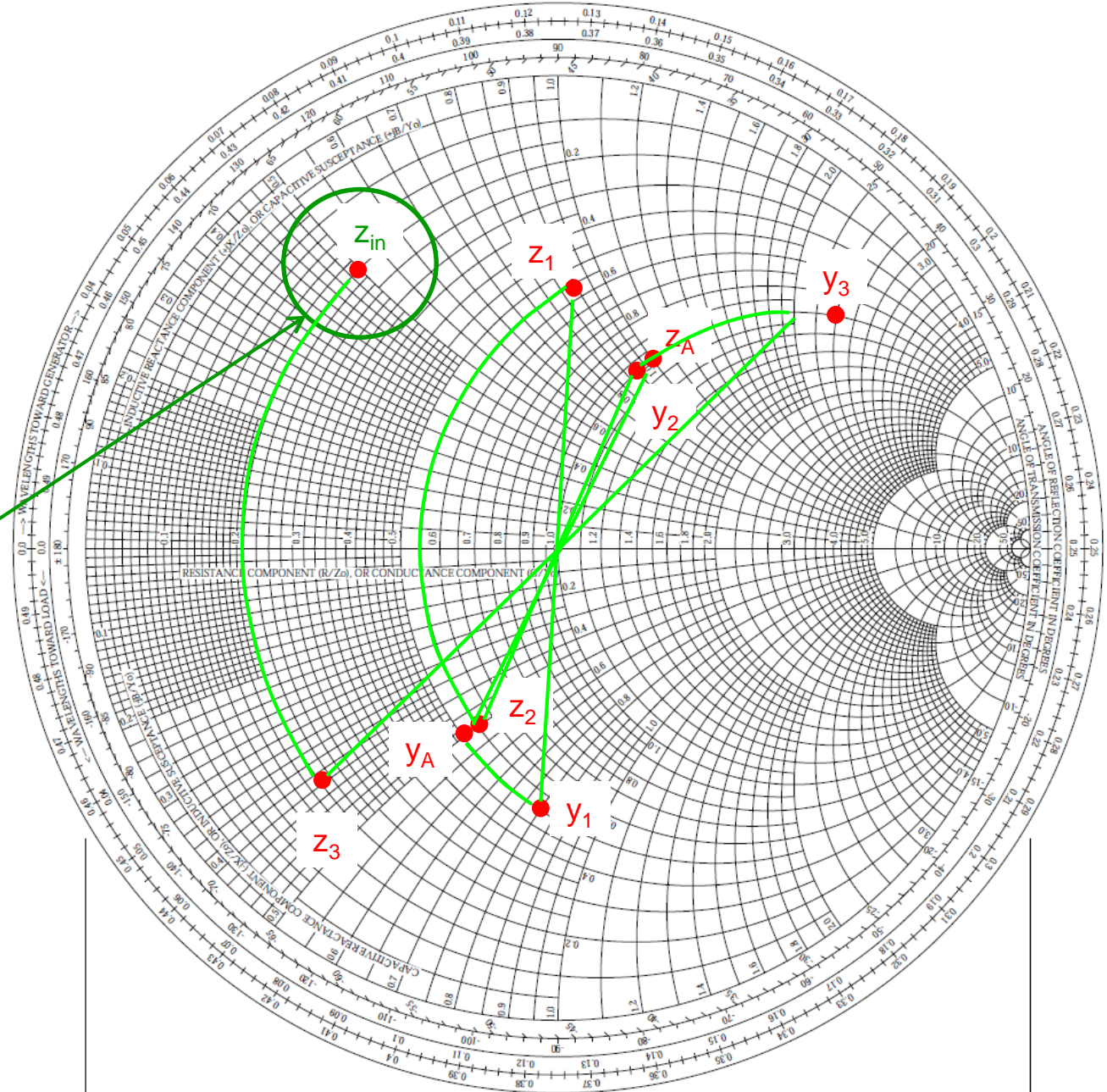
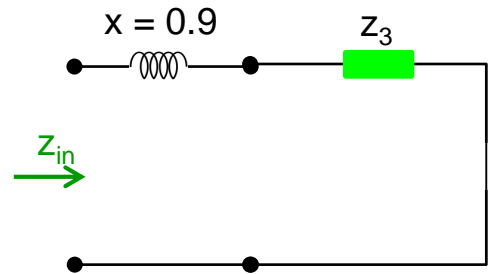
O último passo consiste em somar z_3 com o indutor $x=0.9$ da seção Z.

Assim, a impedância de entrada será:

$$z_{in} = z_3 + j0.9$$
$$z_{in} = 0.2 - j0.4 + j0.9$$
$$z_{in} = 0.2 + j0.5$$

Marque z_{in} na C.S.

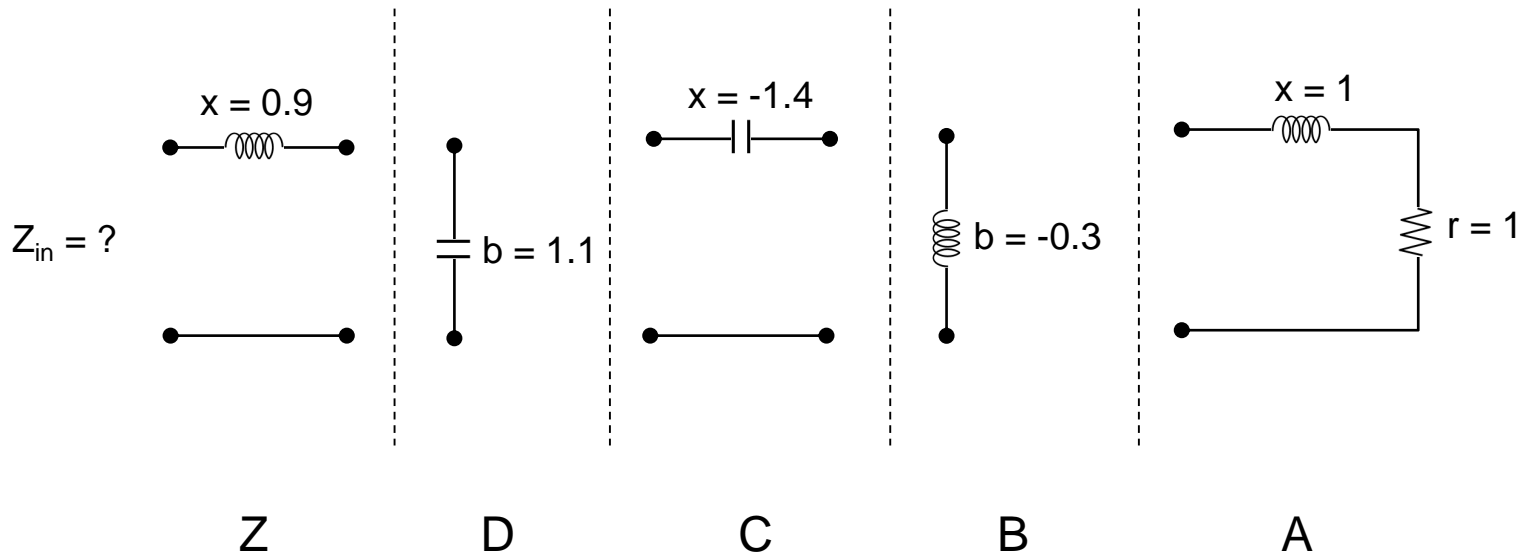
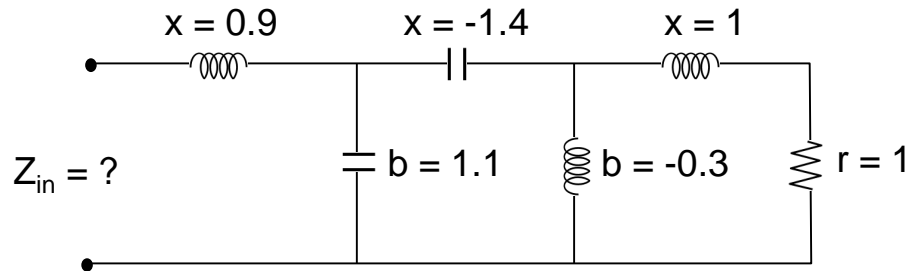
Esta é impedância de entrada:



Exemplo -3b

Usando a Carta de Admitância e
Impedância

Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

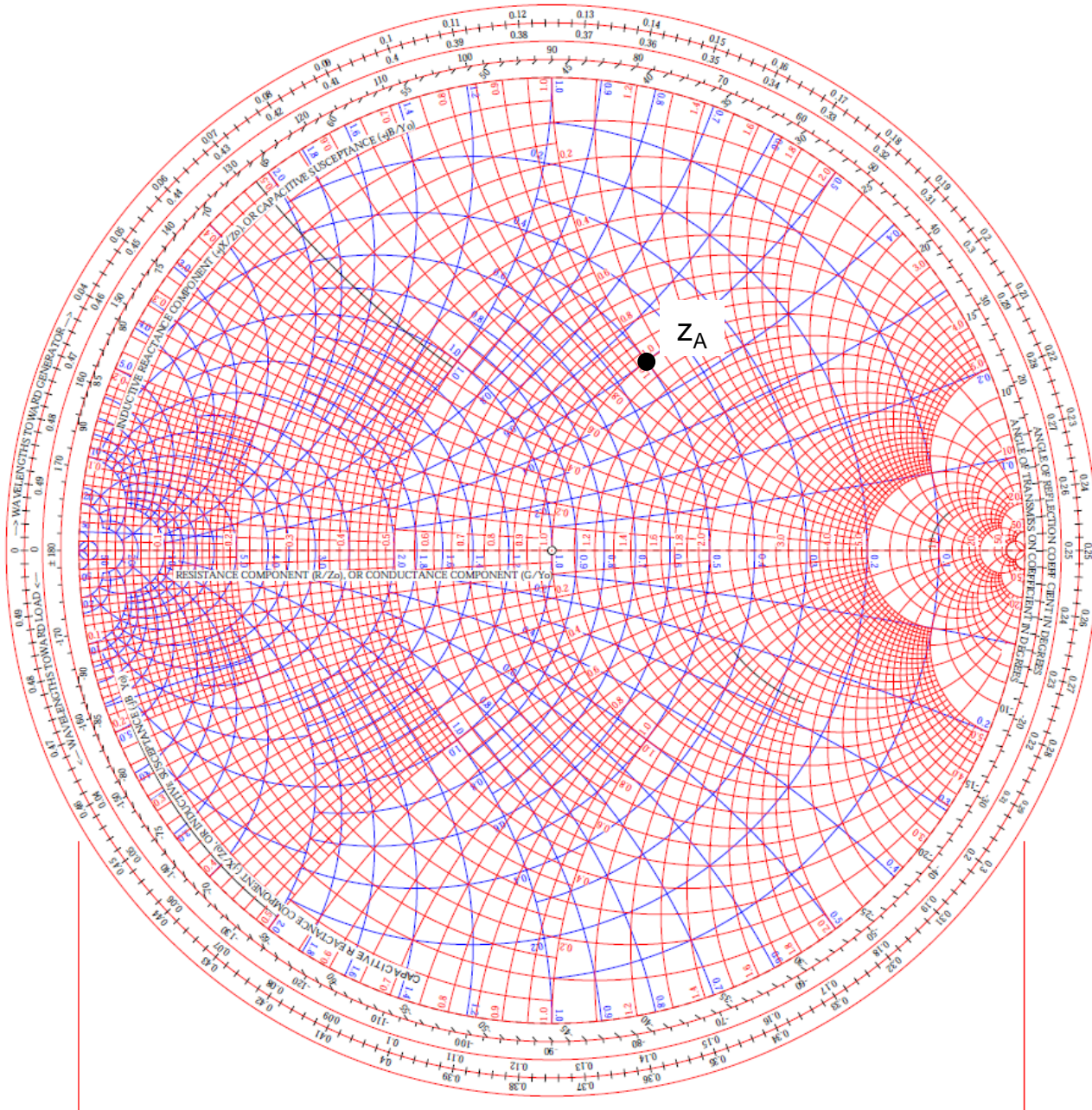
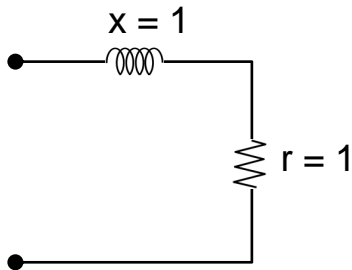
Começando em A:

- Resistor em série com indutor

$$z_A = 1 + j1$$

Marque z_A na C.S.

Na seção B temos o indutor em paralelo com z_A . Nesse caso, é melhor trabalharmos com admitâncias, já que admitâncias em paralelo são somadas.



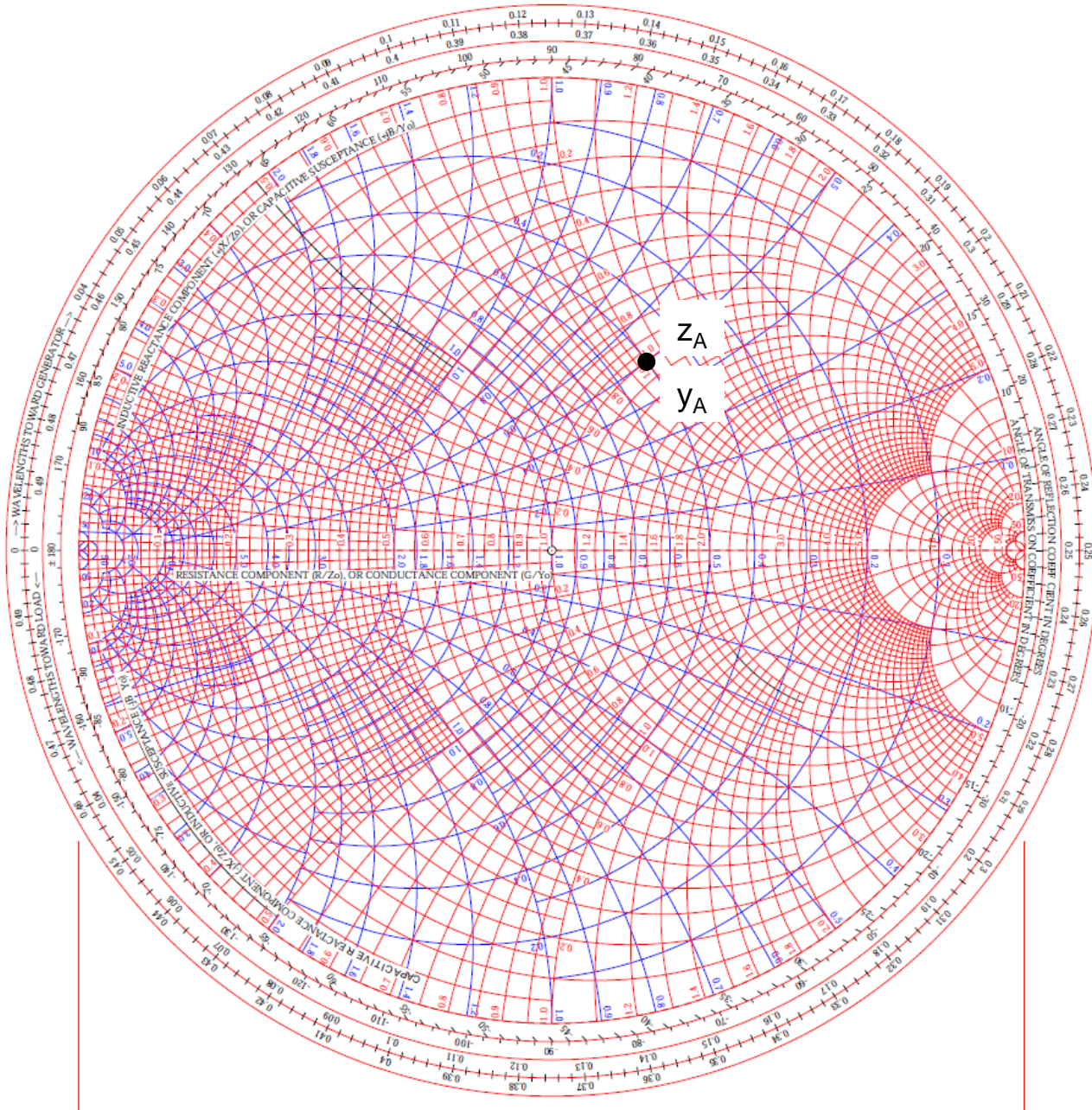
Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

Como neste caso a C.S. é de **Impedância/Admitância**, a admitância y_A é lida diretamente no mesmo ponto onde está a impedância z_A .

Para isso, use os círculos azuis.

$$y_A = 0.5 - j0.5$$

Observe que na Carta de Admitâncias, valores negativos de susceptâncias estão na parte superior.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

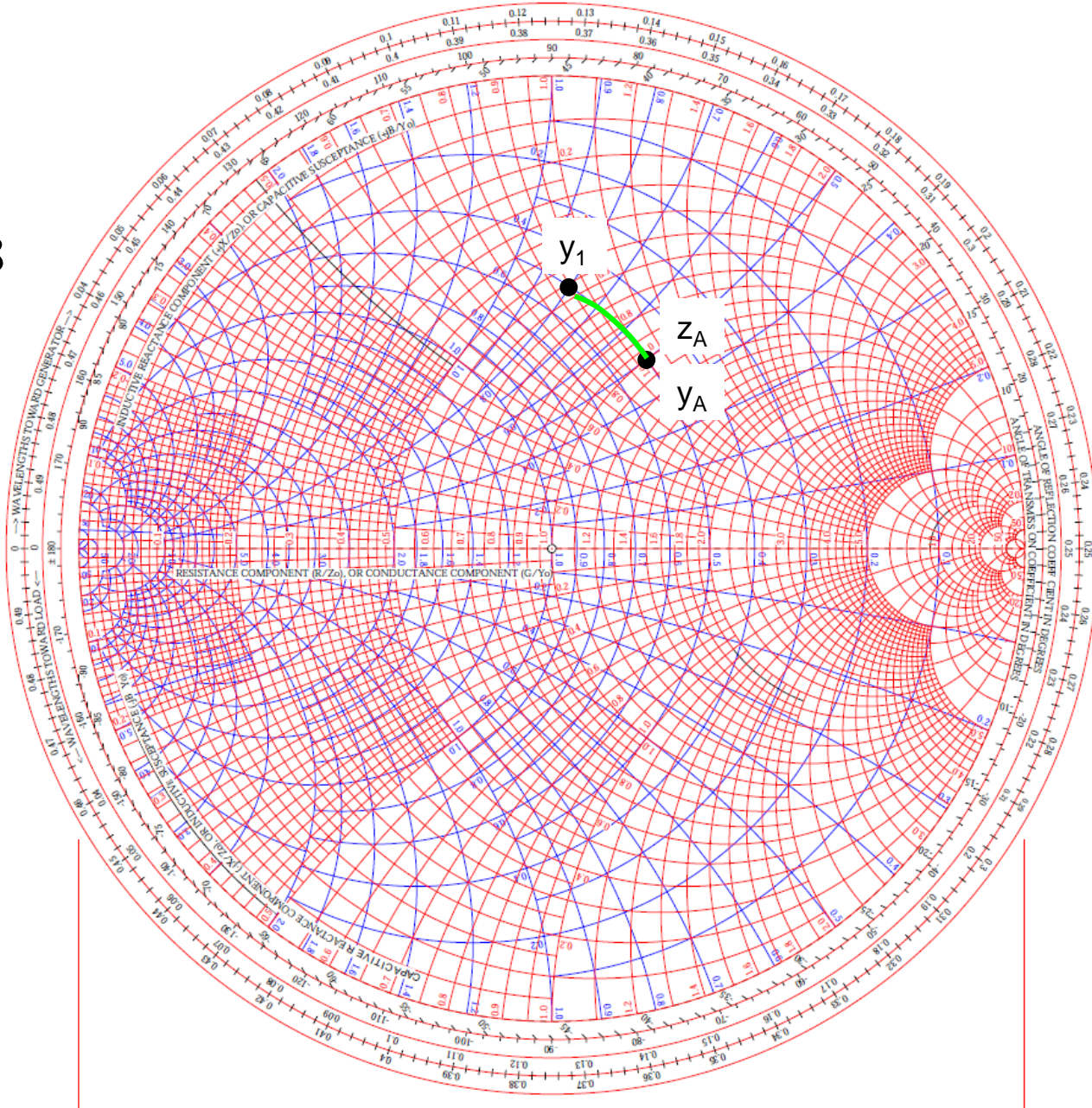
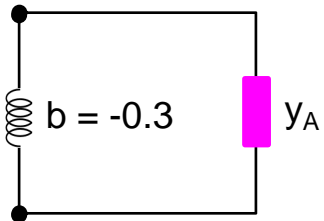
Na seção B:

Agora faça a soma das duas admitâncias:

$$y_1 = y_A - j0.3 = 0.5 - j0.8$$

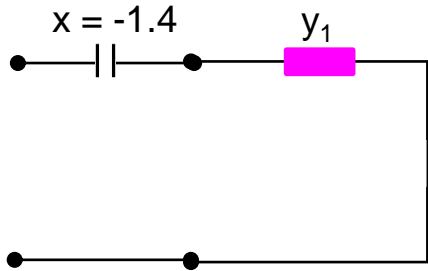
Marque na C.S. o ponto y_1 .

Lembre-se, para admitâncias use os círculos azuis.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

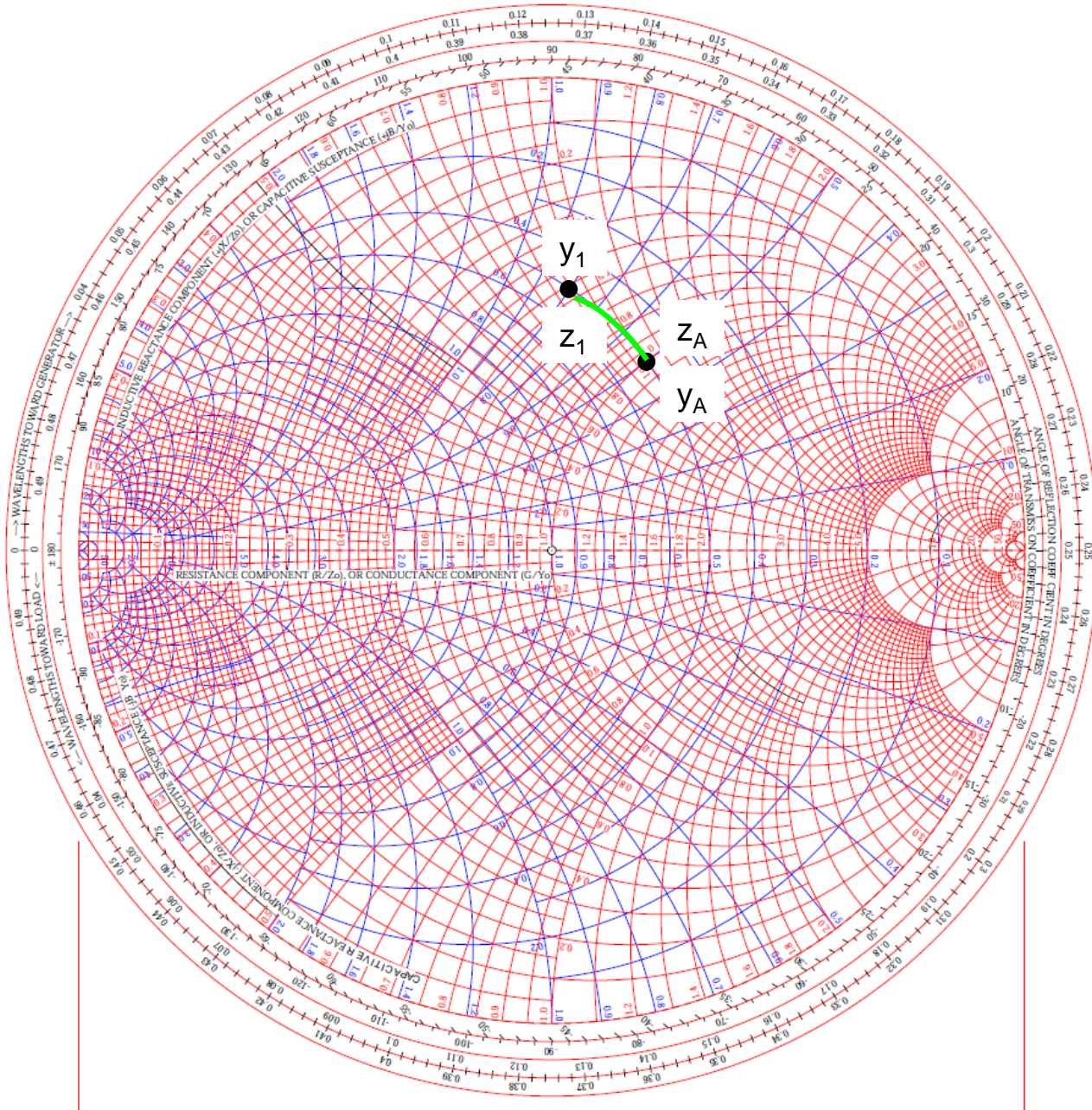
A admitância y_1 está em série com o capacitor $x = -1.4$ da seção C. Logo, precisamos converter y_1 para z_1 .



O valor de z_1 pode ser lido diretamente do ponto y_1 , mas para isso use os **círculos vermelhos**:

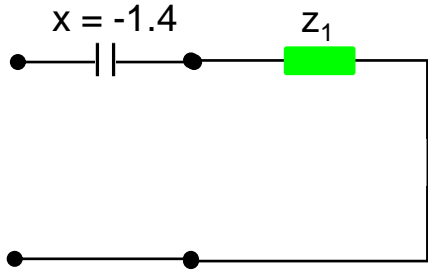
$$z_1 = 0.55 + j0.9$$

Marque z_1 na C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

Agora some a impedância z_1 com a reatância $x = -1.4$ da seção C:

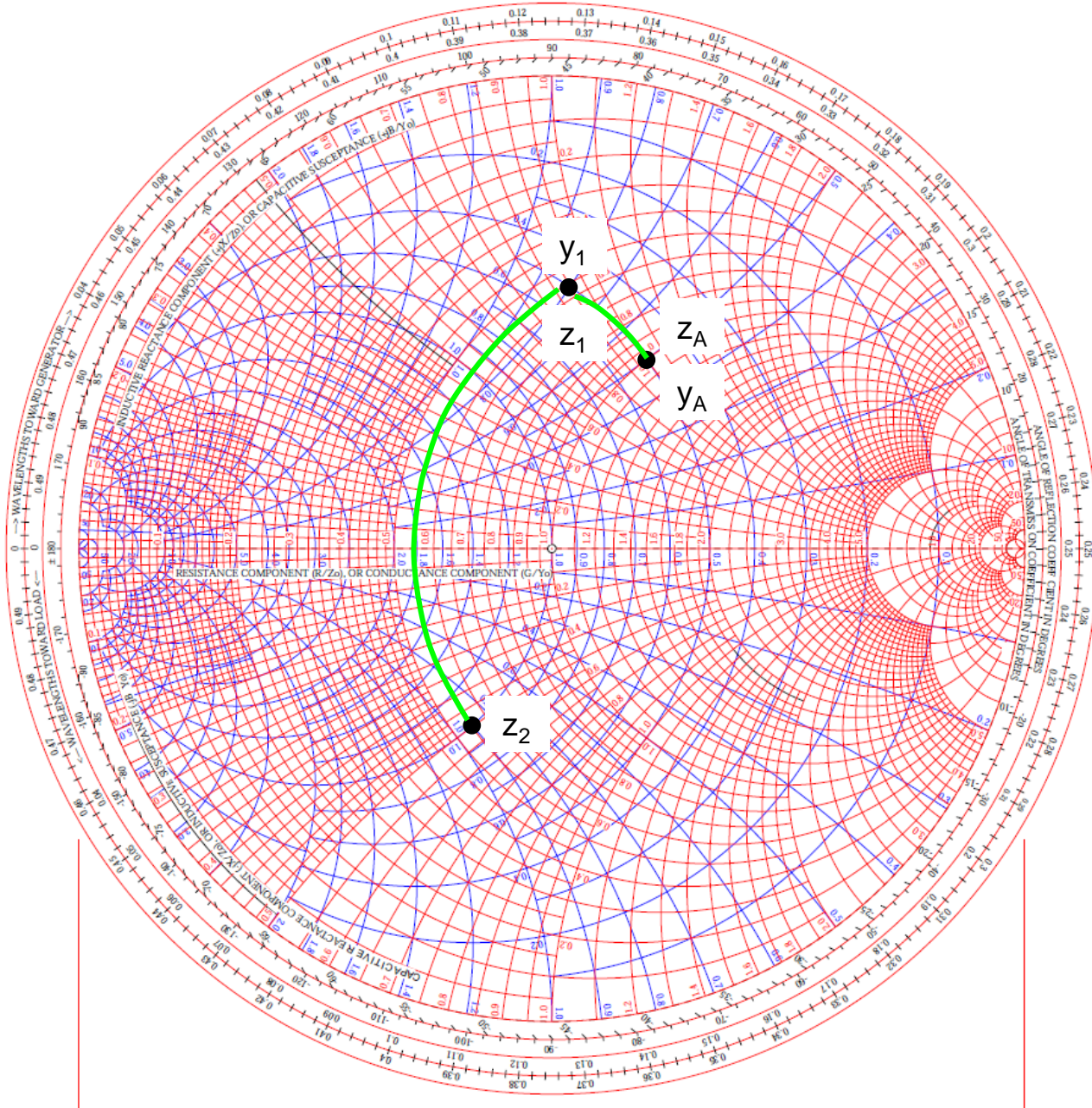


$$z_2 = z_1 - j1.4$$

$$z_2 = 0.55 + j0.9 - j1.4$$

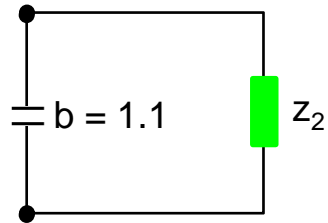
$$z_2 = 0.55 - j0.5$$

Marque z_2 na C.S.



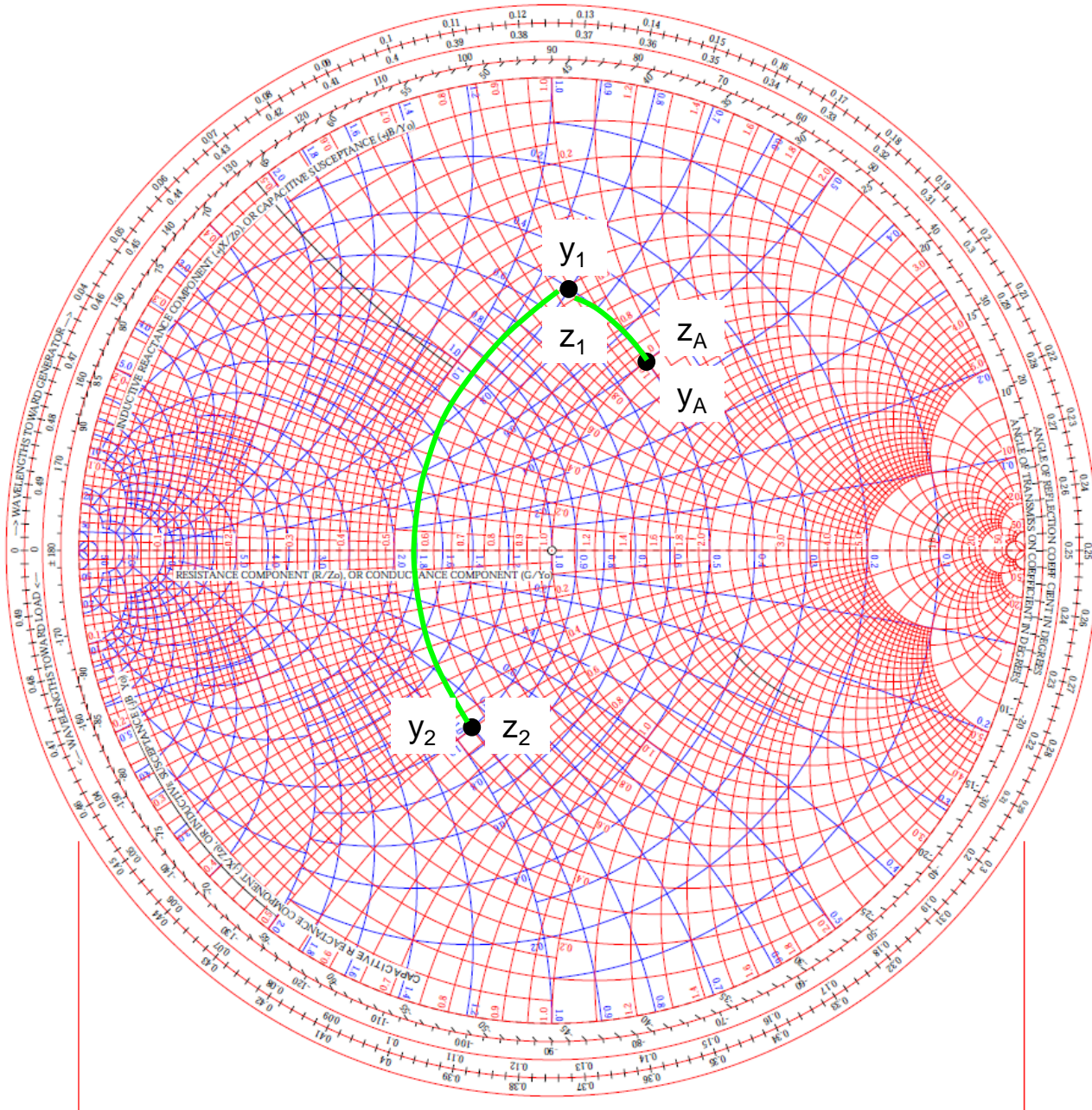
Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

A impedância z_2 está agora em paralelo com o capacitor $b = 1.1$ da seção D.



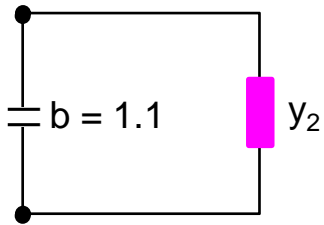
Assim, z_2 deve ser transformada em admitância.

$$y_2 = 1 + j0.9$$



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

A admitância y_2 pode agora ser somada à reatância $b = 1.1$ da seção D:

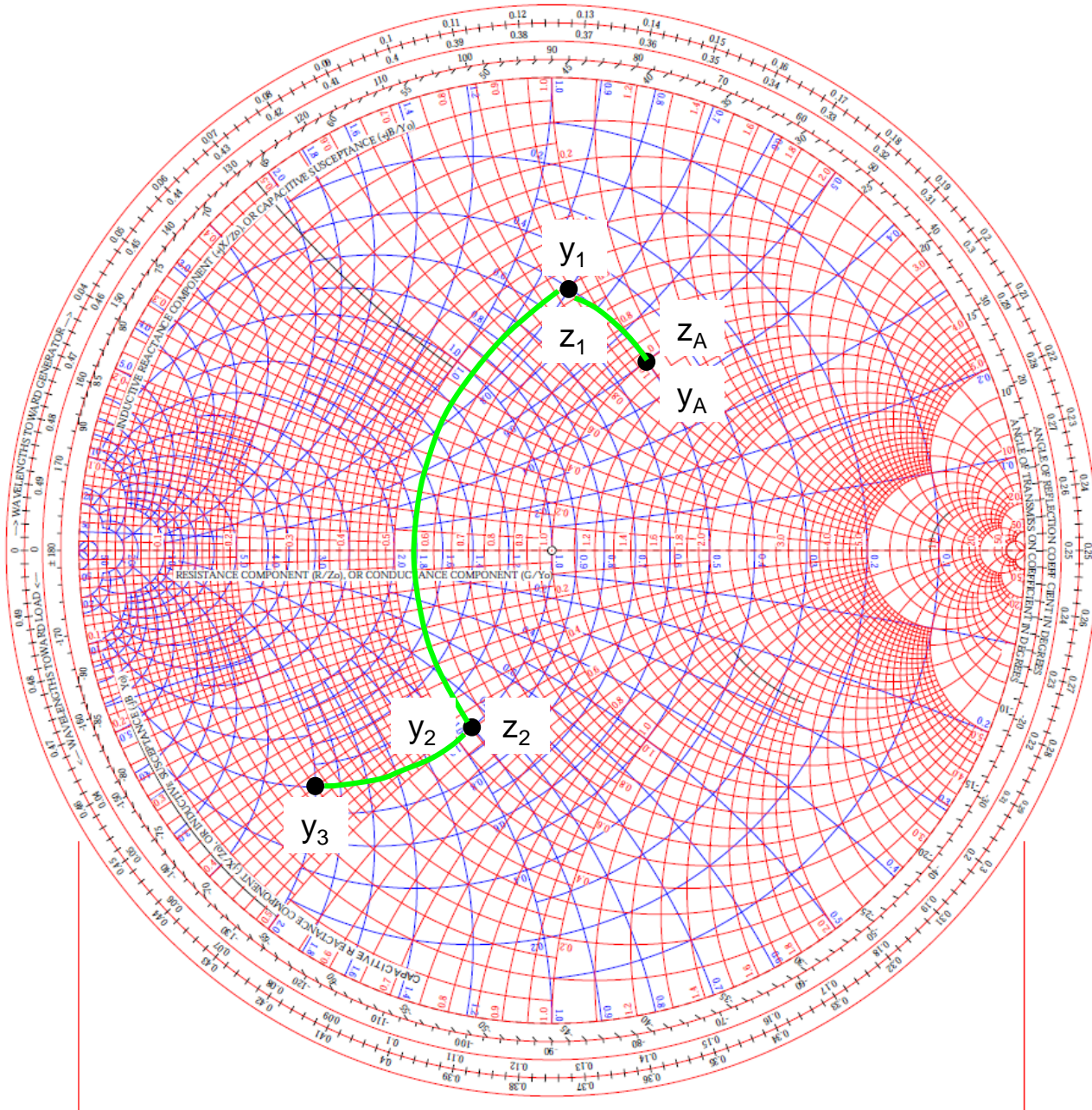


$$y_3 = y_2 + j1.1$$

$$y_3 = 1 + j0.9 + j1.1$$

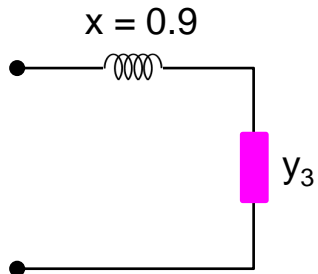
$$y_3 = 1 + j2$$

Marque y_3 na C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

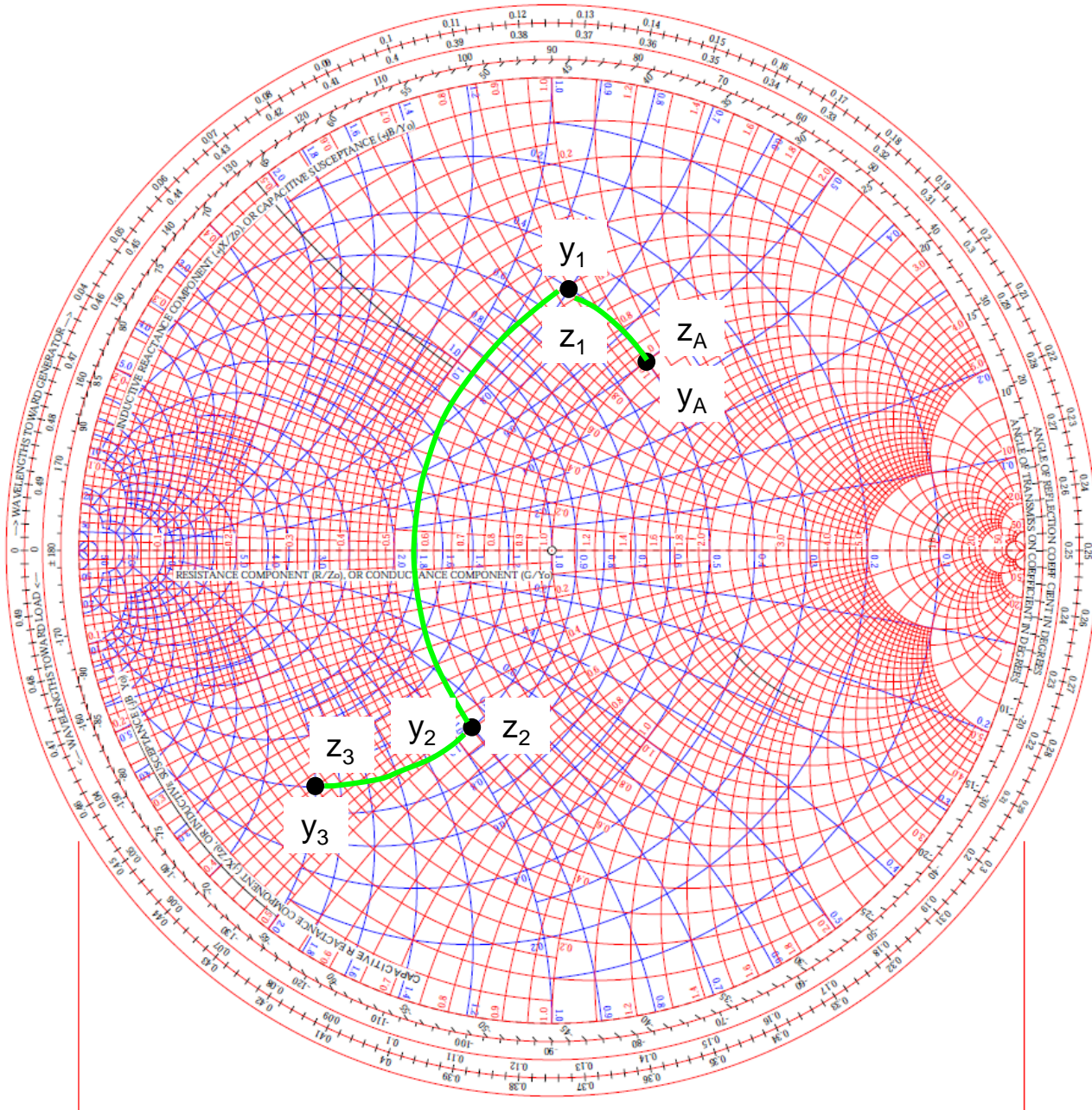
Como y_3 está em série com o indutor $x = 0.9$ da seção Z , nós devemos converter y_3 para impedância.



Leia z_3 diretamente do ponto y_3 , usando os círculos vermelhos:

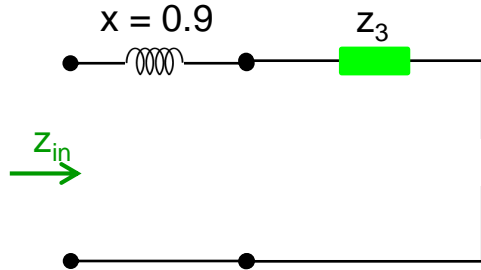
$$z_3 = 0.2 - j0.4$$

Marque z_3 na C.S.



Carta de Smith – Encontrando a impedância de entrada

O último passo consiste em somar z_3 com o indutor $x = 0.9$ da seção Z.



Assim, a impedância de entrada será:

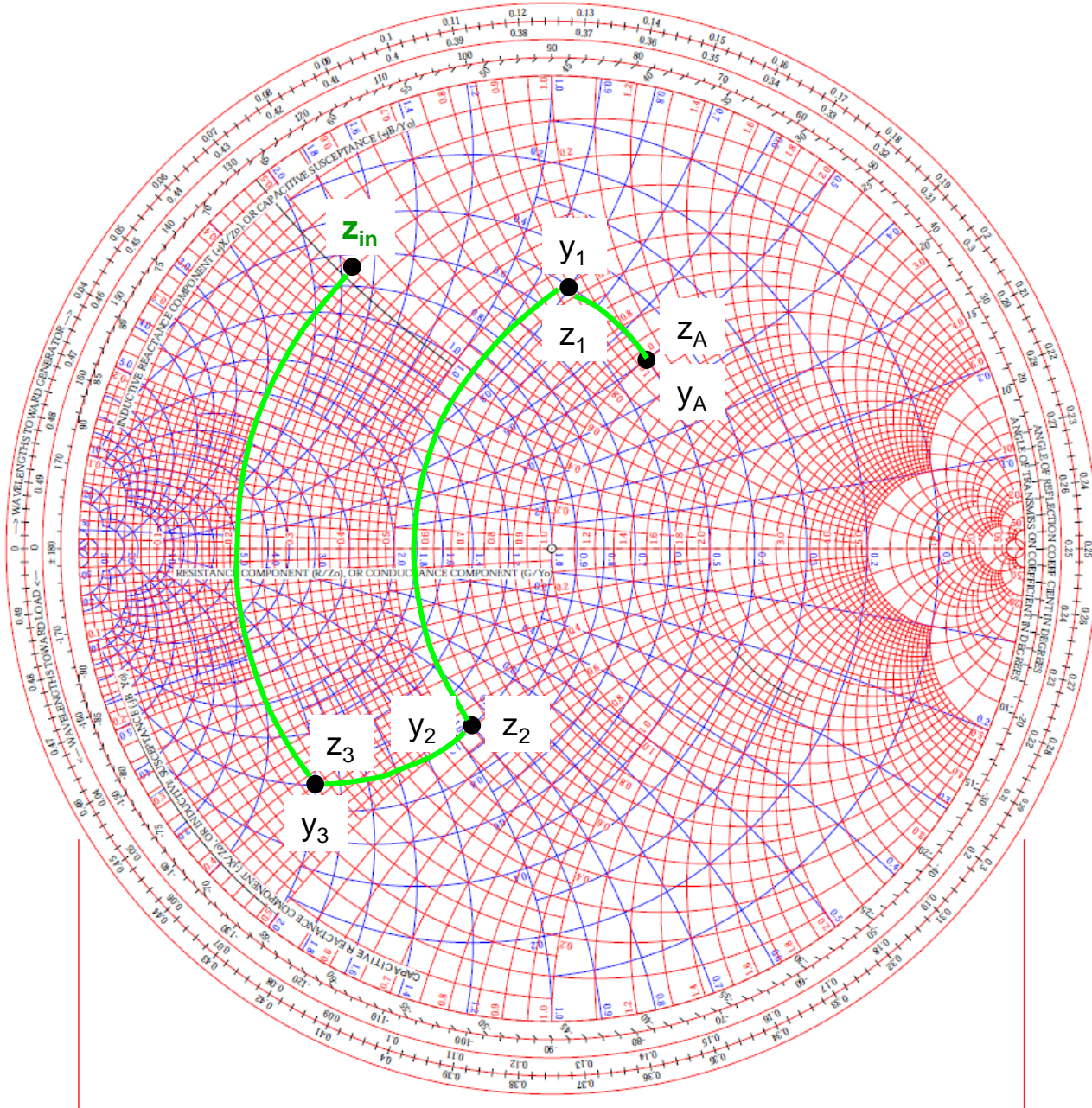
$$z_{in} = z_3 + j0.9$$

$$z_{in} = 0.2 - j0.4 + j0.9$$

$$z_{in} = 0.2 + j0.5$$

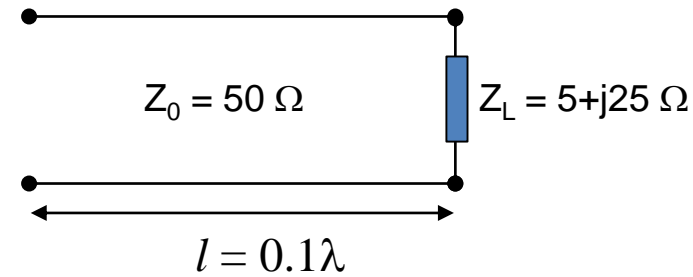
Marque z_{in} na C.S.

Esta é impedância de entrada



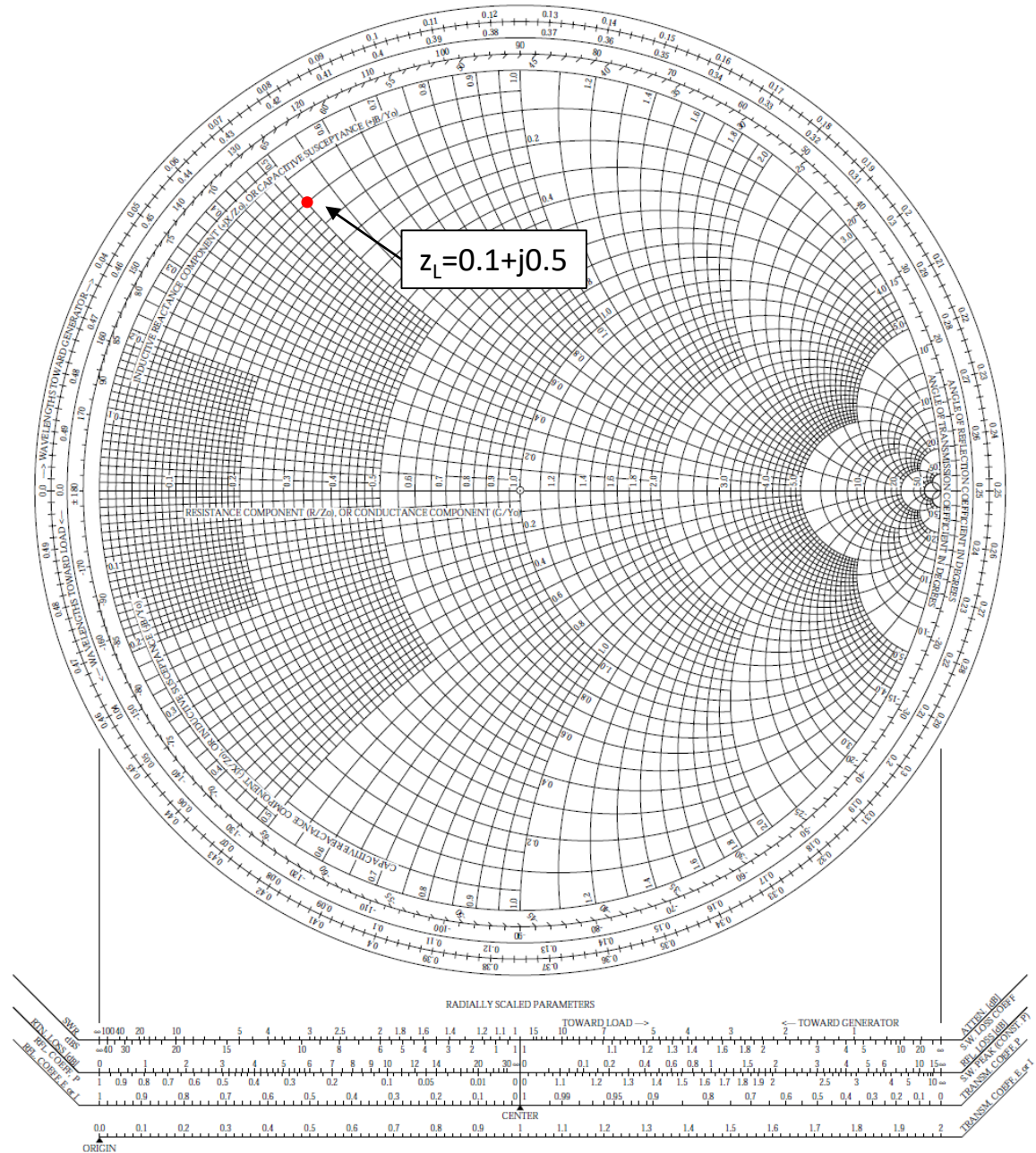
Exemplo -4

Carta de Smith – Analisando uma L.T.

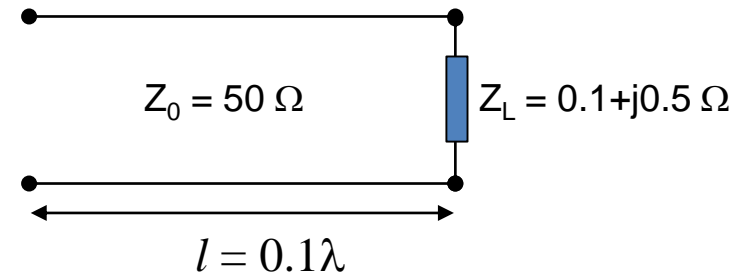


- a) Normalize a impedância de carga e marca-a na C.S.

$$z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{5 + j25}{50} = 0.1 + j0.5$$



Carta de Smith – Analisando uma L.T.



- a) Normalize a impedância de carga e marca-a na C.S.

$$z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{5 + j25}{50} = 0.1 + j0.5$$

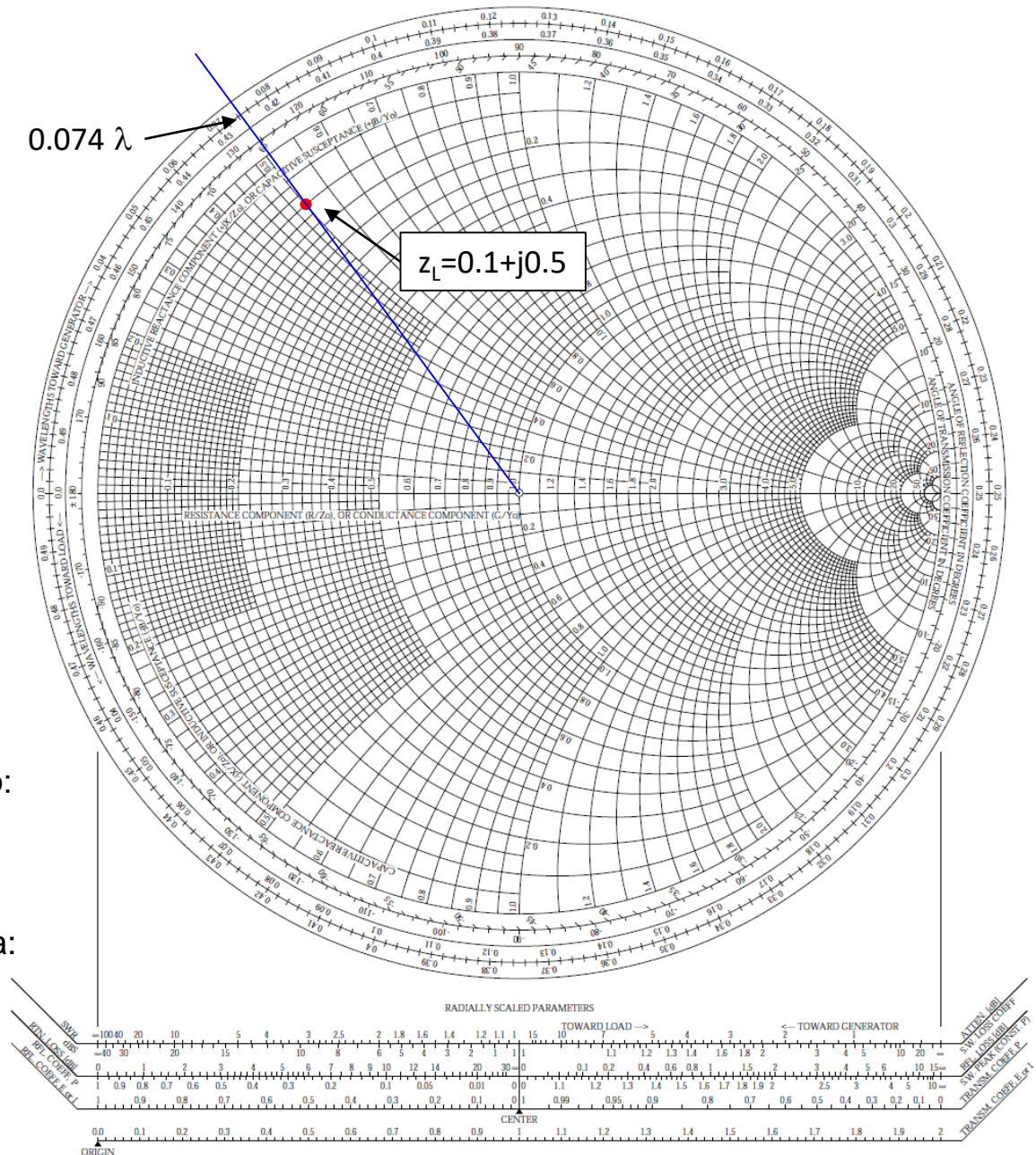
- b) Qual a impedância em $l = 0.1\lambda$?

Trace uma reta da origem da C.S. passando pelo ponto z_L . Na escala “toward generator” leia o valor indicado:

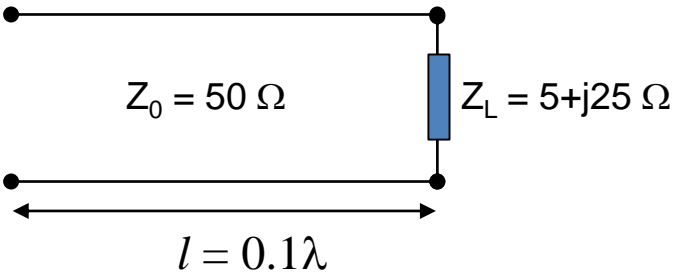
$$0.074 \lambda$$

Some a esse valor a distância sugerida:

$$0.074\lambda + 0.1\lambda = 0.174\lambda$$



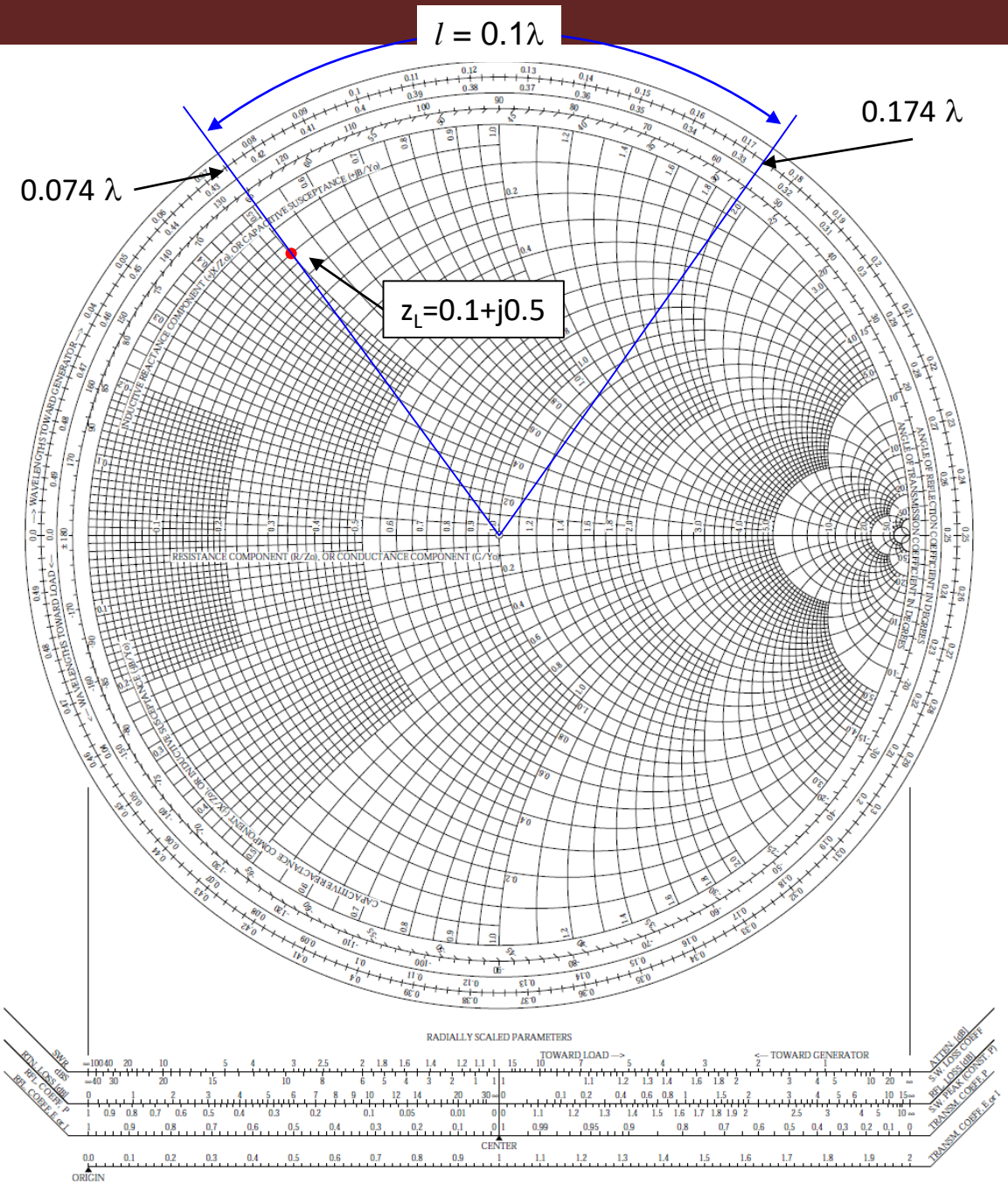
Carta de Smith – Analisando uma L.T.



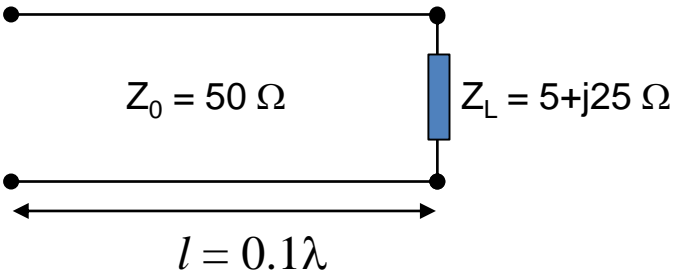
b) Qual a impedância em $l = 0.1\lambda$?

Marque na escala “toward generator” o valor 0.174λ .

Trace uma reta deste ponto ao centro da C.S.



Carta de Smith – Analisando uma L.T.



b) Qual a impedância em $l = 0.1\lambda$?

Marque na escala “toward generator” o valor 0.174λ .

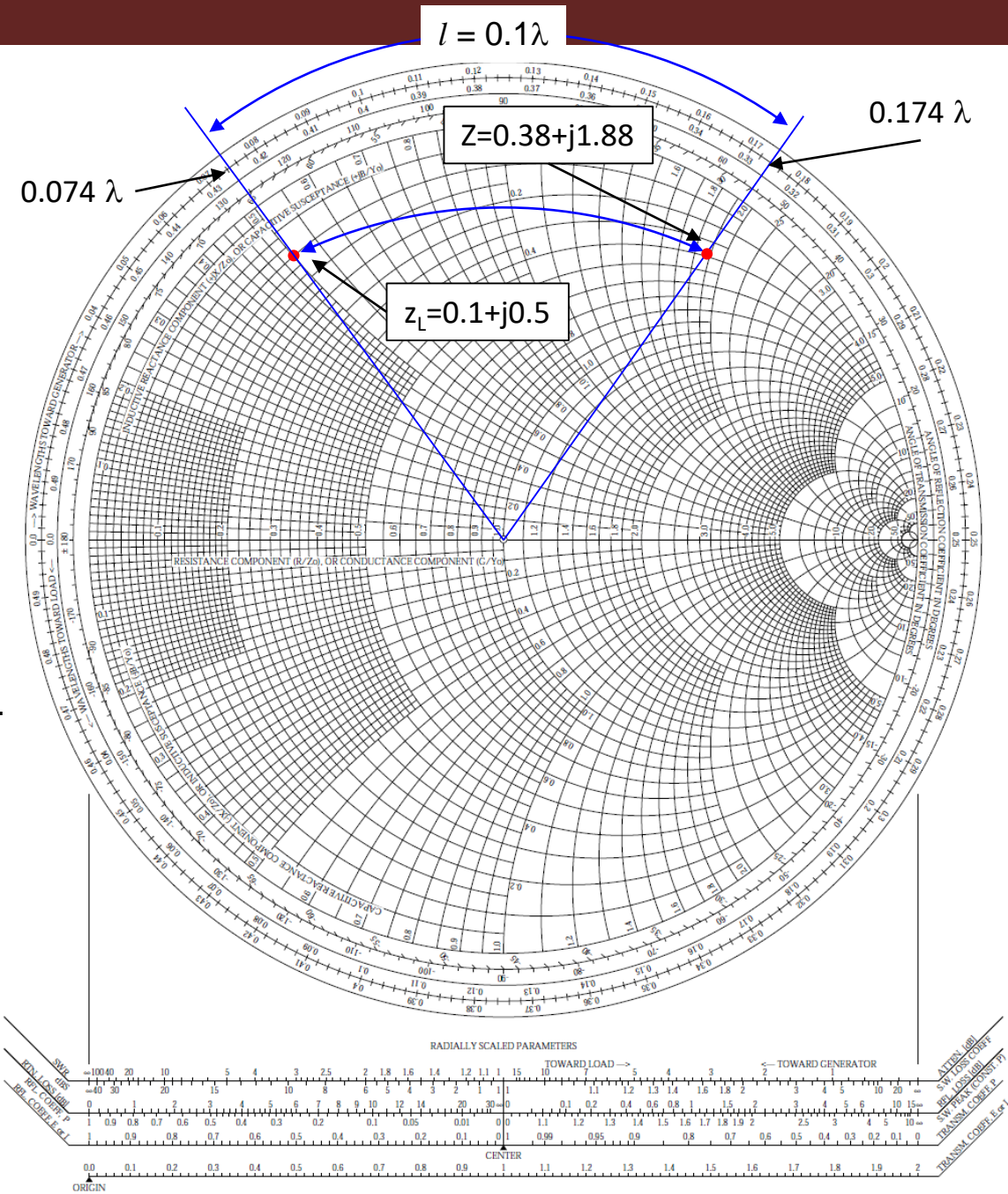
Trace uma reta deste ponto ao centro da C.S.

Trace um semi-círculo centrado na C.S. partindo de z_L até atingir a reta. O valor de impedância nesta posição será:

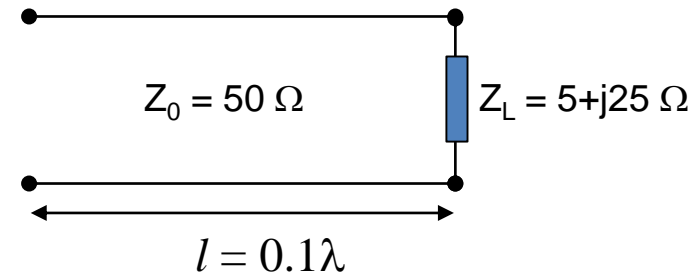
$z = 0.38 + j1.88$

Ou, reconvertendo:

$Z = z \cdot Z_0 = (0.38 + j1.88) \cdot 50 = 19 + j94 \Omega$



Carta de Smith – Analisando uma L.T.

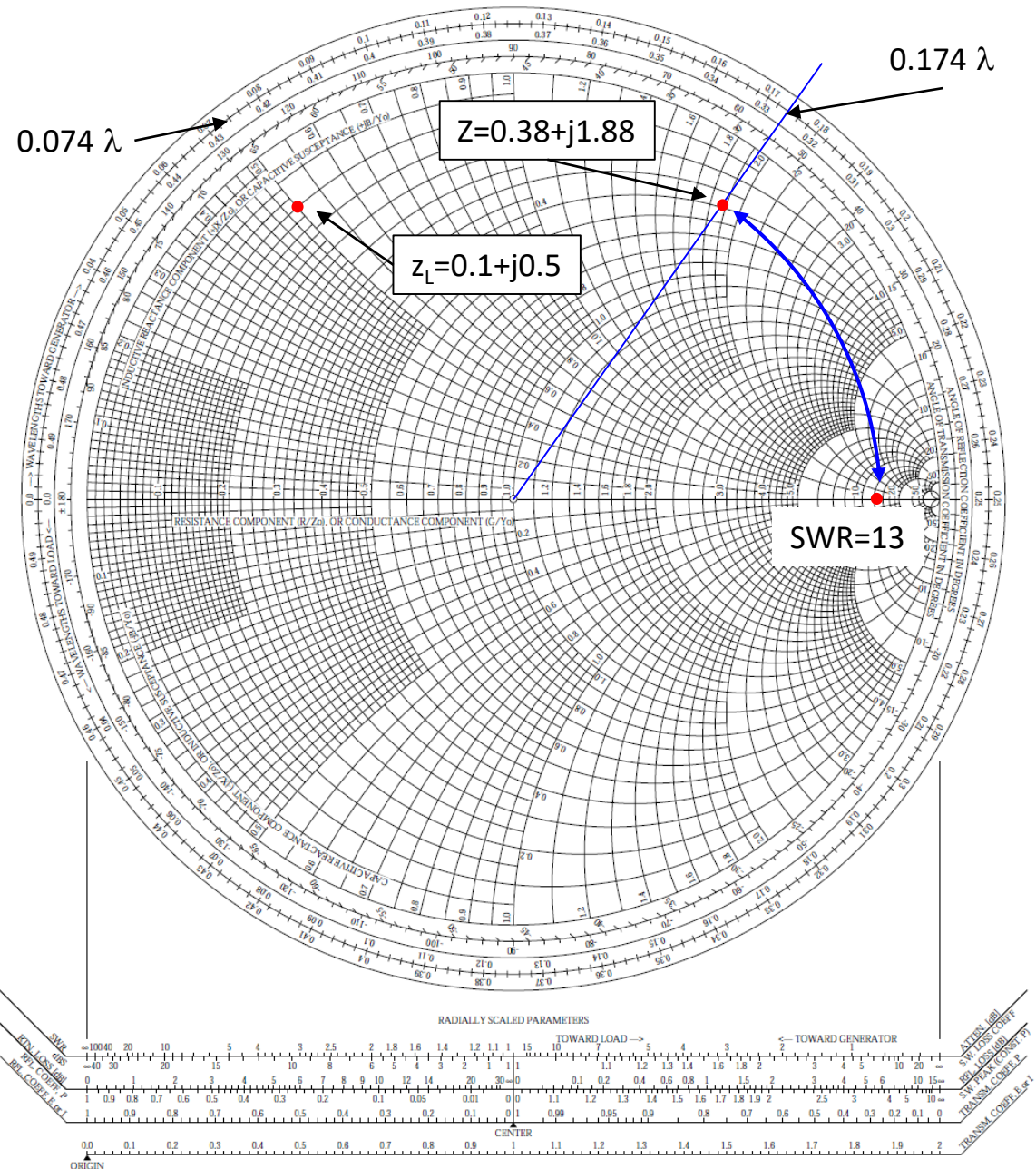


- c) Calcule a relação de onda estacionária da linha.

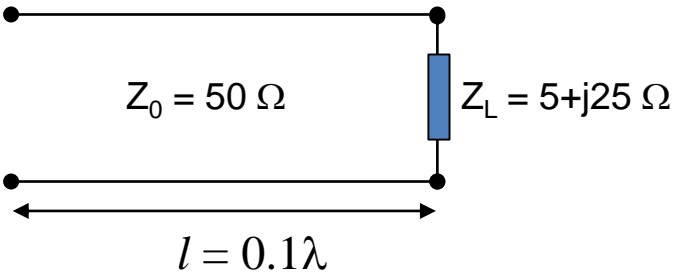
Faça um semicírculo centrado na C.S. passando por z até interceptar o eixo horizontal.

Marque esse ponto na C.S. Esse é o valor de SWR:

SWR=13



Carta de Smith – Analisando uma L.T.



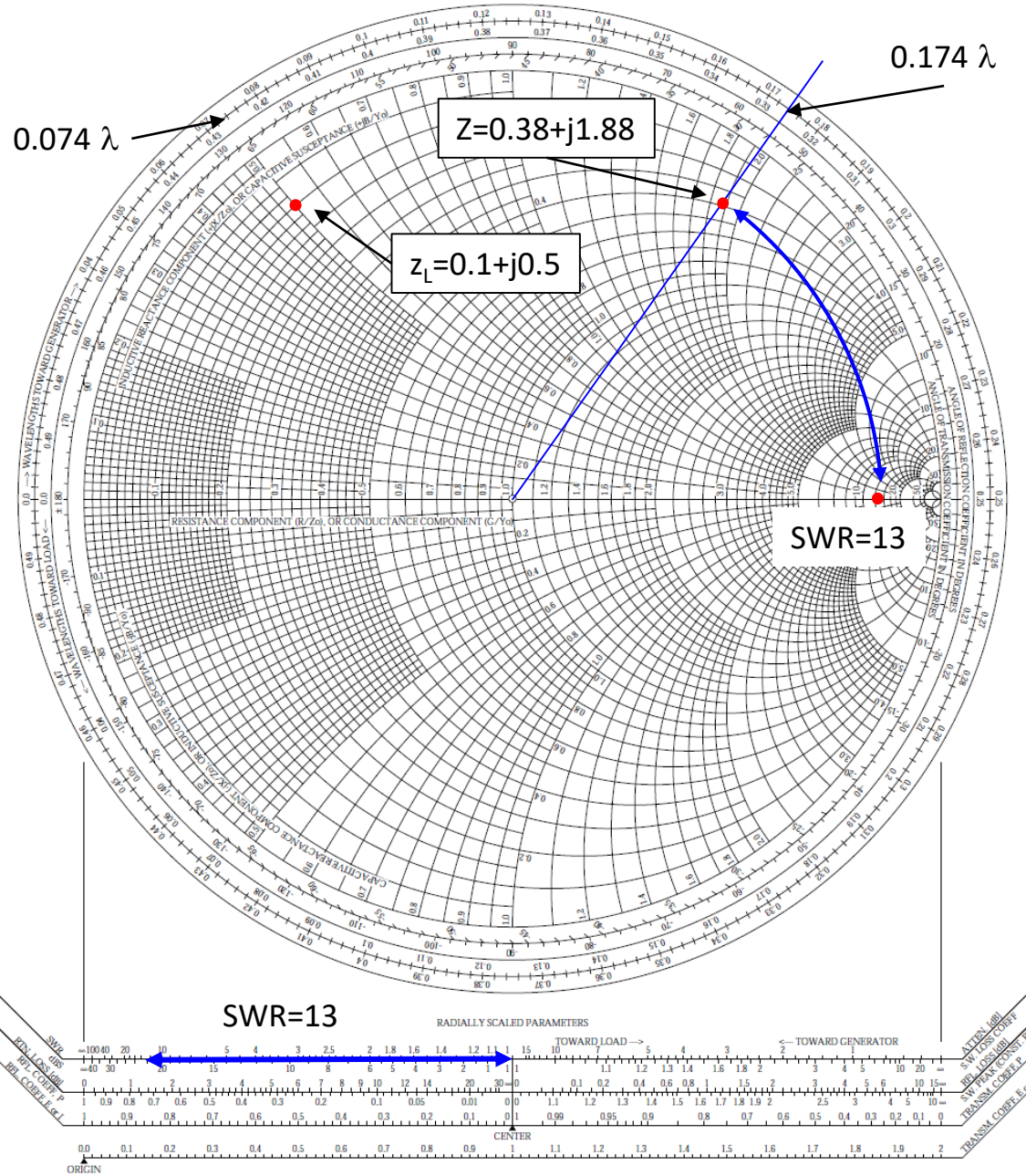
c) Calcule a relação de onda estacionária da linha.

Faça um semicírculo centrado na C.S. passando por z até interceptar o eixo horizontal.

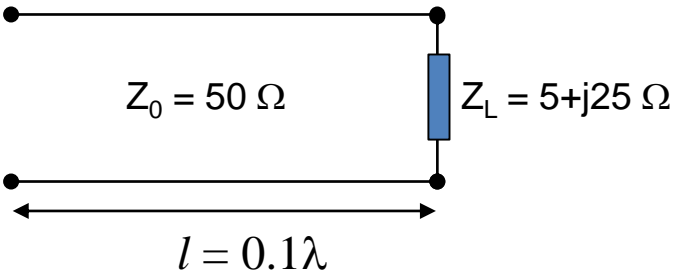
Marque esse ponto na C.S. Esse é o valor de SWR:

SWR=13

Alternativamente, o valor de SWR pode ser lido na escala abaixo da C.S. Meça o comprimento da origem da C.S. até o ponto z (ou z_L).



Carta de Smith – Analisando uma L.T.



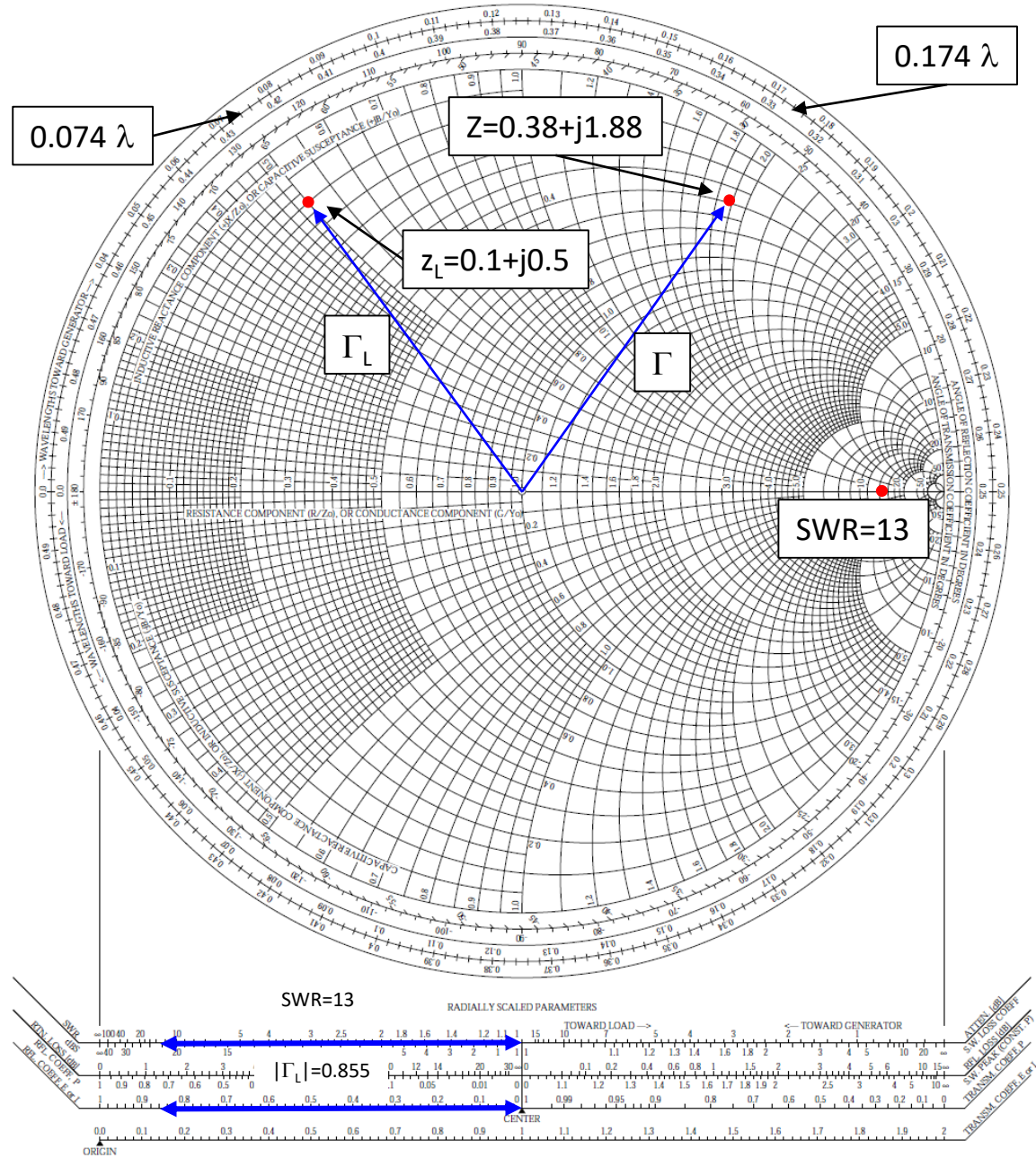
d) Calcule o coeficiente de reflexão na carga e a $l = 0.1\lambda$ da carga.

Meça novamente o comprimento da origem da C.S. até o ponto z (ou z_L).

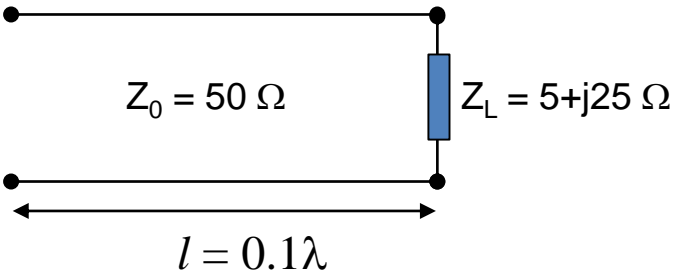
Use essa medida na escala inferior da C.S.

$|\Gamma_L| = |\Gamma| = 0.855$

Esse é o valor do módulo de Γ .



Carta de Smith – Analisando uma L.T.



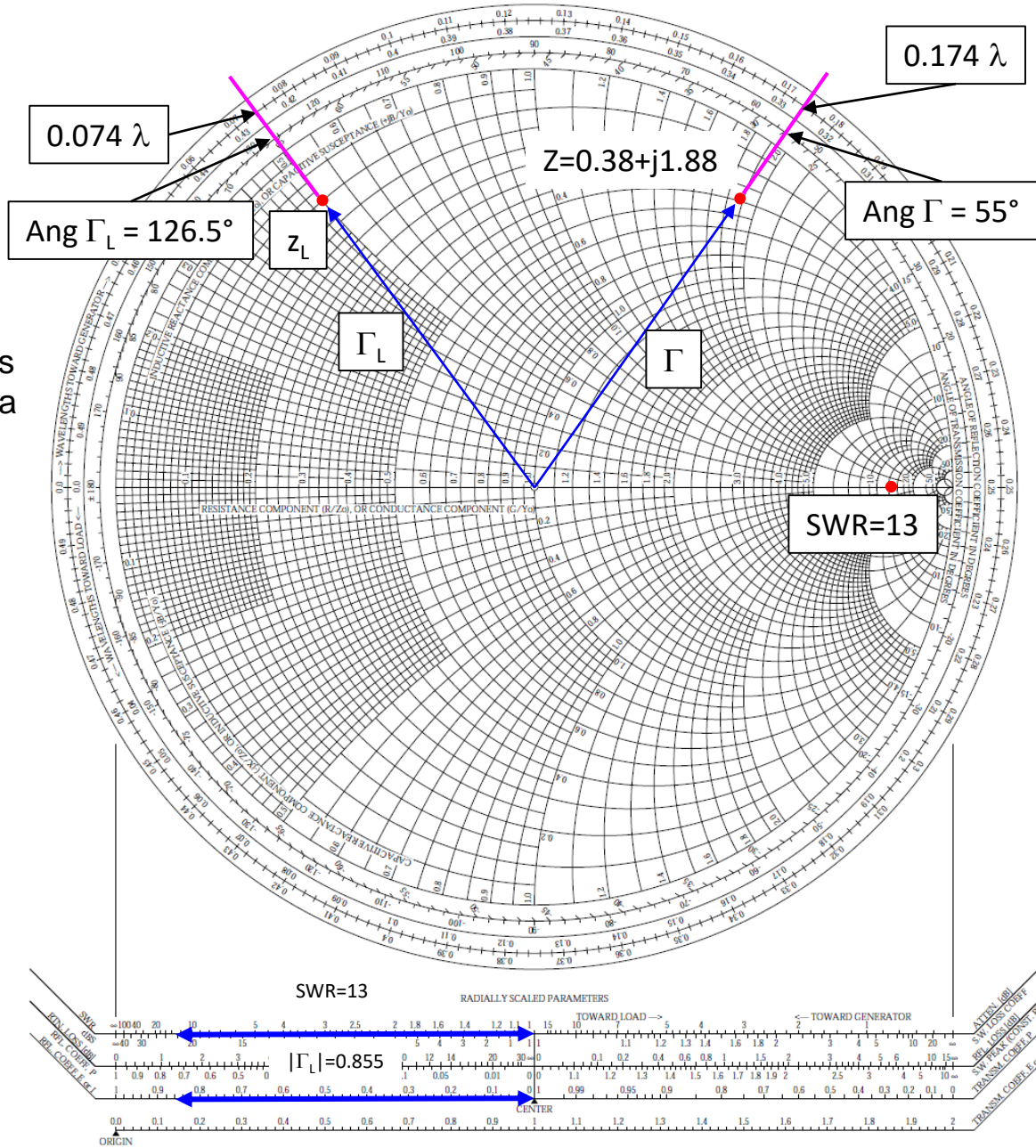
A fase é obtida diretamente da interceptação das retas que passam pelas impedâncias z e z_L (partindo da origem da C.S.) com a escala

“Angle of Reflection Coefficient in Degrees”.

Assim,

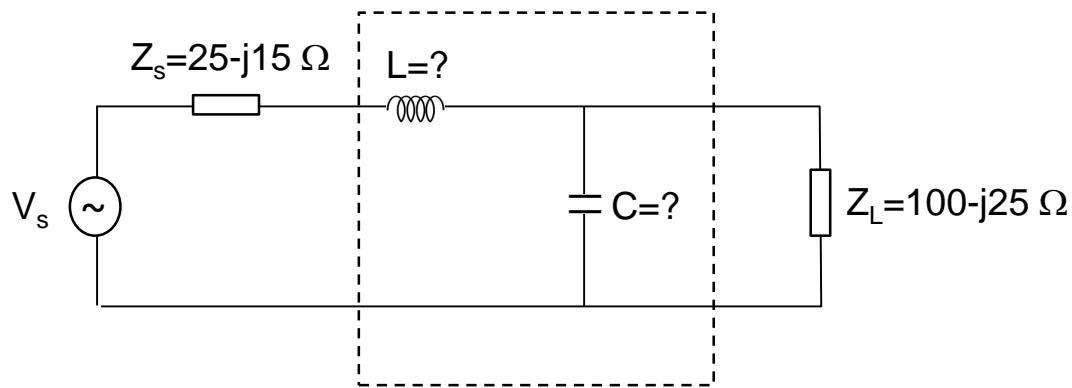
$$|\Gamma| = 0.855 \angle 55^\circ$$

$$|\Gamma_L| = 0.855 \angle 126.5^\circ$$



Exemplo -5

Carta de Smith – Casando impedâncias



Projete a rede tipo-L para que a carga esteja casada com o gerador. Existem infinitas maneiras (redes de casamento) que podem promover o mesmo casamento.

A frequência de operação é de 60Hz. A rede de casamento é um passa-baixa tipo-L.

A tarefa consiste em fazer com que a carga Z_L seja o complexo conjugado de Z_s , ou seja, $Z_L = Z_s^*$

Assim, apenas a componente resistiva irá permanecer.

O primeiro passo é normalizar as impedâncias. Podemos supor $Z_0 = 50 \Omega$

Assim,

$$z_s = \frac{25 - j15}{50} = 0.5 - j0.3$$

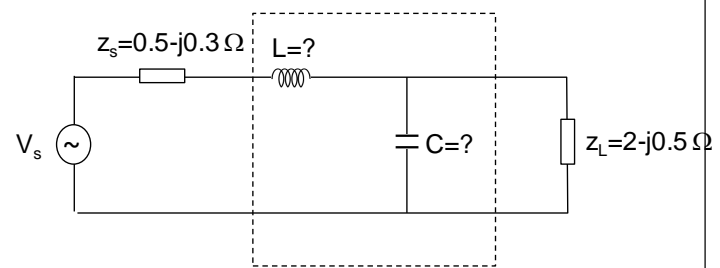
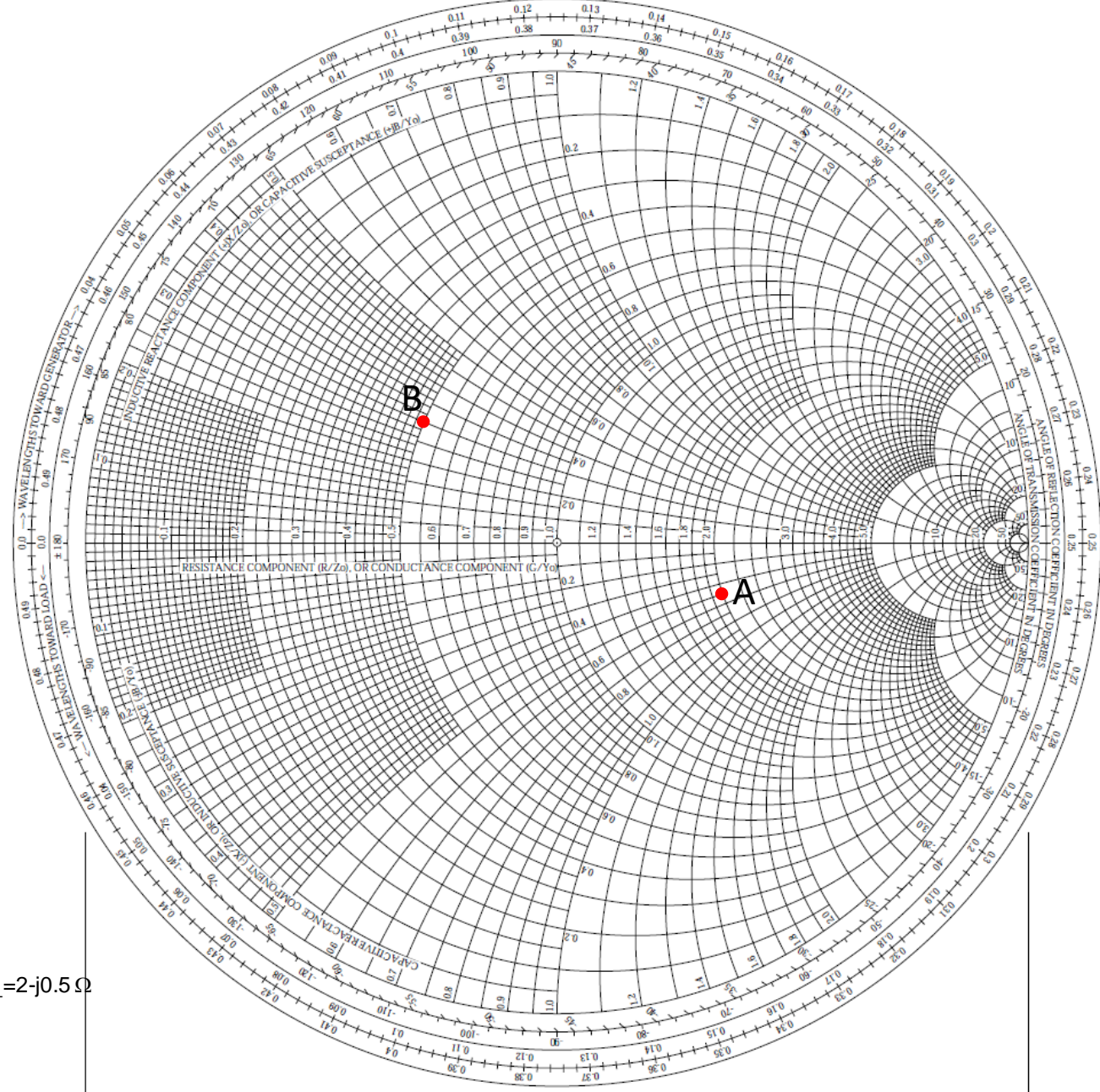
$$z_s^* = \frac{25 + j15}{50} = 0.5 + j0.3$$

$$z_L = \frac{100 - j25}{50} = 2 - j0.5$$

Carta de Smith – Casando impedâncias

Marque na C.S. as impedâncias z_L (ponto A) e z_s^* (ponto B)

O objetivo é chegarmos ao ponto B.



Carta de Smith – Casando impedâncias

O primeiro elemento conectado à carga é um capacitor em paralelo. Assim, precisamos converter a impedância z_L para uma admitância y_L .

$$y_L = 0.48 + j1.5$$

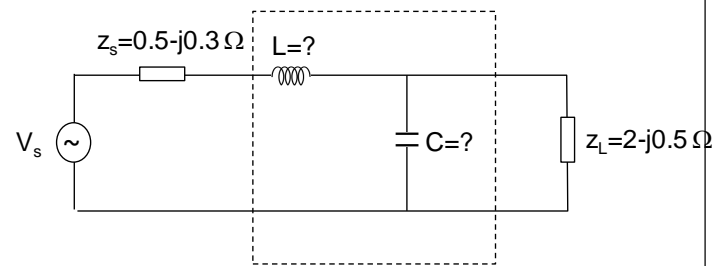
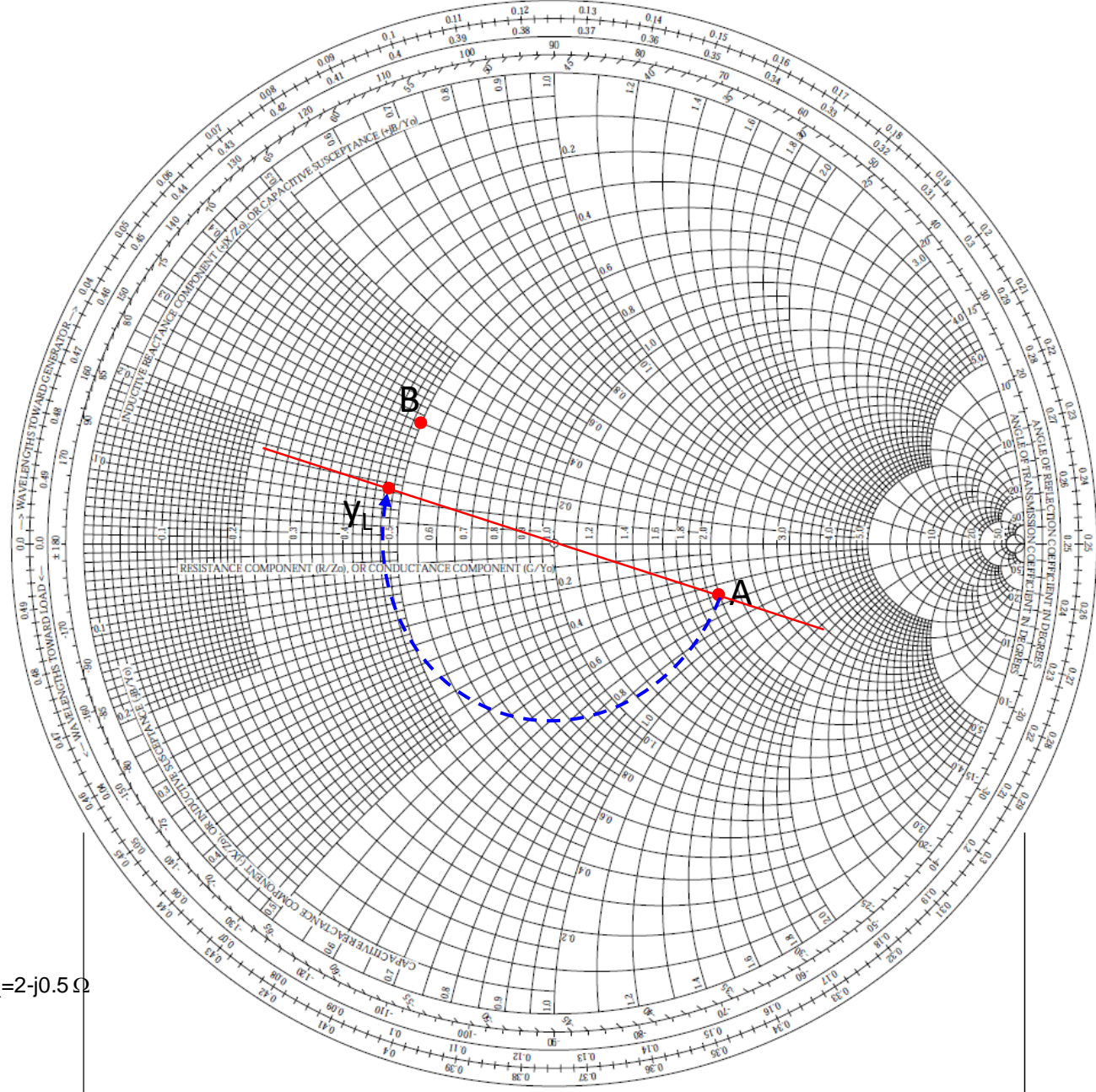
Não sabemos o valor de C (y_{cap}), mas sabemos que C está em paralelo. Assim, devemos caminhar no sentido horário.

Somando as admitâncias:

$$y' = y_L + y_{cap}$$

$$y' = 0.48 + j1.5 + y_{cap}$$

Como encontrar y_{cap} ?



Carta de Smith – Casando impedâncias

O truque:

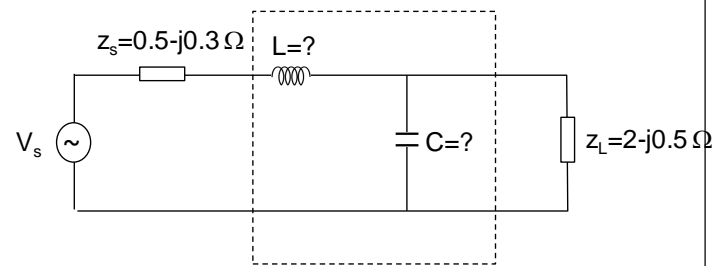
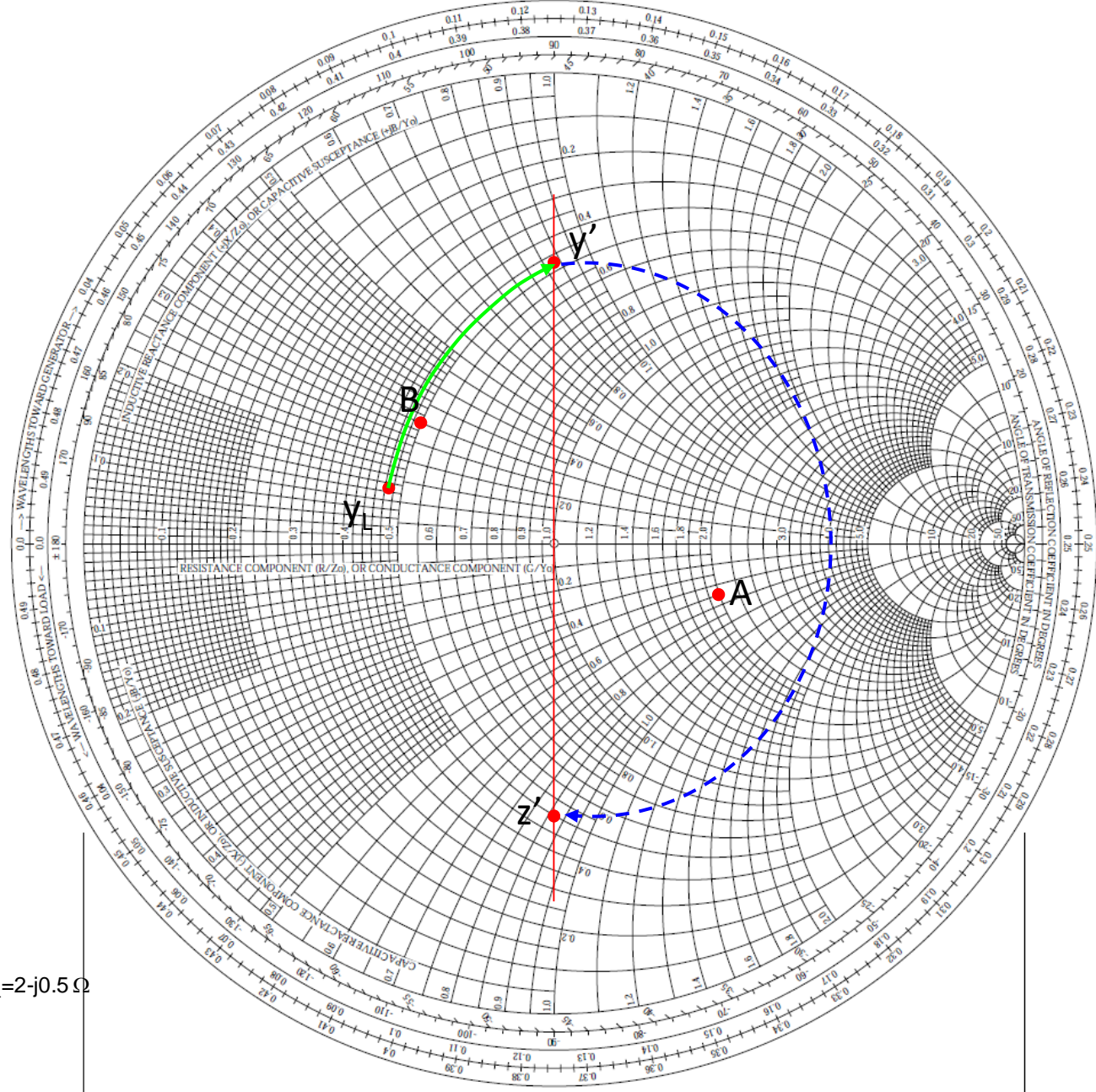
Obtenha y' de modo que sua impedância z' se situe no mesmo círculo do ponto B.

Traçando uma reta vertical passando pelo centro da C.S, onde de y' no sentido horário até a intersecção da reta com o círculo do ponto B.

Agora y' pode ser convertido em impedância, z' .

$$y' = 0.52 + j0.87$$

$$z' = 0.5 - j0.87$$



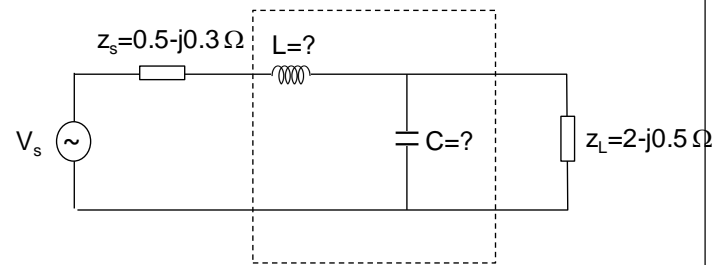
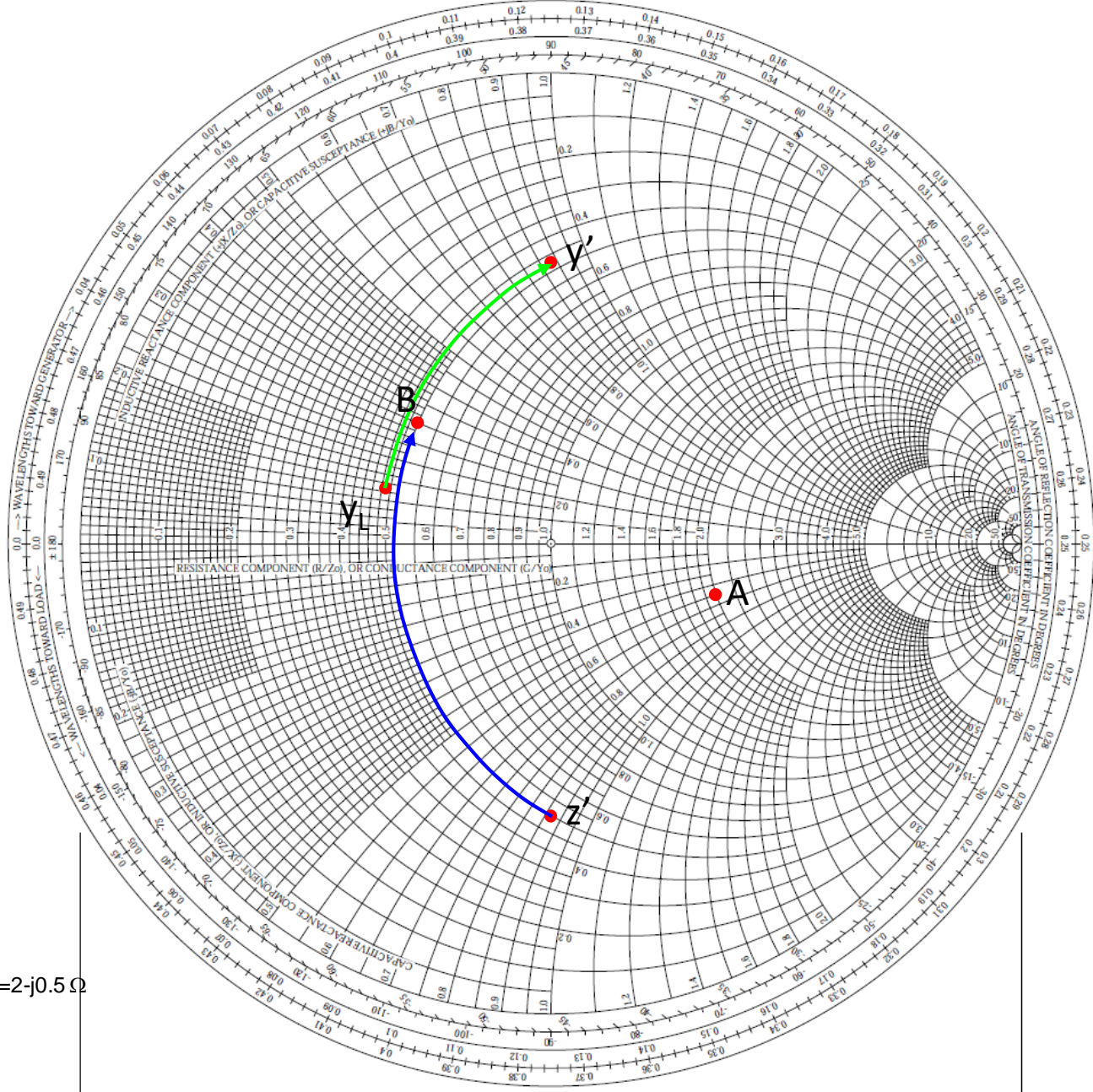
Carta de Smith – Casando impedâncias

A impedância z' pode agora ser somada a z_{ind} de modo que o resultado final da soma seja z_s^*

$$z_{final} = z' + z_{ind} = z_s^*$$

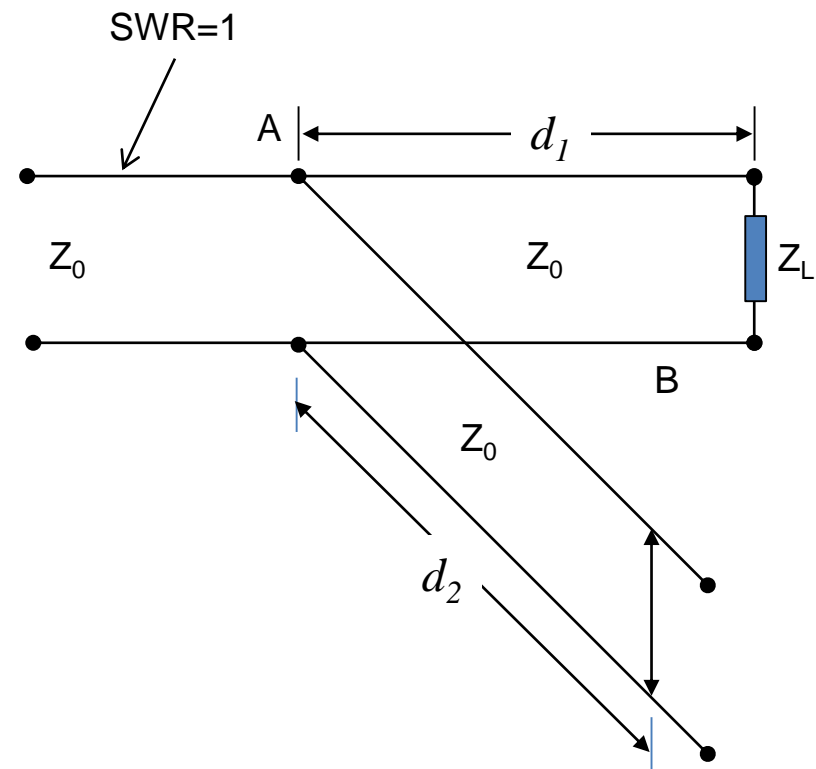
$$0.5 - j0.87 + jx_L = 0.5 + j0.3$$

$$x_L = 1.17$$



Exemplo -6

Carta de Smith – Casamento de Impedância com um Stub



Considere a L.T. com um stub terminado em curto. A carga é $Z_L=150+j50\Omega$. Tanto a linha quanto o stub têm uma impedância característica $Z_0=R_0=100\Omega$.

Encontre os valores mais curtos de d_1 e d_2 para os quais não há onda refletida no ponto A ($SWR=1$).

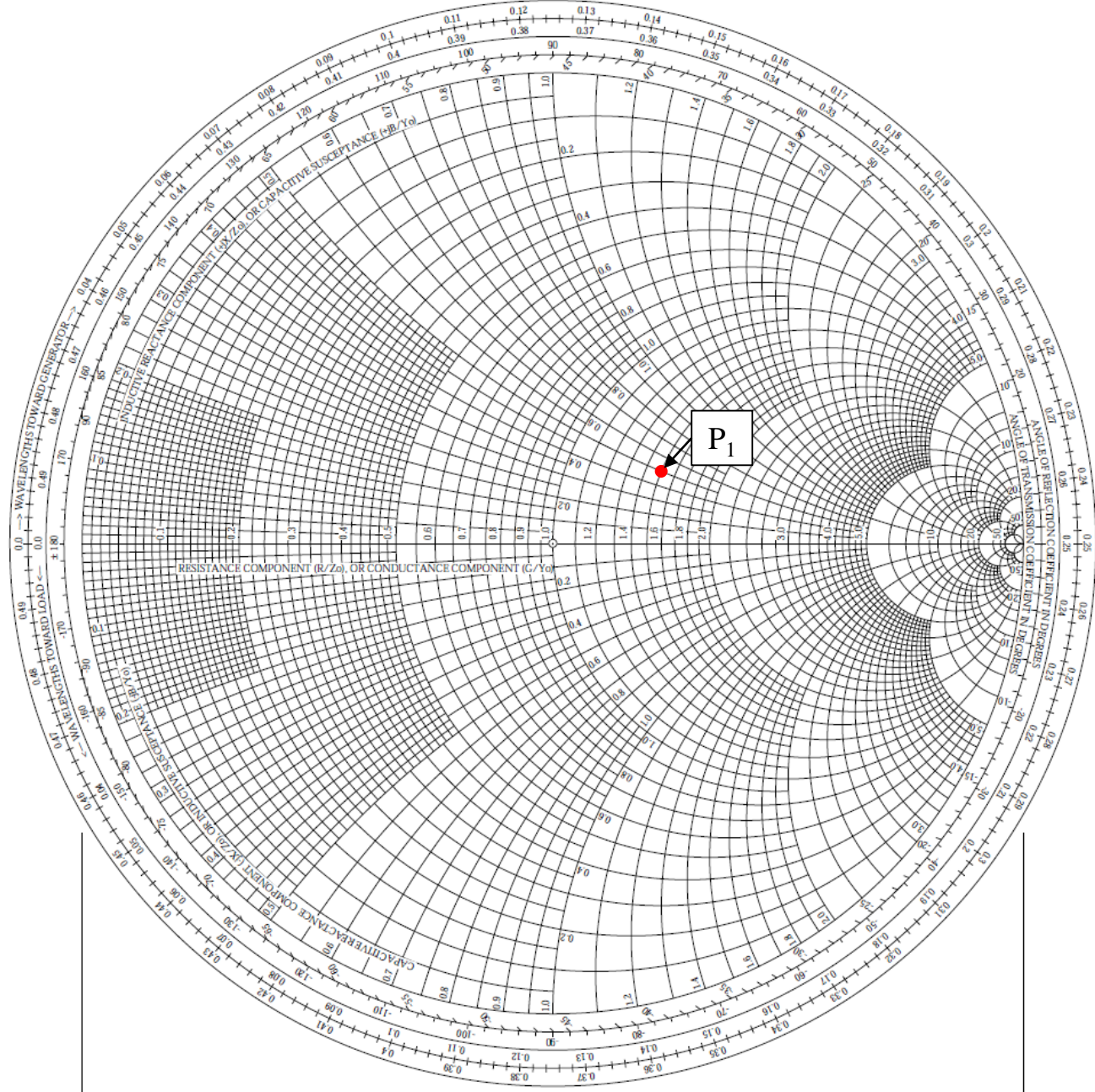
O primeiro passo é normalizar a impedância de carga, ou seja:

$$z_L = \frac{Z_L}{R_0} = \frac{150 + j50\Omega}{100\Omega} = 1.5 + j0.5$$

Marque esse ponto na C.S. **Ponto P_1**

Carta de Smith – Casamento de Impedância com um Stub

Ponto P_1 : $z_L = 1.5 + j0.5$

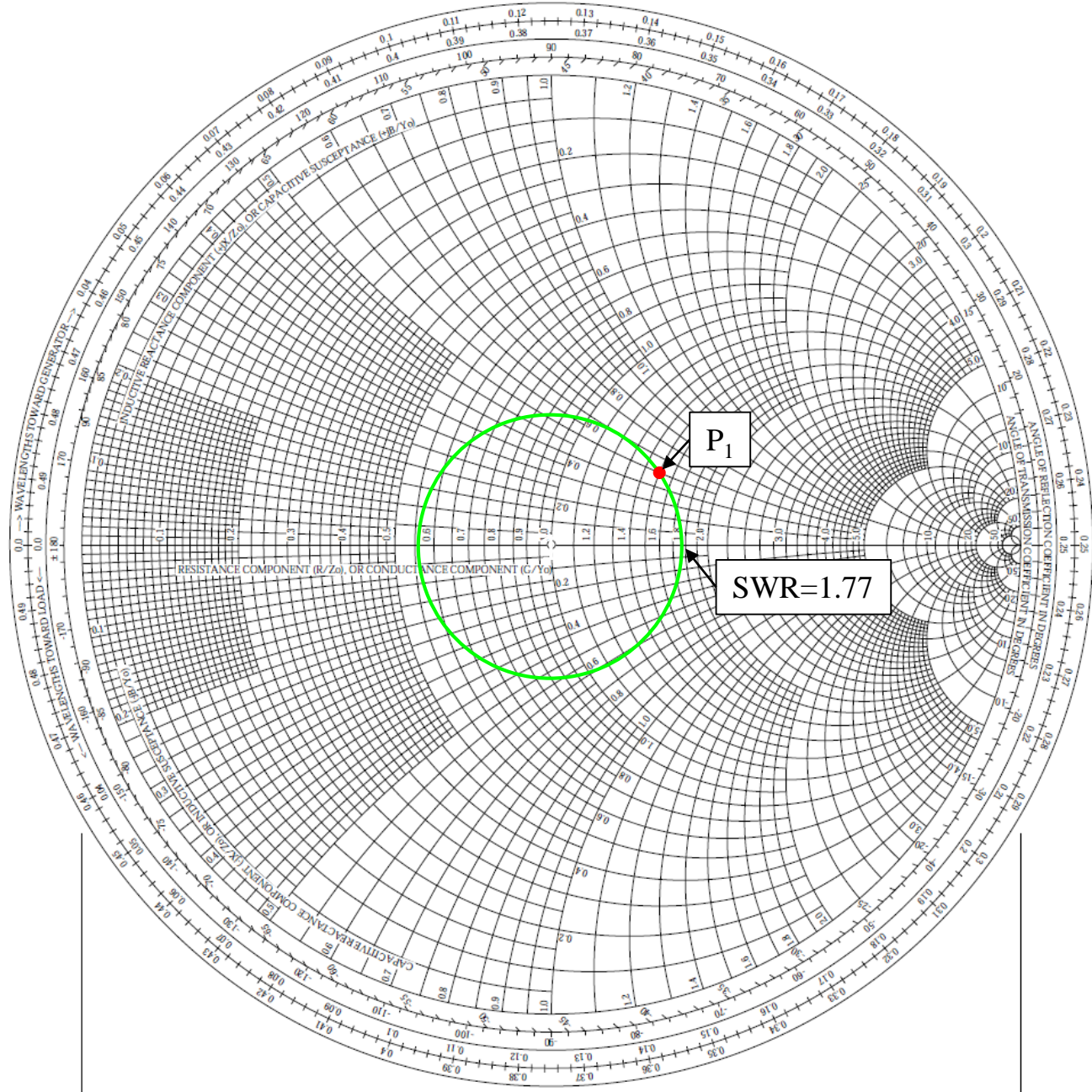
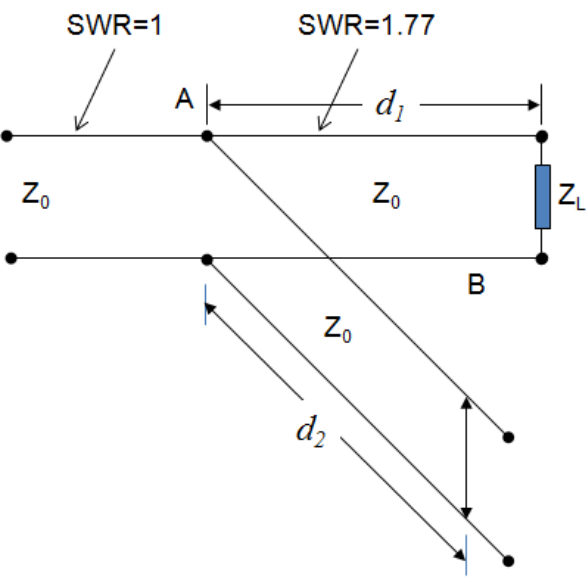


Carta de Smith – Casamento de Impedância com um Stub

Ponto P_1 : $z_L = 1.5 + j0.5$

O ponto P_1 está no círculo de SWR que intercepta o eixo real em 1.77 em B. Assim,

$$SWR = 1.77$$



Carta de Smith – Casamento de Impedância com um Stub

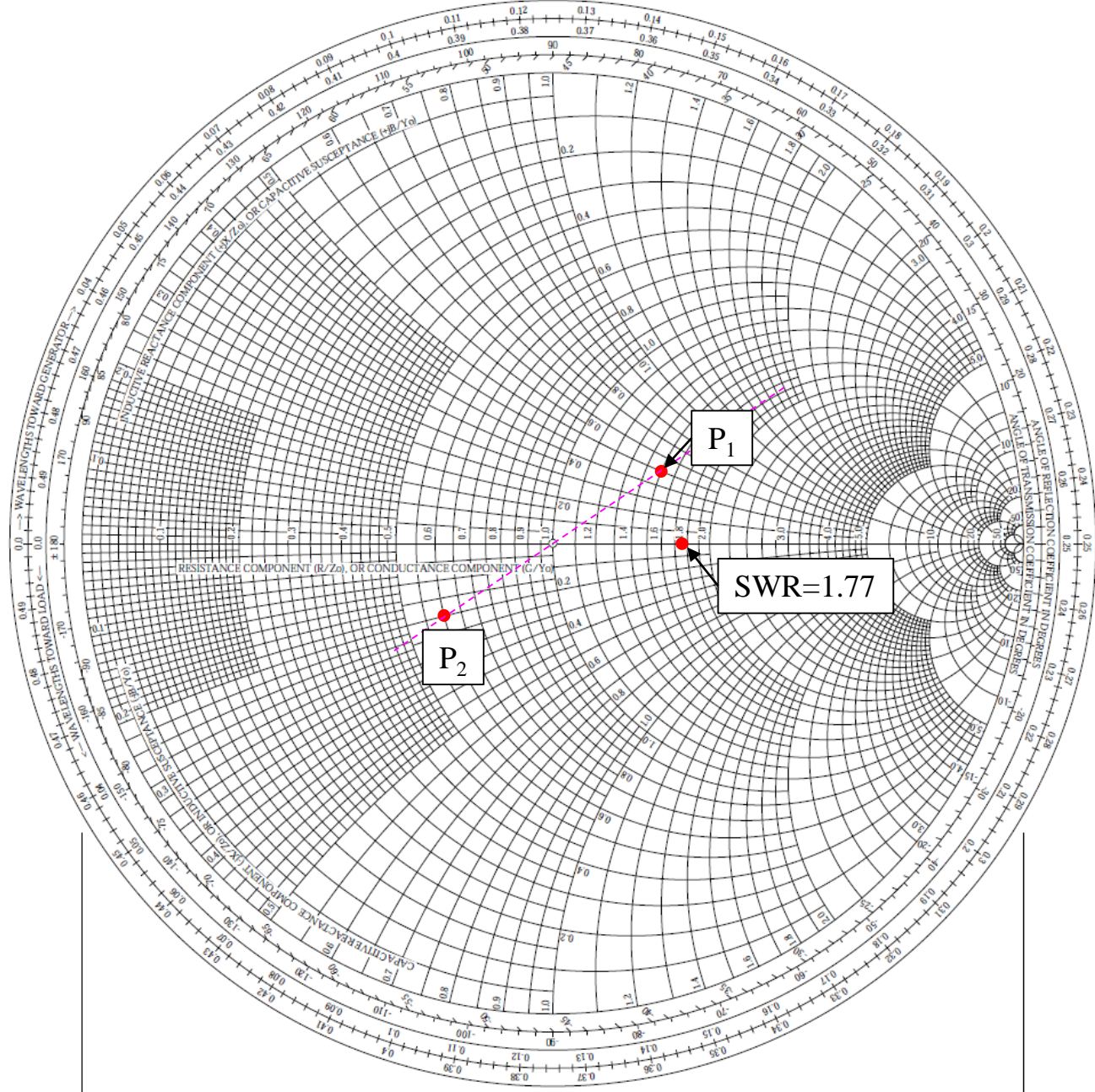
Como o stub está conectado em paralelo com a linha, trabalhe com admitâncias.

Assim, converta z_L no ponto P_1 para admitância. Logo,

$$y_L = 0.6 - j0.2$$

Marque y_L na C.S. como ponto P_2 .

Para casarmos a linha, o objetivo é atingir o centro da carta.



Carta de Smith – Casamento de Impedância com um Stub

Para isso, prossiga em um círculo de SWR constante a partir de P_2 até atingir uma curva de admitância constante que nos leve ao círculo $g = r = 1$.

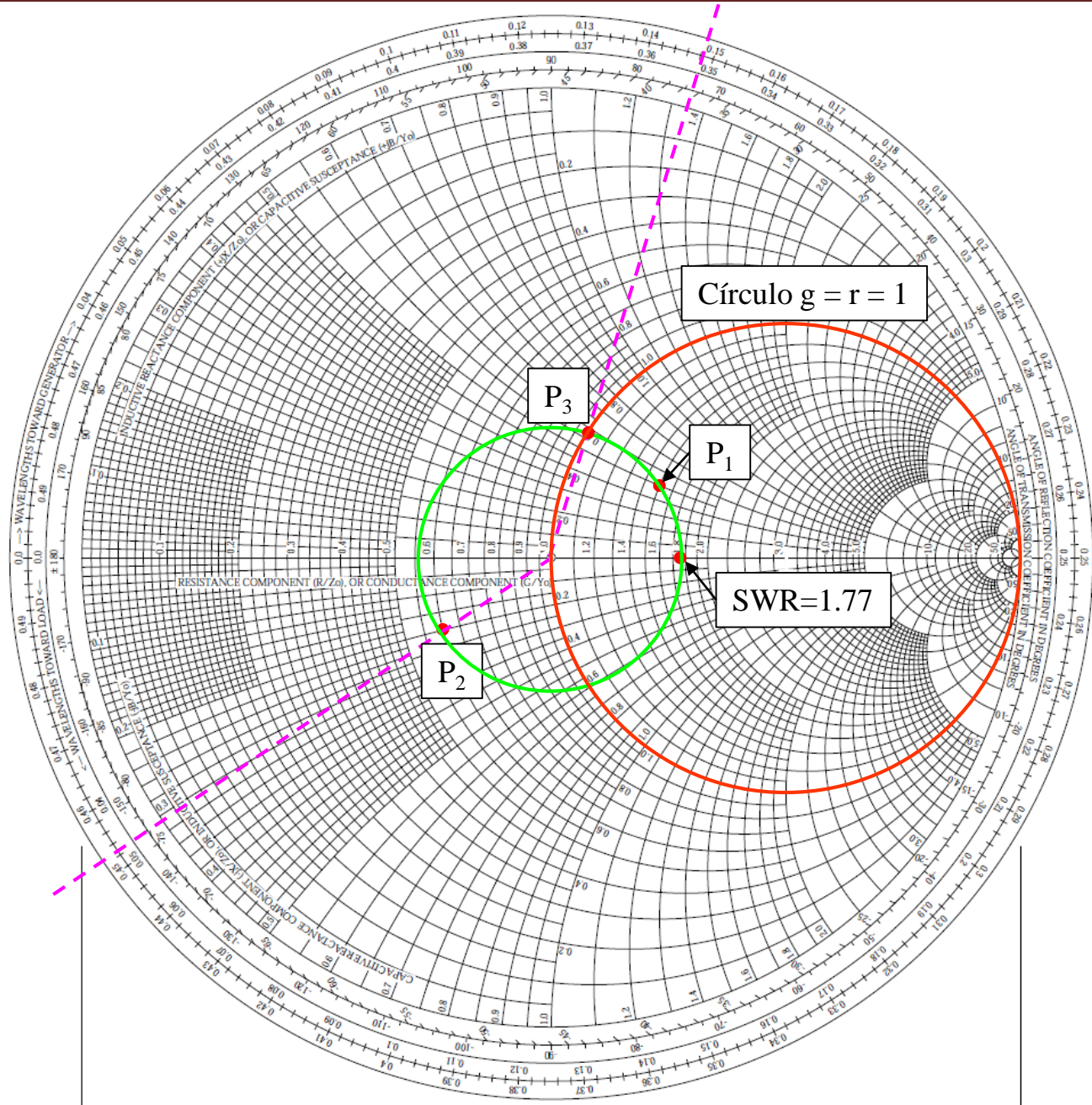
Isso resulta no ponto P_3 , cujo valor de admitância é (lembre que saímos de P_2 que também é admitância):

$$y = 1 + j0.58$$

Tudo que precisamos fazer agora é calcular qual a distância do ponto P_2 ao Ponto P_3 .

Como veremos a seguir, essa é a distância d_1 .

Isso deve ser feito indo em direção ao gerador.



Carta de Smith – Casamento de Impedância com um Stub

O Ponto P_2 localiza-se em 0.453λ

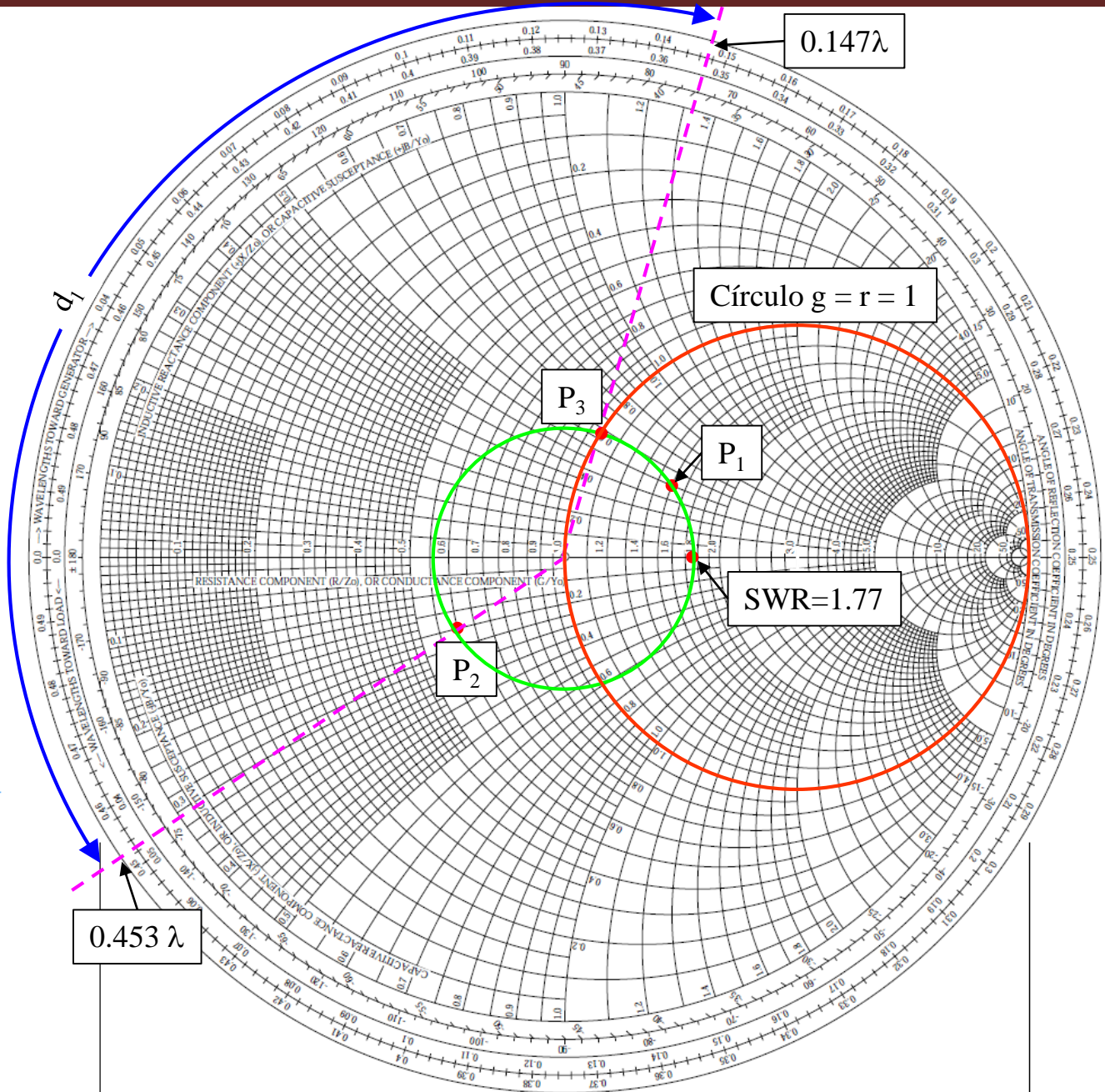
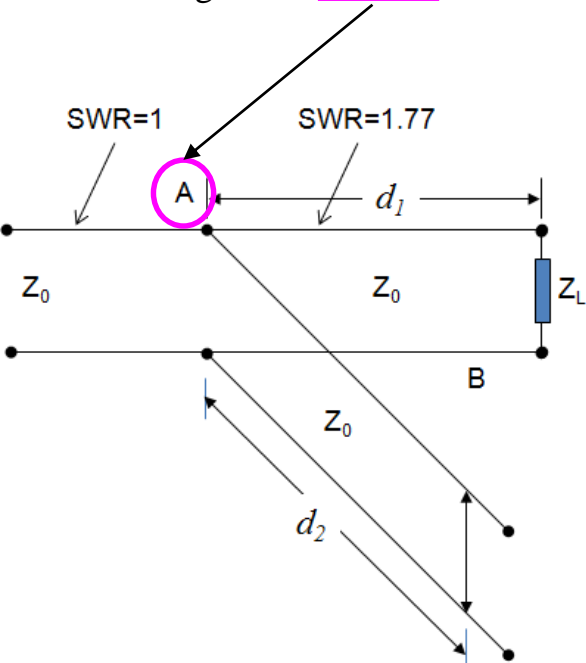
O Ponto P_3 localiza-se em 0.147λ .

Para irmos do Ponto P_2 ao Ponto P_3 , significa nos movermos uma distância d_1 igual a:

$$d_1 = (0.5\lambda - 0.453\lambda) + 0.147\lambda$$

$$d_1 = 0.194\lambda$$

Estamos agora no **Ponto A**.



Carta de Smith – Casamento de Impedância com um Stub

Estamos no Ponto A e prontos para incluímos o stub.

O stub deve ser conectado e ajustado de modo que apresente uma admitância (ainda estamos operando com admitâncias) igual a $-j0.58$ no ponto A.

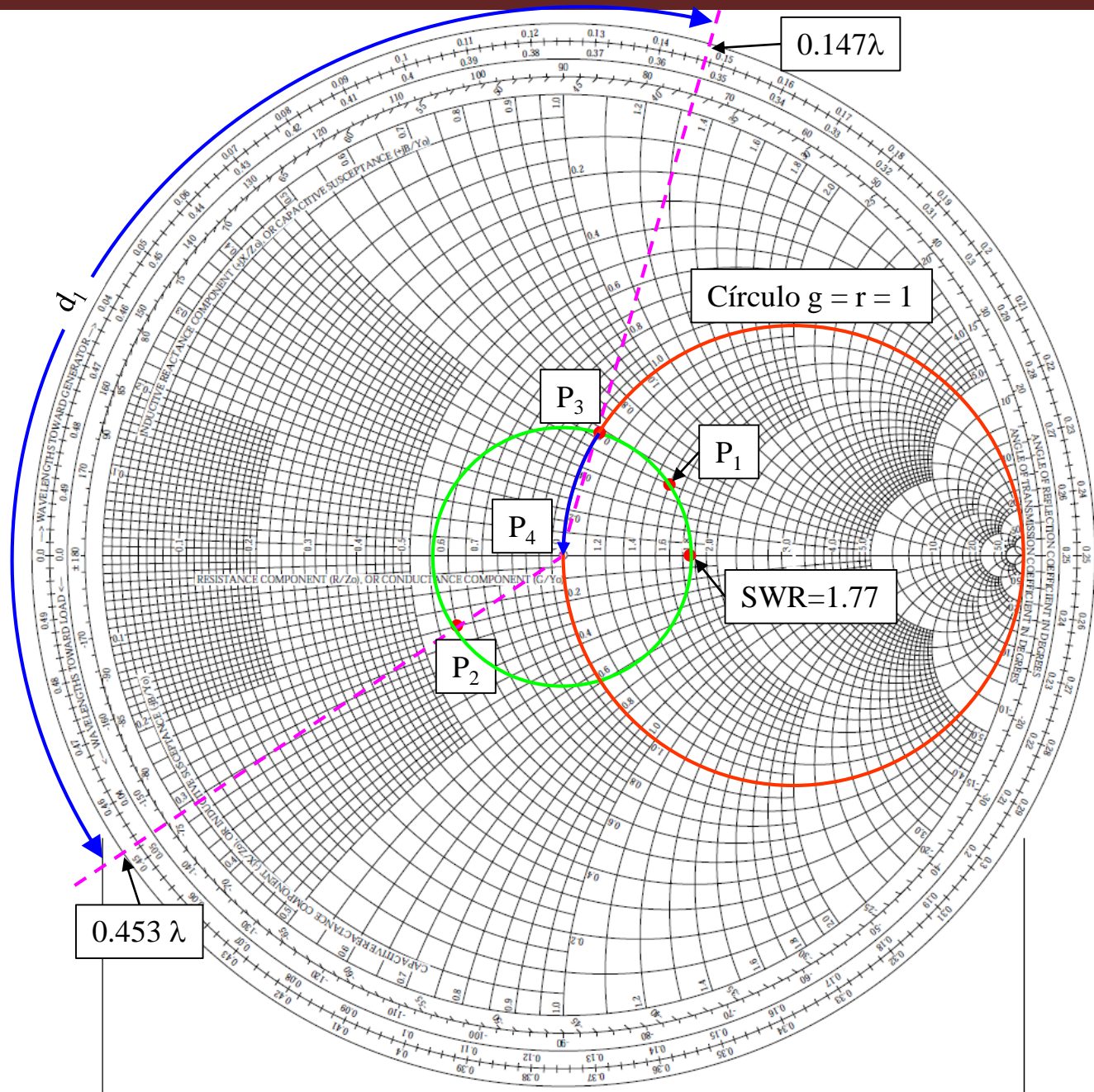
Isso nos garante que a admitância total no ponto A será:

$$y_A = 1 + j0.58 - j0.58 = 1.0$$

resultando em $SWR=1$, e portanto **casando a linha**.

Isso corresponde a mover do Ponto P_3 para o Ponto P_4 .

A pergunta é: qual o comprimento que um stub curto-circuitado precisa ter para produzir uma admitância igual a $-j0.58$?



Carta de Smith – Casamento de Impedância com um Stub

No ponto de curto-circuito do stub a admitância é igual a:

$$y_{sc} = \pm j\infty$$

Marcado como ponto S na C.S.

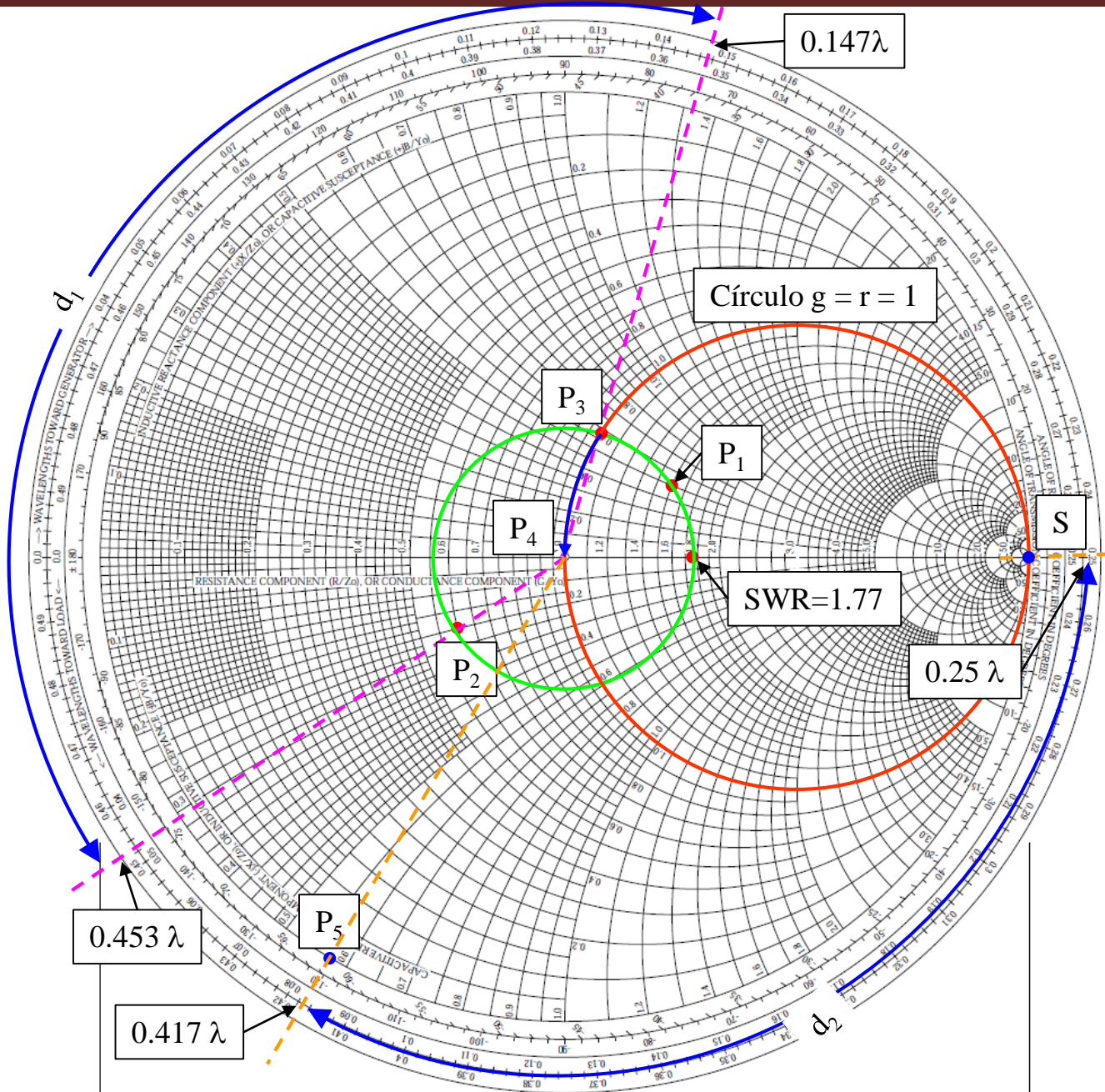
No final do stub (ponto onde toca a linha) seu valor de admitância (pura) deve ser igual a **-j0.58** (Ponto **P₅**).

Assim, o comprimento do stub deve ser:

$$d_2 = 0.417\lambda - 0.25\lambda$$

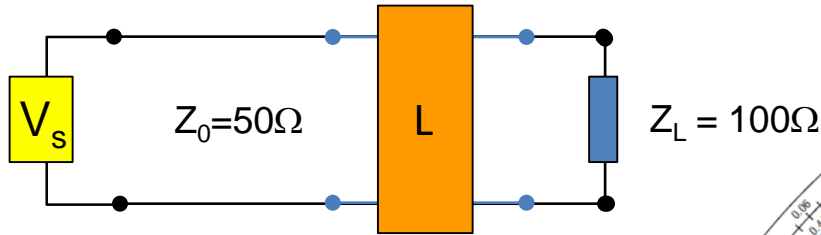
$$d_2 = 0.167\lambda$$

E o casamento da linha está completo.



Exemplo -7

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede-L)



Frequência $f = 100\text{MHz}$

Nesse caso bastaria um resistor de 50Ω em paralelo, mas isso implica em dissipação desnecessária de potência.

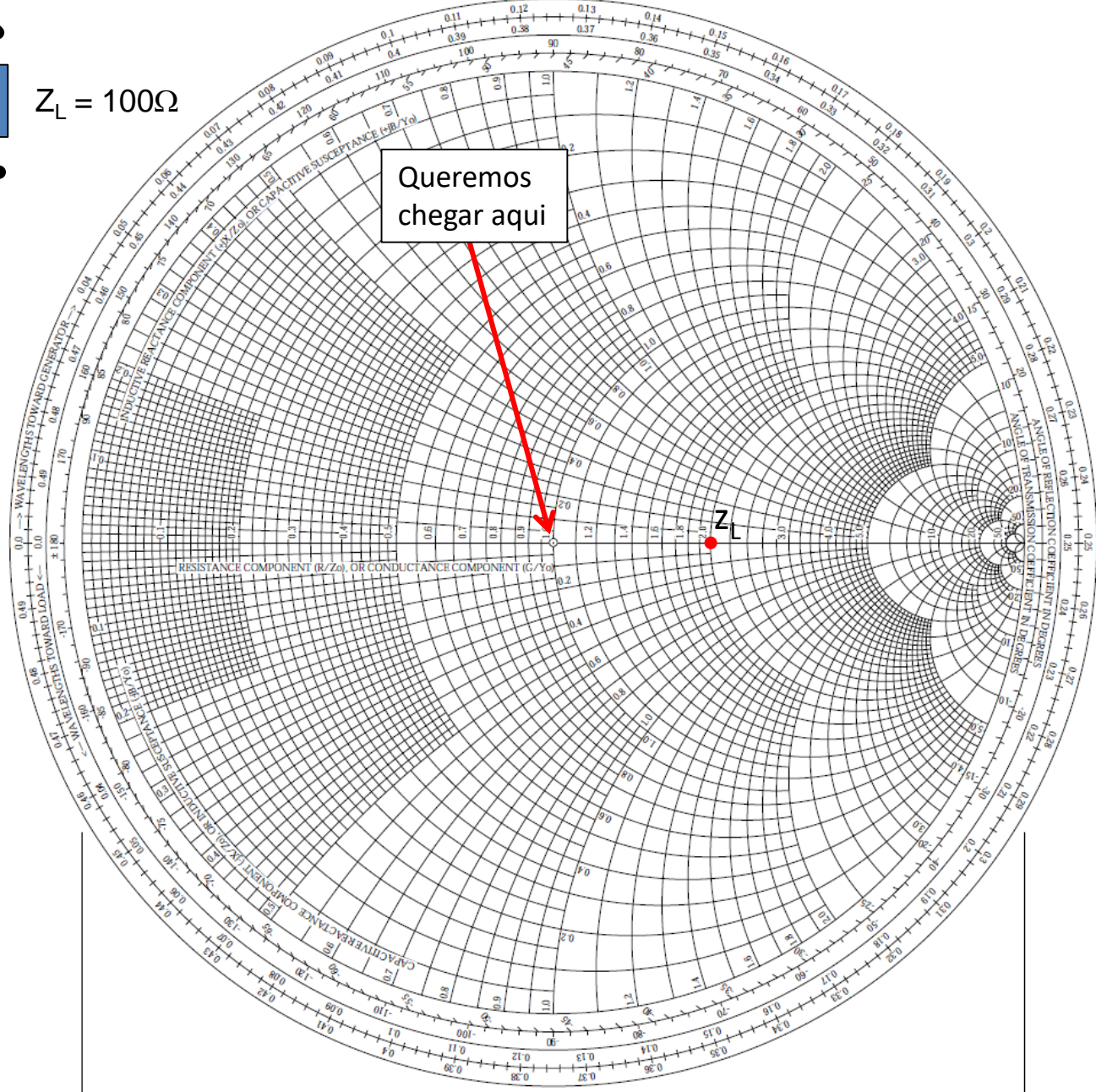
A ideia é utilizar indutores ou capacitores.

Normalizando, temos:

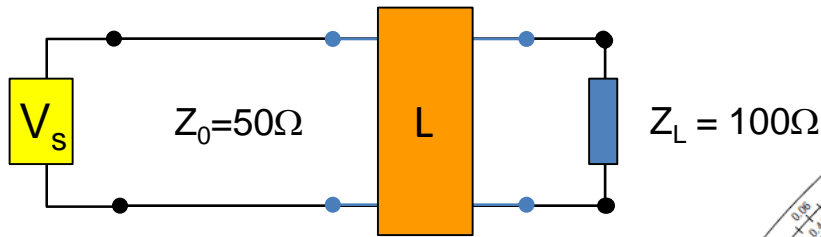
$$z_L = \frac{100\Omega}{50\Omega} = 2 + 0j$$

Marque esse ponto na C.S.

Obs.: adicionar impedâncias em série não irá te ajudar aqui.



Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede-L)

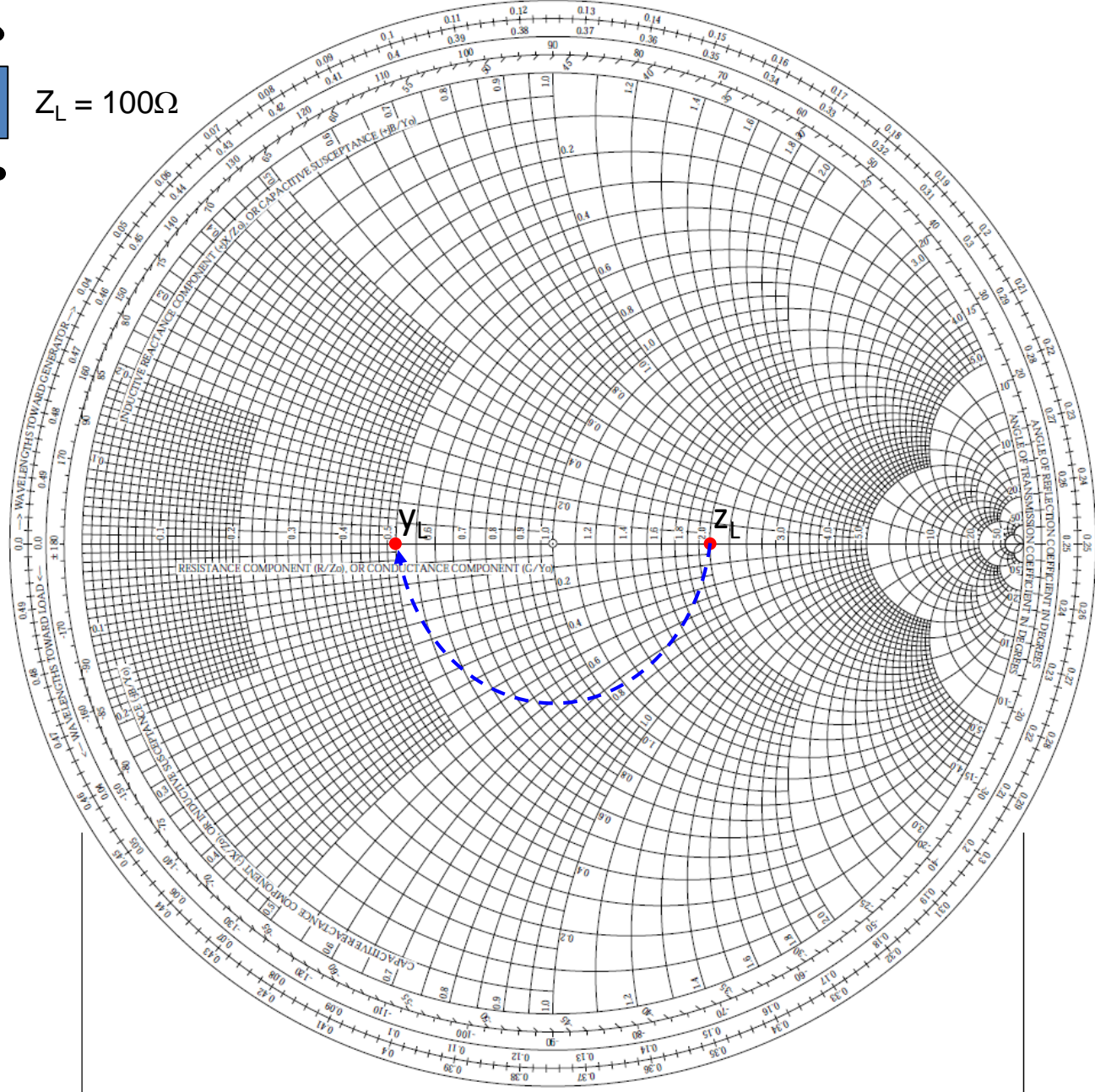


Obs.: adicionar **impedâncias em série** não irá te ajudar aqui. Adicionar um componente em paralelo com a carga implica em trabalhar com admitâncias. Logo, a admitância de carga torna-se:

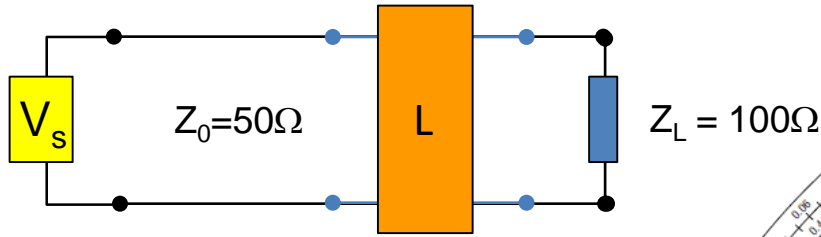
$$y_L = 0.5 + j0$$

Marque esse ponto na C.S.

Agora vale a pena usarmos um círculo de admitância para nos ajudar a chegar ao centro da carta (isso não seria necessário se estivéssemos usando uma carta de impedância/admitância).



Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede-L)



Precisamos adicionar uma admitância a y_L que nos leve até esse círculo. Nesse caso, basta adicionarmos $jb=j0.5$:

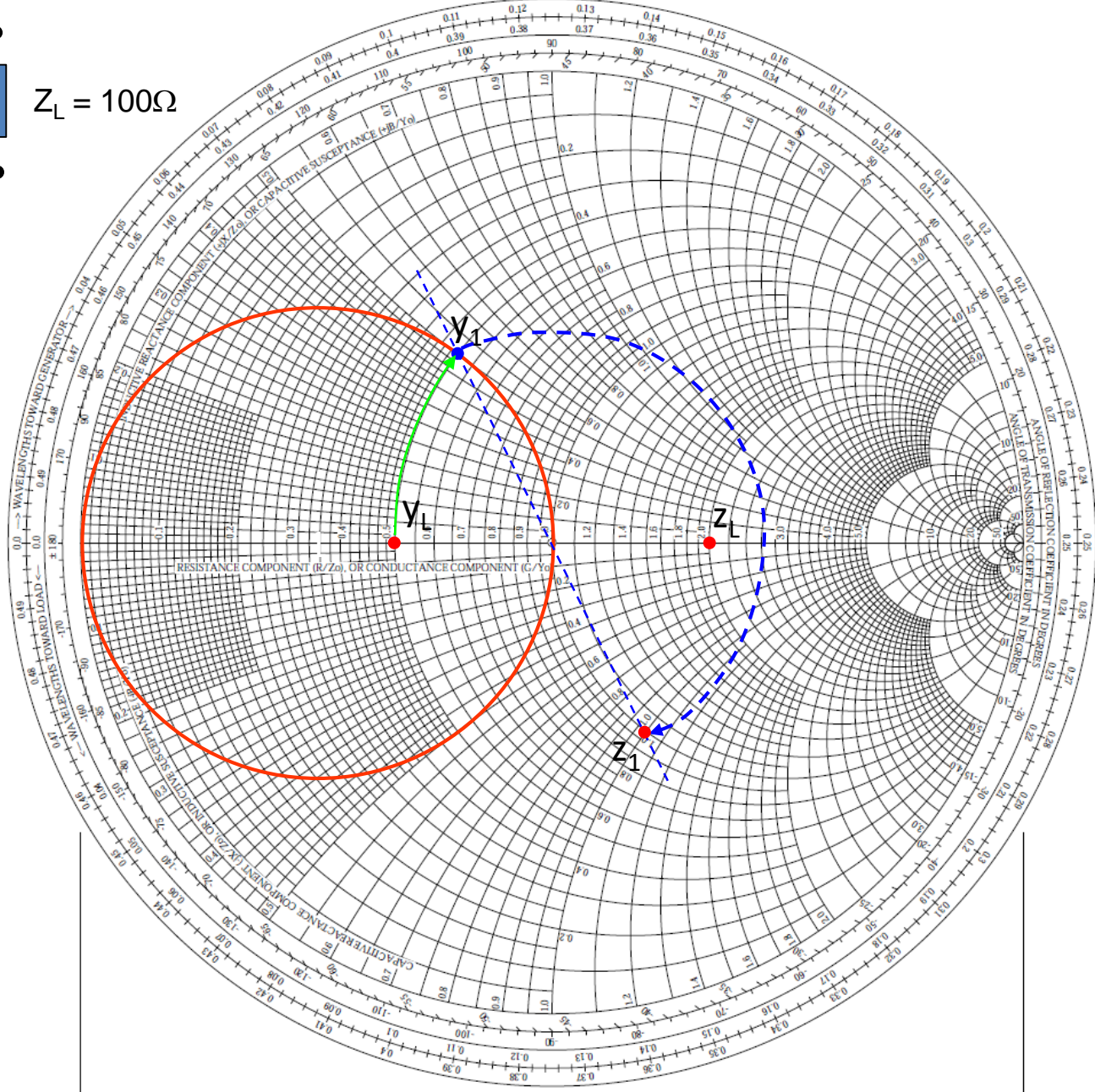
$$y_1 = y_L + 0.5 = 0.5 + j0.5$$

Marque esse ponto na C.S.

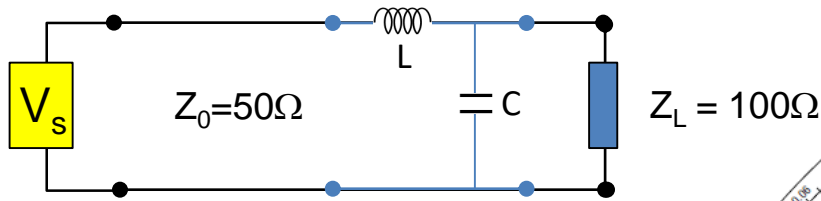
Iremos agora adicionar uma impedância em série. Logo, converta y_1 para z_1 , e leia o valor diretamente da carta:

$$z_1 = 1 - j1$$

Marque esse ponto na C.S.



Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede-L)



Finalmente, precisamos apenas adicionar uma reatância $jx = j1$ em série para chegarmos ao centro da carta:

$$z_2 = z_1 + j1$$

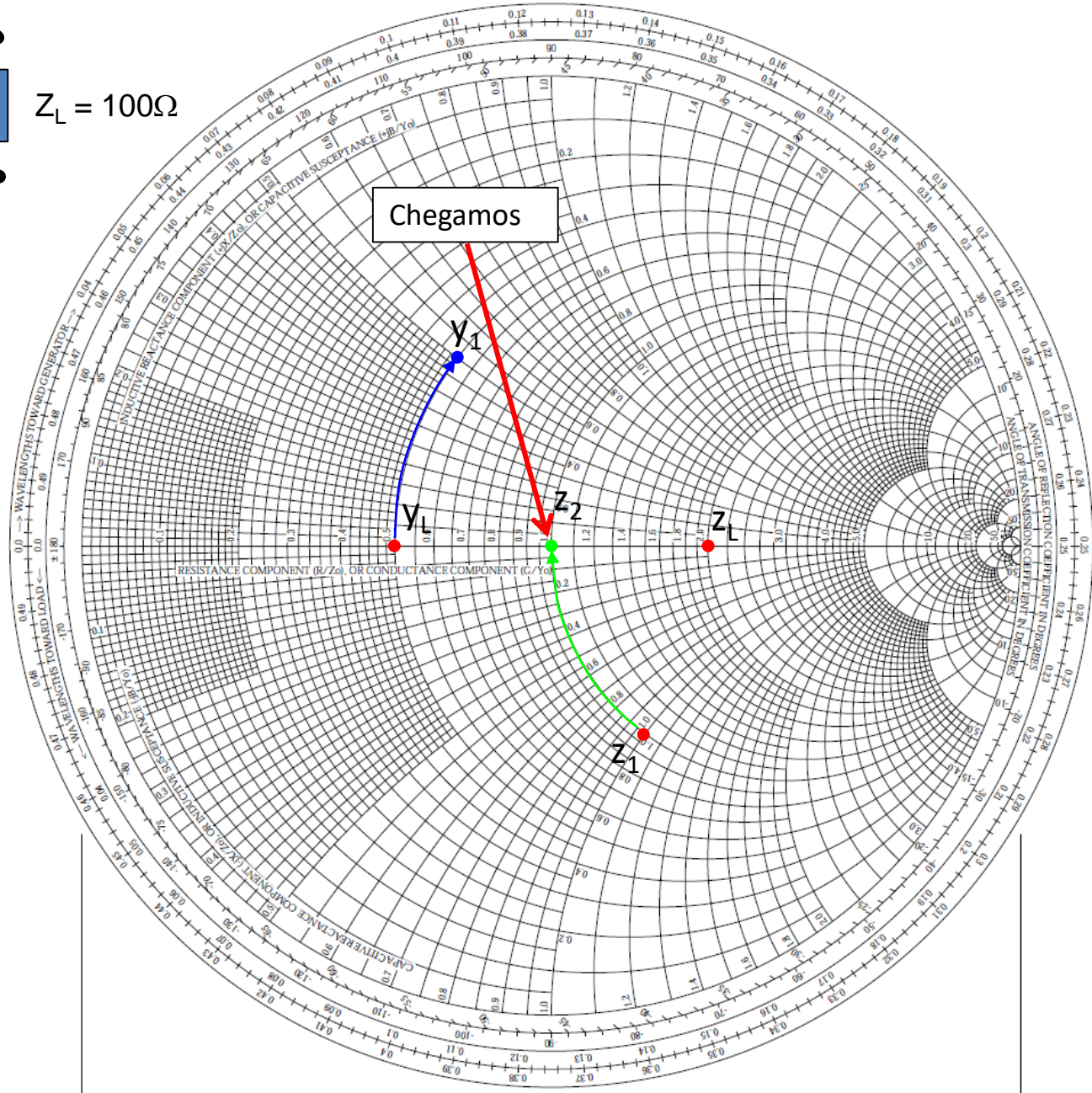
Marque esse ponto na C.S.

O casamento foi realizado com sucesso.

Os componentes a serem utilizados para esse fim (já desnormalizados), são:

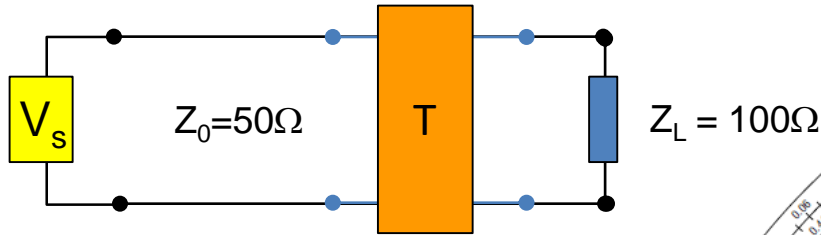
$$C = 16\text{pF}$$

$$L = 80\text{nH}$$



Exemplo -8

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede-T)



Frequência $f = 100\text{MHz}$

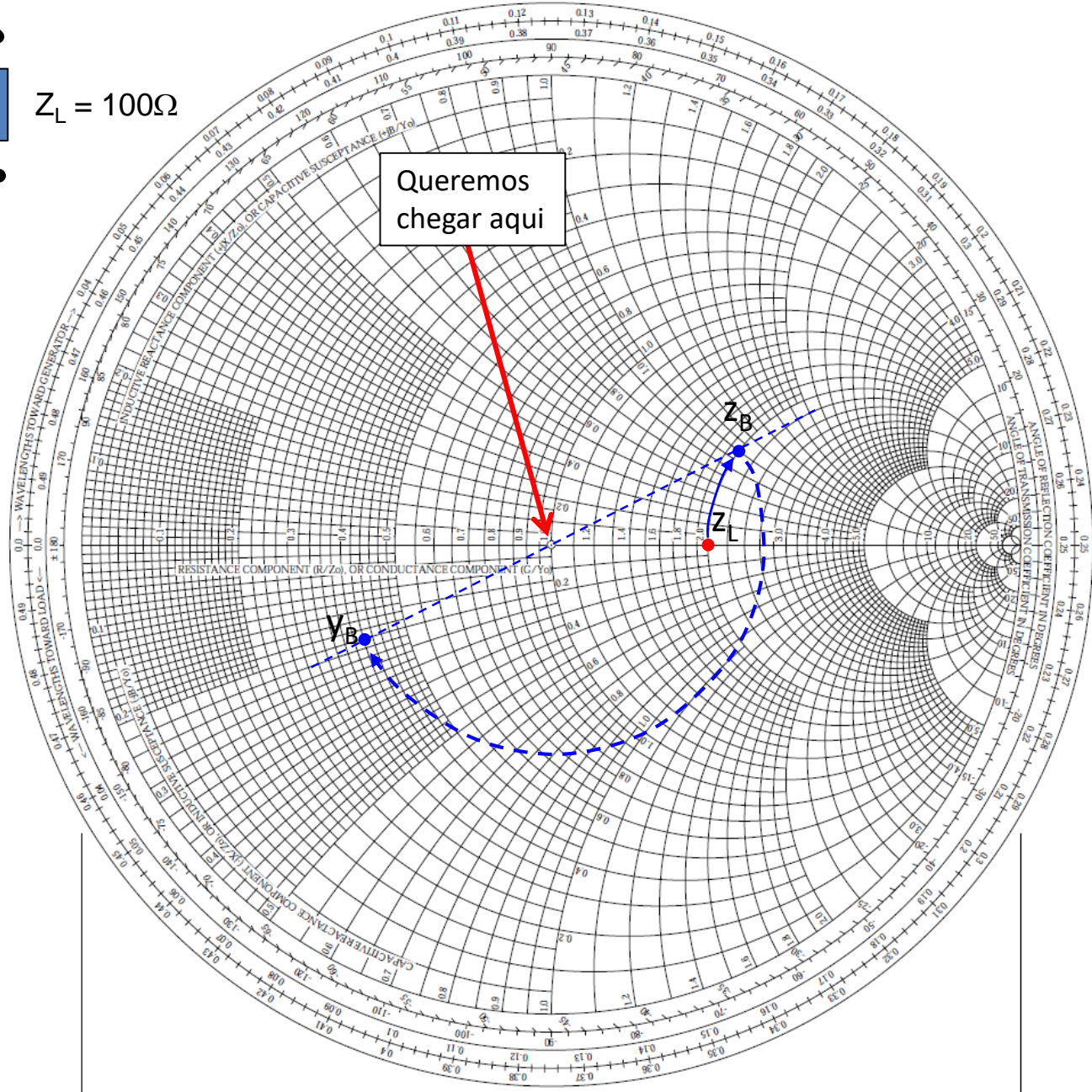
Agora você quer adicionar uma impedância em série com a carga que te leve à impedância z_B .

$$z_B = z_L + j1 = 2 + j1$$

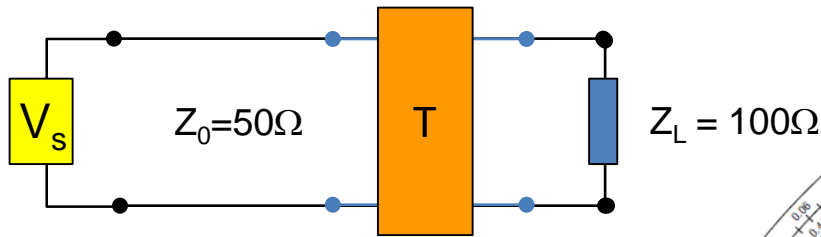
Isso equivale a adicionar um indutor em série com $jx = j1$.

Como o circuito (ou rede) é tipo-T, temos agora uma impedância z' em paralelo com z_B . Converta z_B para y_B .

$$y_B = 0.42 - j0.2$$



Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede-T)



Precisamos agora somar a admitância y_B e a admitância desconhecida y' ($y' = 1/z'$):

$$y_2 = y' + y_B = y' + 0.42 - j0.2$$

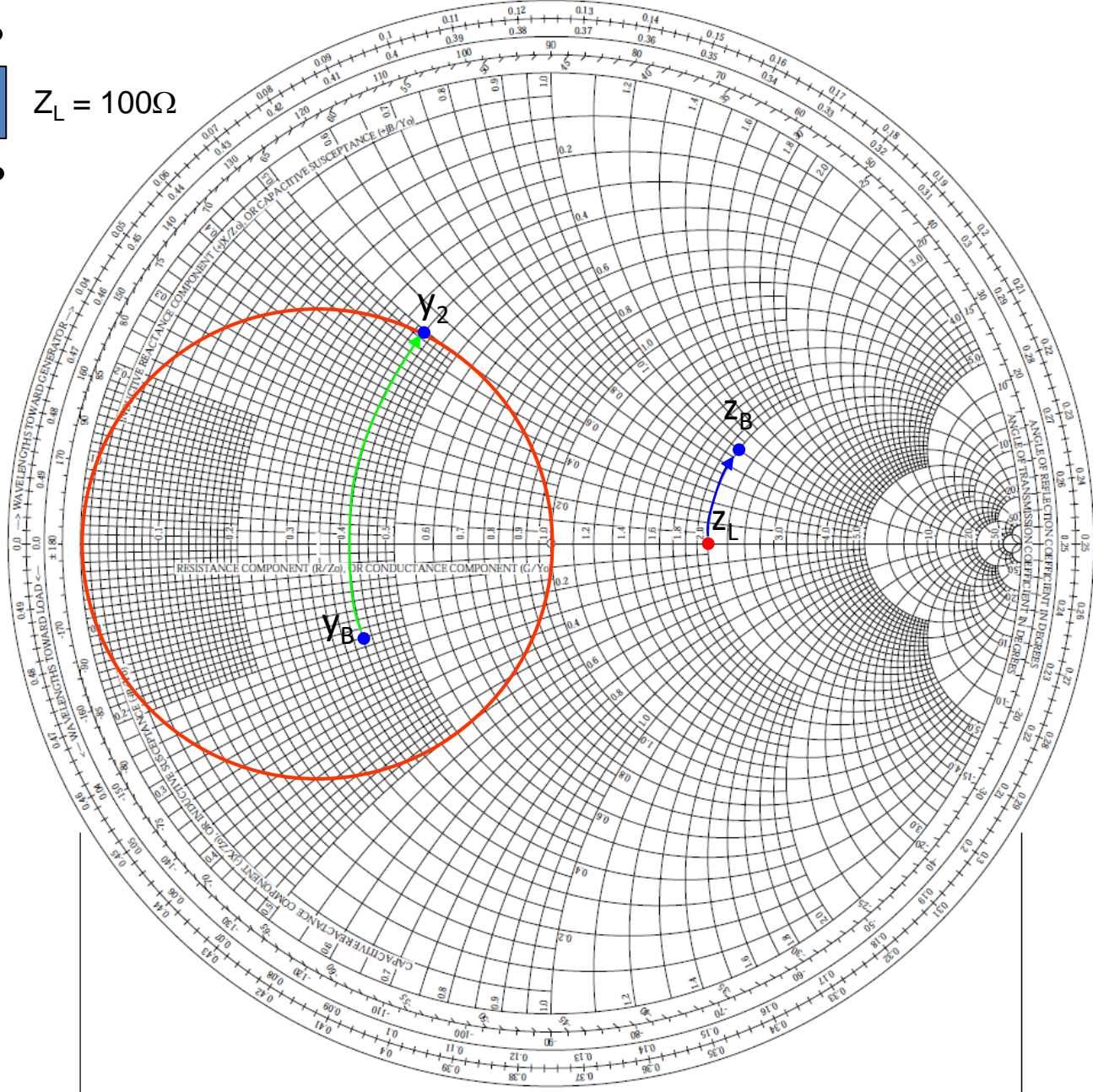
A questão é onde marcamos y_2 na C.S.

Use o círculo de admitância e caminhe em direção ao círculo. O ponto de interseção fornece o valor de y_2 .

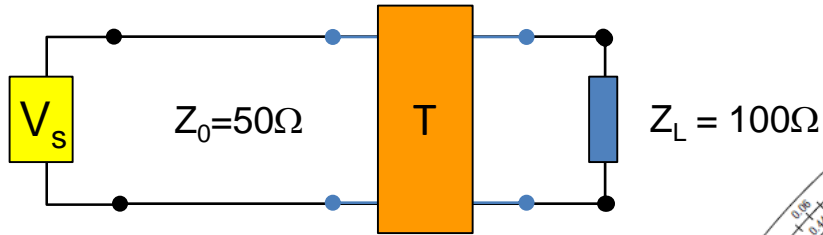
$$y_2 = 0.42 + j0.5$$

Ou seja,

$$y' = j0.7$$

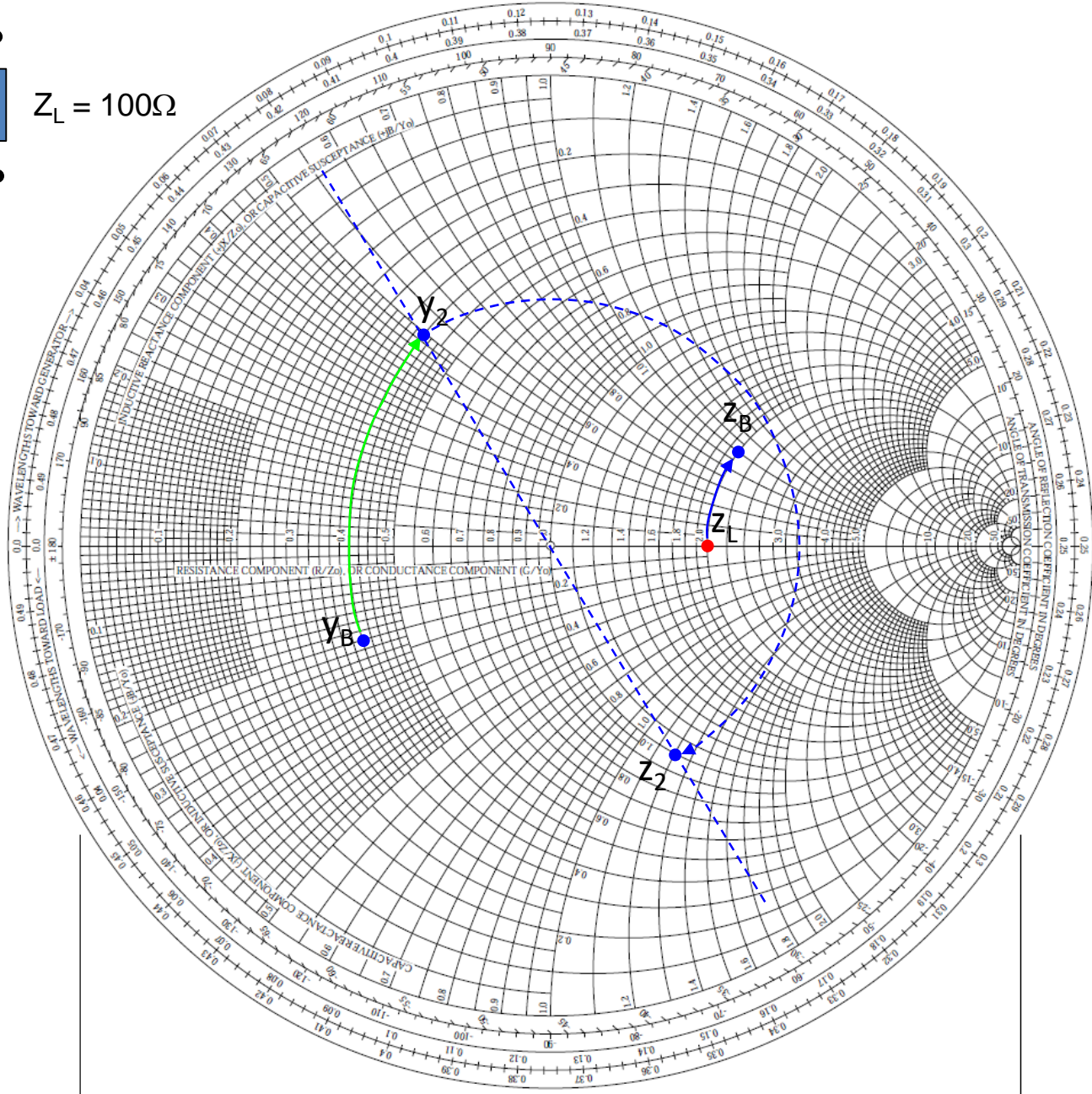


Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede-T)

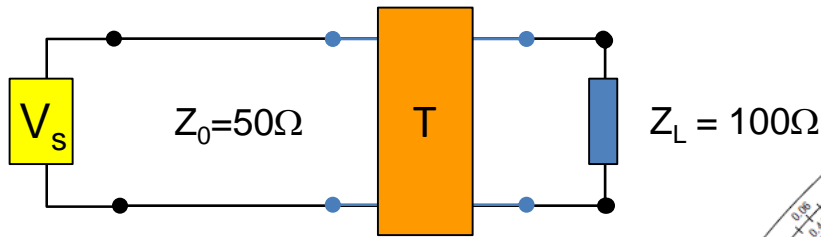


Agora teremos uma impedância em série com y_2 . Assim, precisamos converter y_2 para impedância z_2 , cujo valor lido é:

$$z_2 = 1 - j1.2$$



Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede-T)



Agora teremos uma impedância em série com y_2 . Assim, precisamos converter y_2 para impedância z_2 , cujo valor lido é:

$$z_2 = 1 - j1.2$$

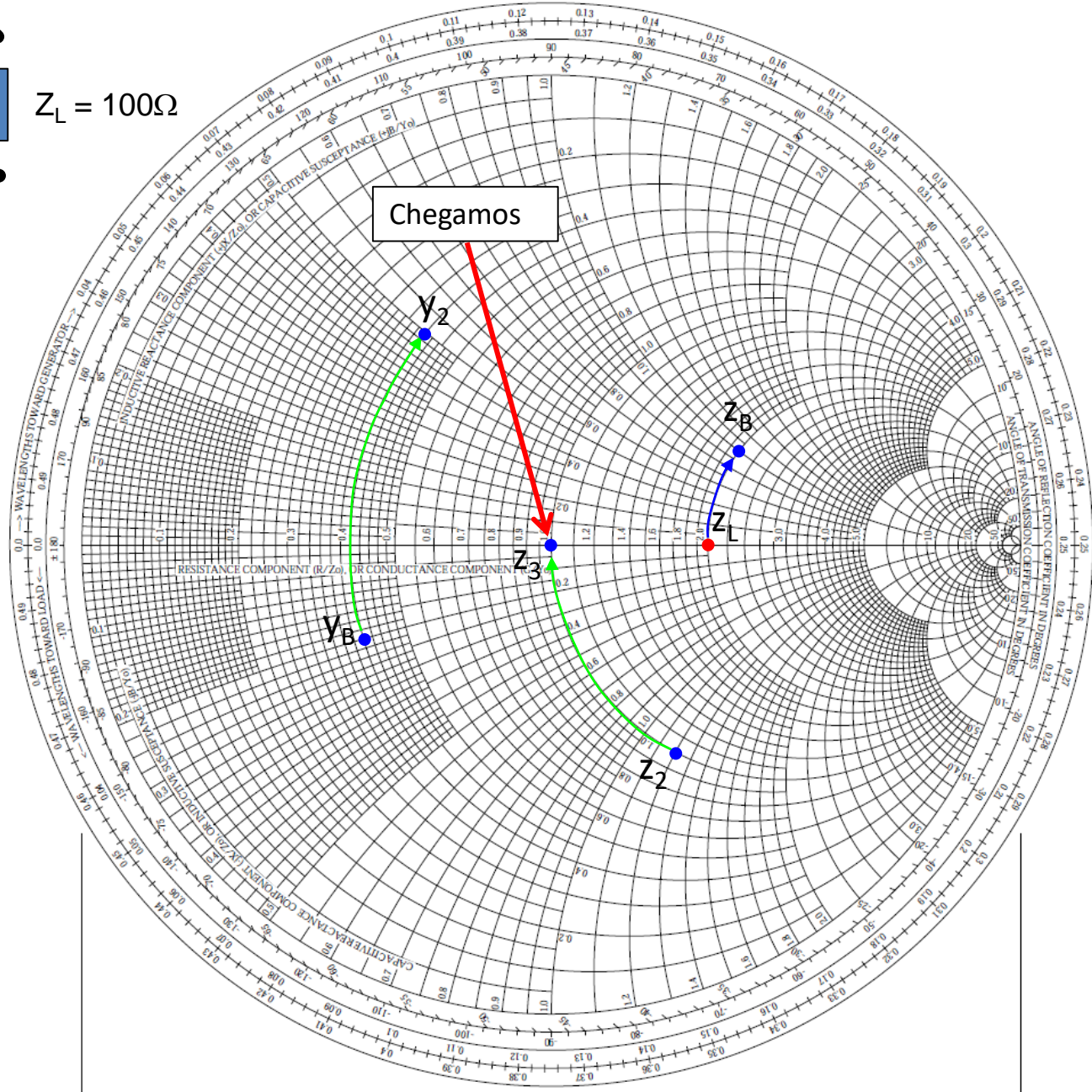
Como já estamos no círculo de $r=1$, apenas precisamos adicionar uma reatância jx em série que nos leve ao centro da C.S., ou seja

$$z_3 = z_2 + jx = 1 - j1.2 + j1.2$$

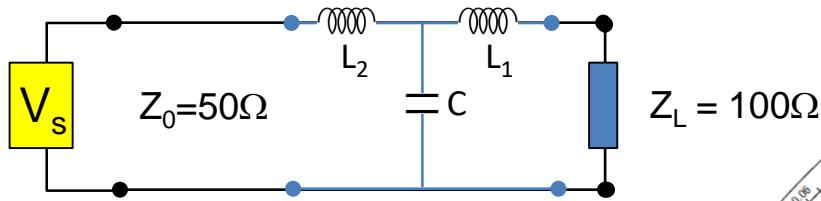
$$z_3 = 1 + j0$$

Ou seja,

$$jx = j1.2$$



Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede-T)

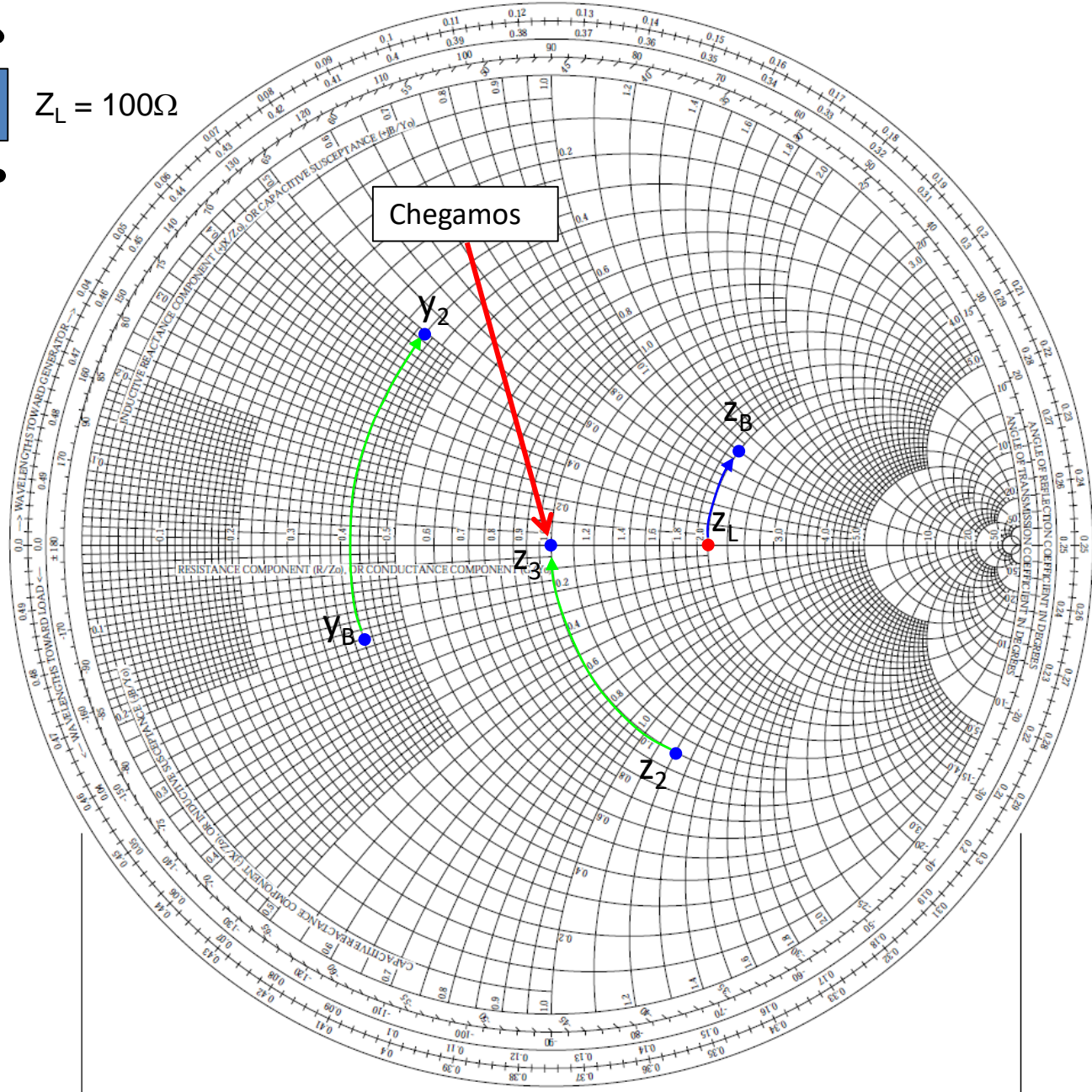


Desnormalizando os componentes, sabendo que $f = 100\text{MHz}$:

$$L_1 = 80 \text{ nH}$$

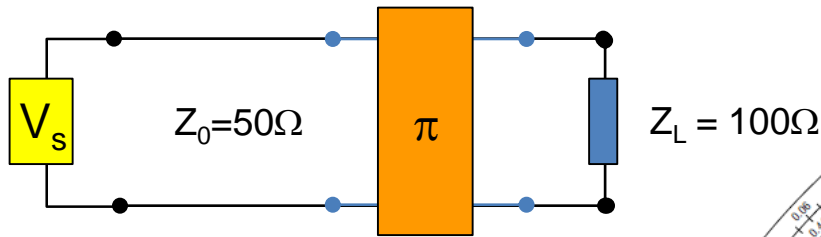
$$L_2 = 95.5 \text{ nH}$$

$$C = 22.3 \text{ pF}$$



Exemplo -9

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede- π)



Frequência $f = 100\text{MHz}$

Agora você quer adicionar uma impedância em paralelo com a carga. Assim, temos:

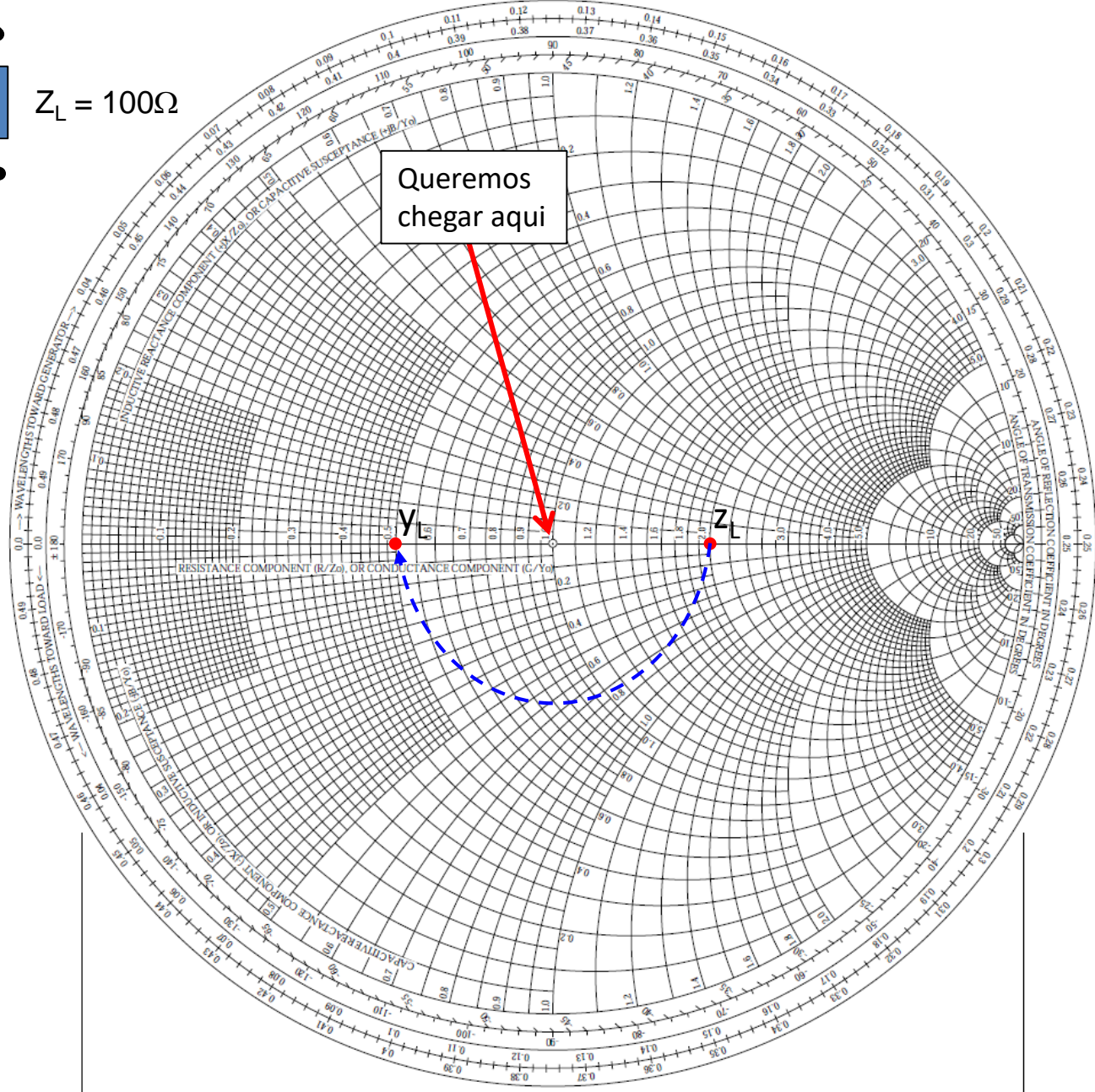
$$z_L = 2 + j0$$

$$y_L = 0.5 + j0$$

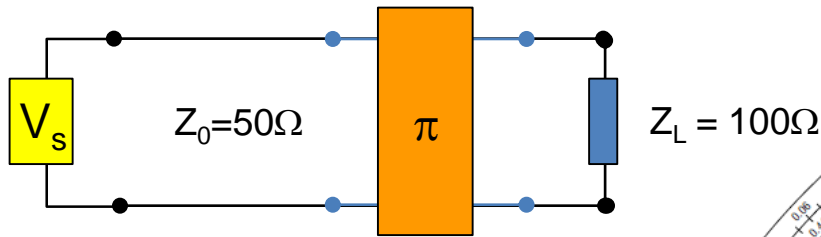
Agora temos que somar y_L à admitância desconhecida y' , de modo a obtermos y_B :

$$y_B = y_L + y' = 0.5 + j0 + y'$$

Novamente temos que decidir onde é melhor colocarmos y_B .



Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede- π)



Note que uma rede-L seria ideal aqui, mas vamos prosseguir com a π .

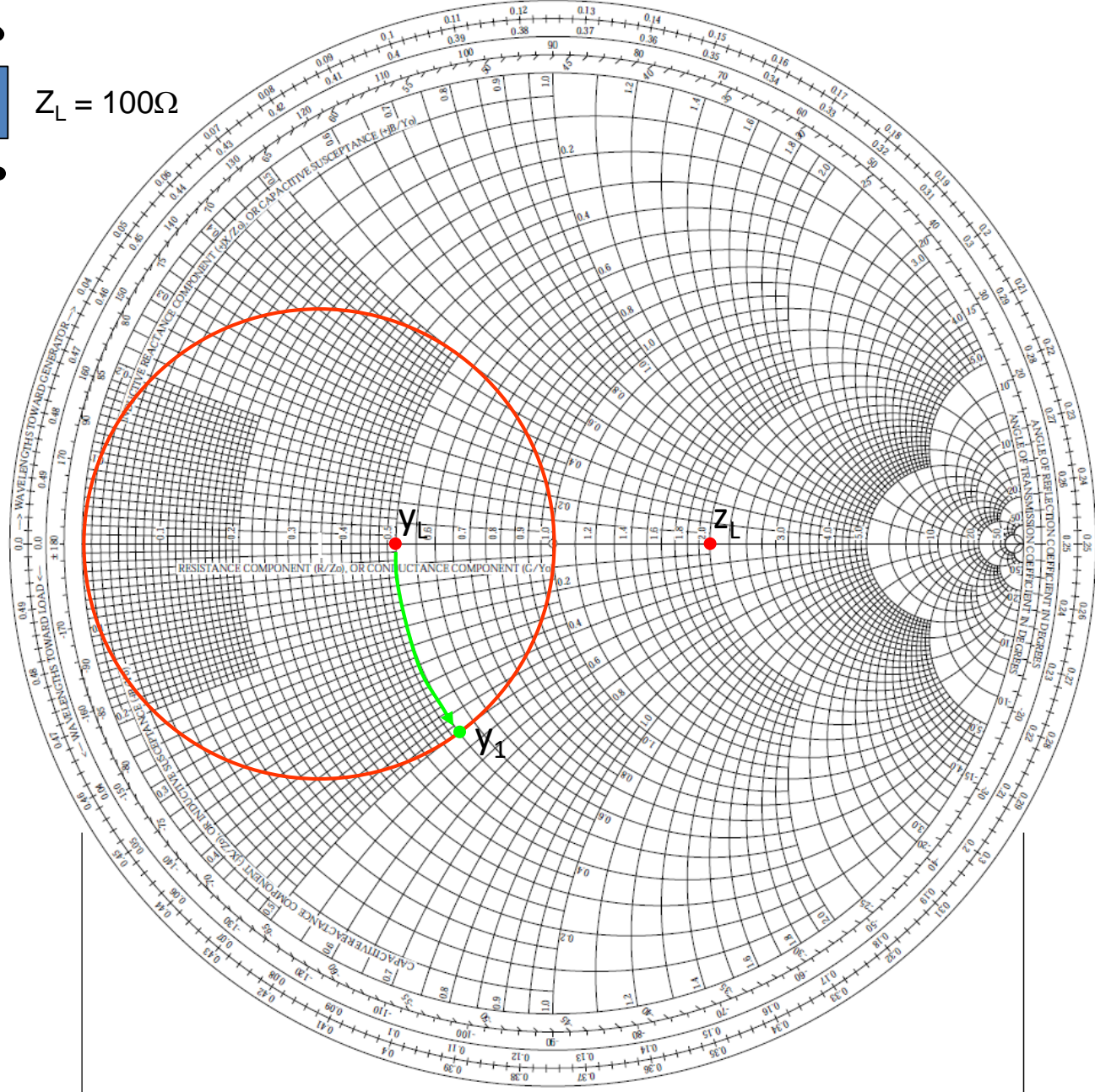
Nesse ponto adicionamos o círculo de admitância como nos casos anteriores.

Assim, uma opção seria mover (por exemplo) até o ponto y_1 como indicado, o que resulta em

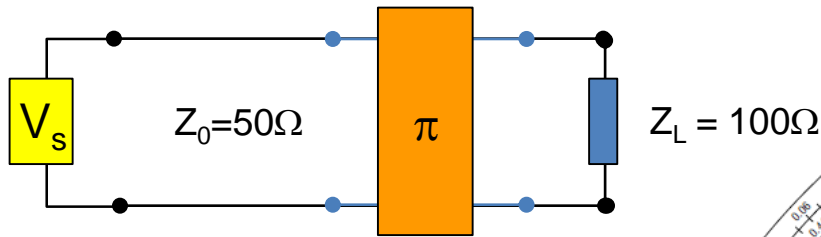
$$y_1 = 0.5 - j0.5$$

Assim, $y' = -j0.5$

O próximo componente da rede- π está em série com y_1 , logo, temos que utilizar impedância:



Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede- π)



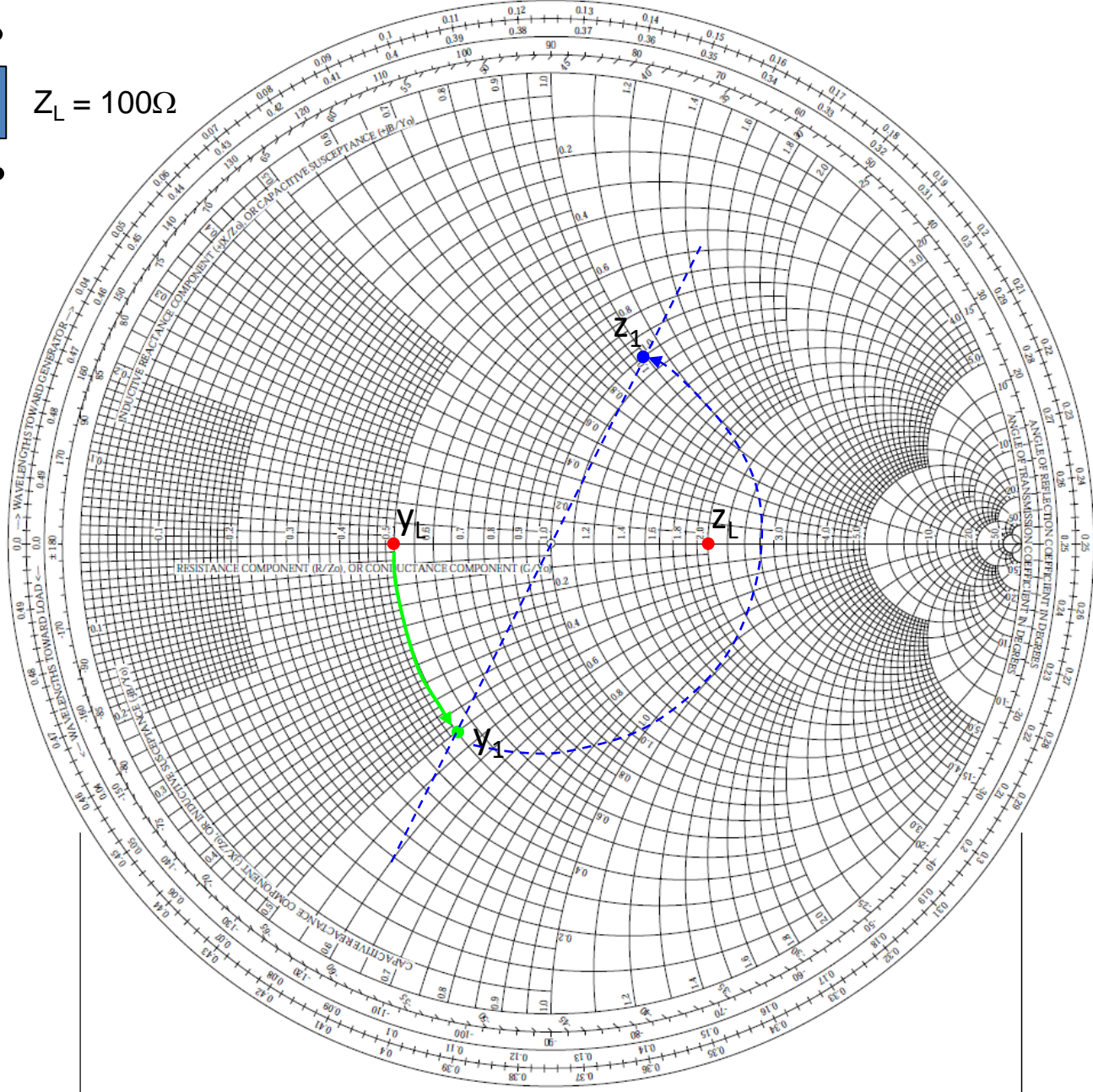
Note que uma rede-L seria ideal aqui, mas vamos prosseguir com a π .

A próxima impedância está em série com y_1 , assim convertemos y_1 para impedância z_1 (lendo da C.S.):

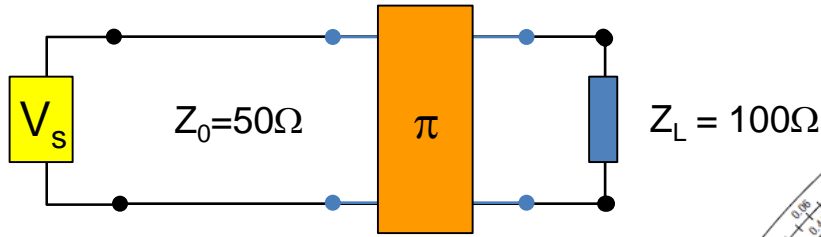
$$z_1 = 1 + j1$$

Observe que já estamos sobre o círculo de $r = 1$.

Mas ainda precisamos adicionar uma impedância em série a z_1 .



Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede- π)



Ainda precisamos adicionar uma impedância em série a z_1 .

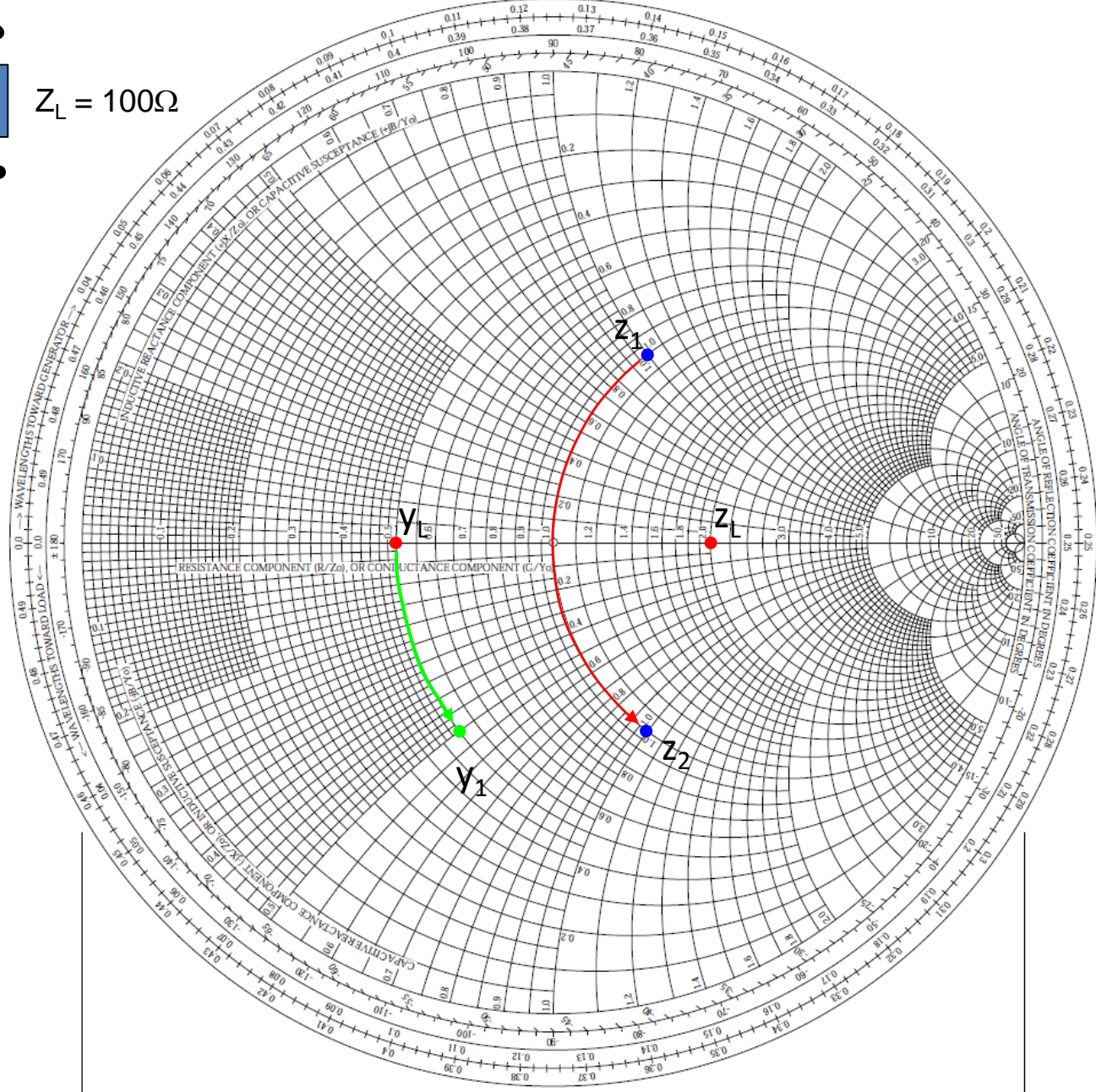
Nesse caso, uma opção seria adicionar uma reatância que nos leve ao ponto z_2 (por exemplo). Isso equivale a adicionarmos $jx = -j2$ a z_1 :

$$z_2 = z_1 + jx$$

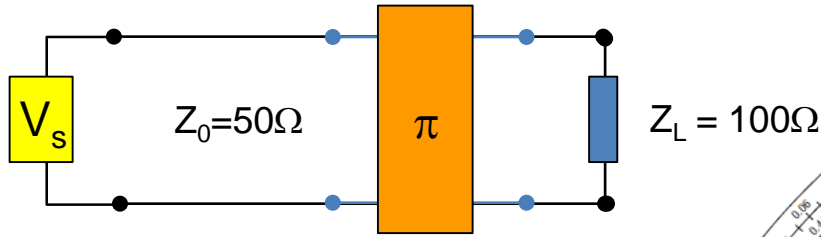
$$z_2 = 1 + j1 - j2$$

$$z_2 = 1 - j1$$

A última impedância da rede- π está em paralelo com z_2 . Assim, devemos converter z_2 para y_2 .



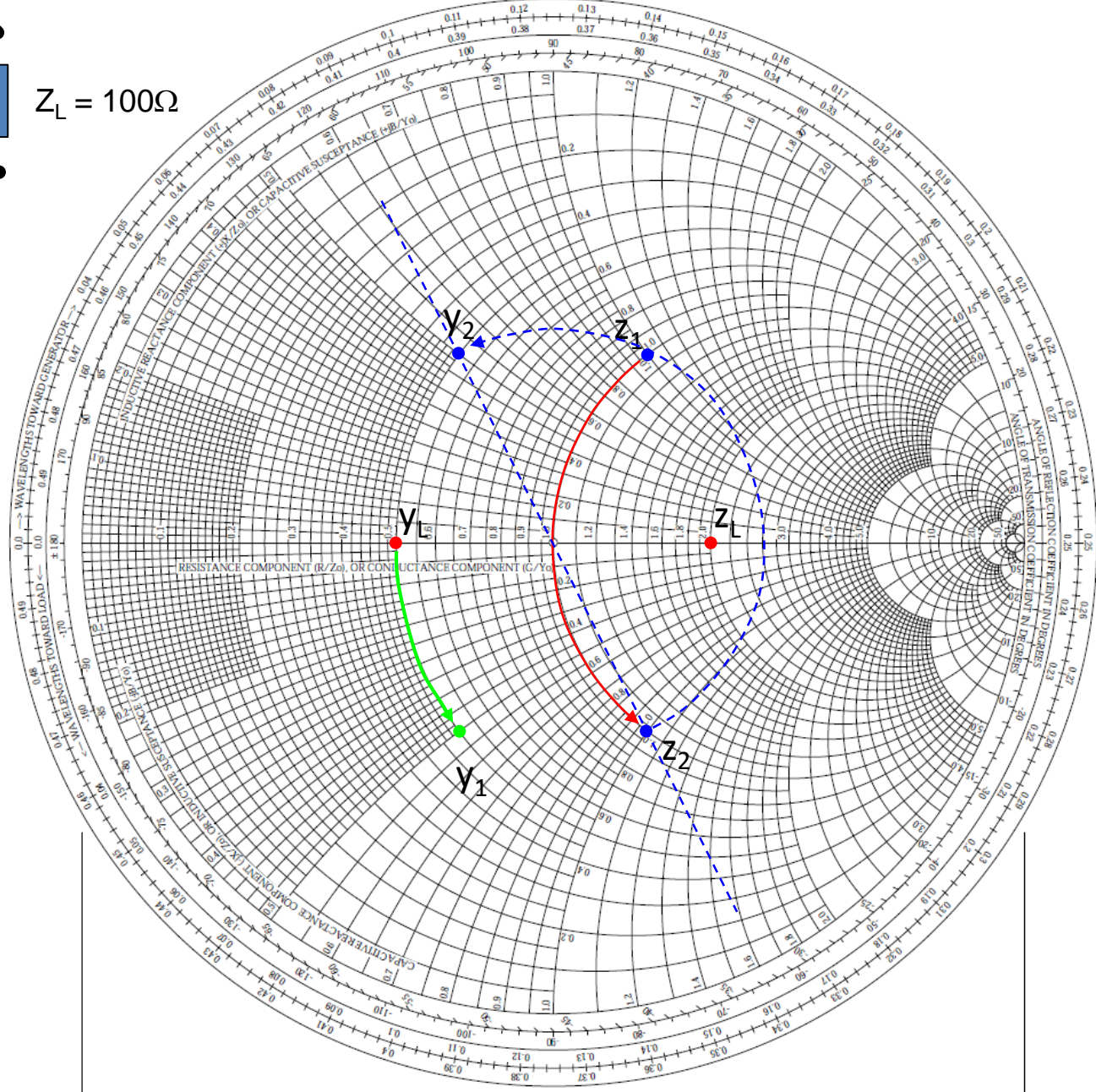
Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede- π)



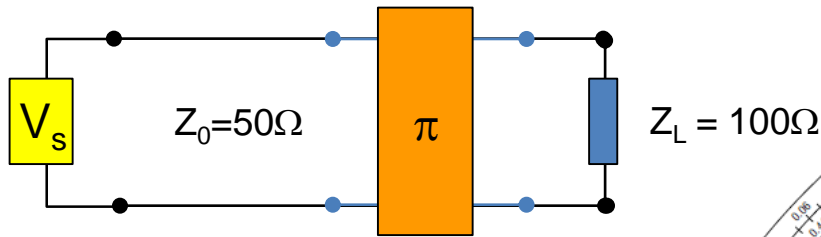
Convertendo z_2 para y_2 .

$$y_2 = 0.5 + j0.5$$

Agora vale a pena incluir o círculo de admitância novamente.



Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede- π)



Convertendo z_2 para y_2 .

$$y_2 = 0.5 + j0.5$$

Agora vale a pena incluir o círculo de admitância novamente. O que temos agora é:

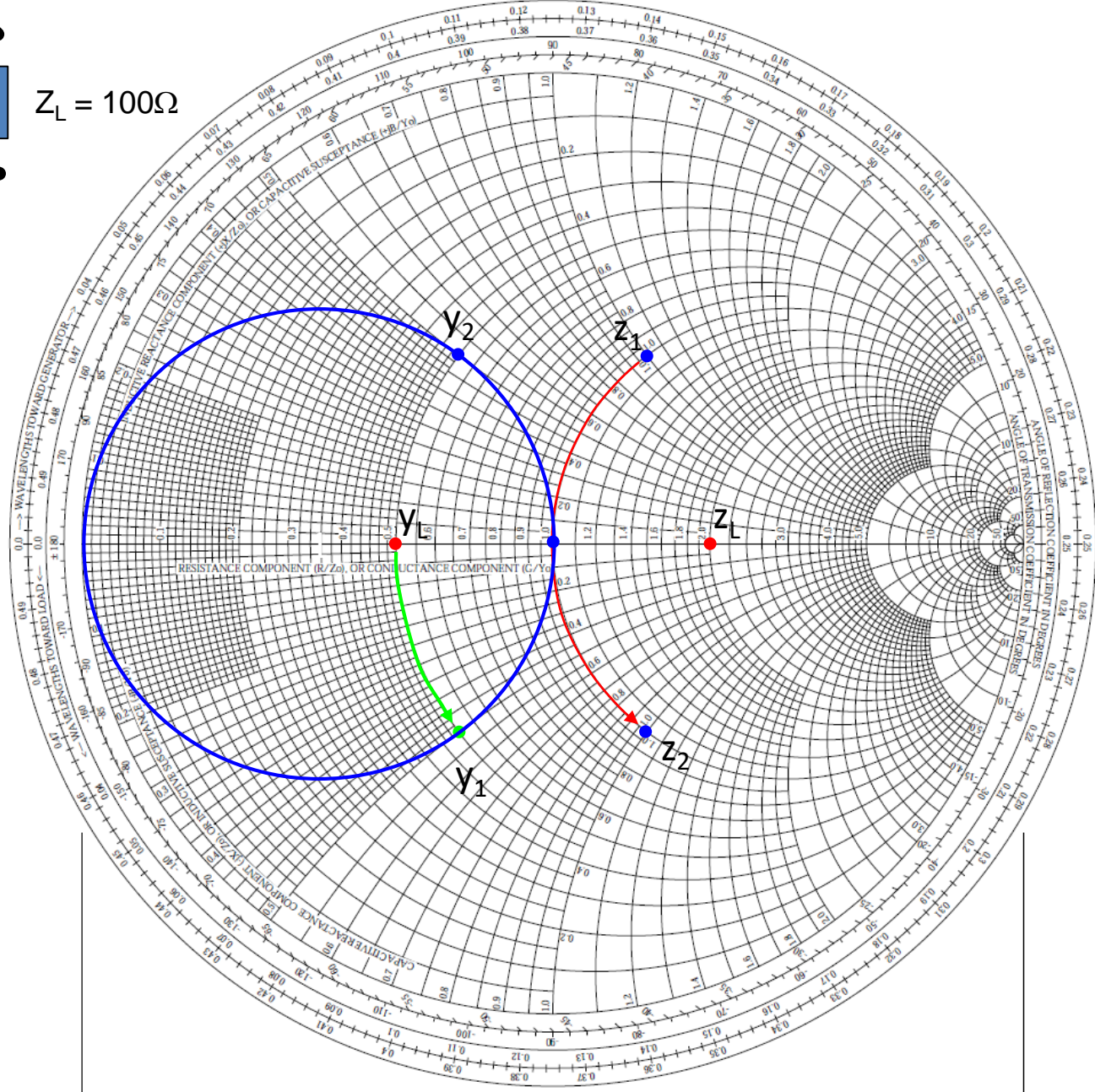
$$y_3 = y_2 + y' = 0.5 + j0.5 + y'$$

Para chegarmos ao centro da C.S. temos que:

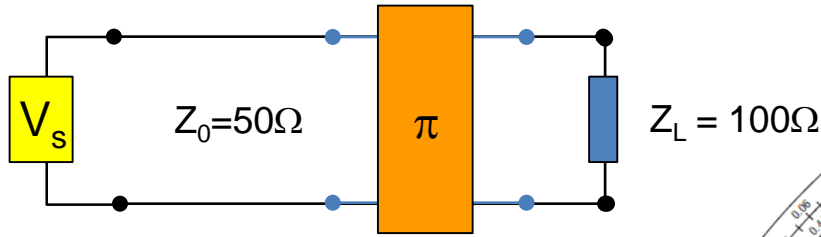
$$y' = 0.5 - j0.5$$

Logo,

$$y_3 = 1 + j0 = z_3$$

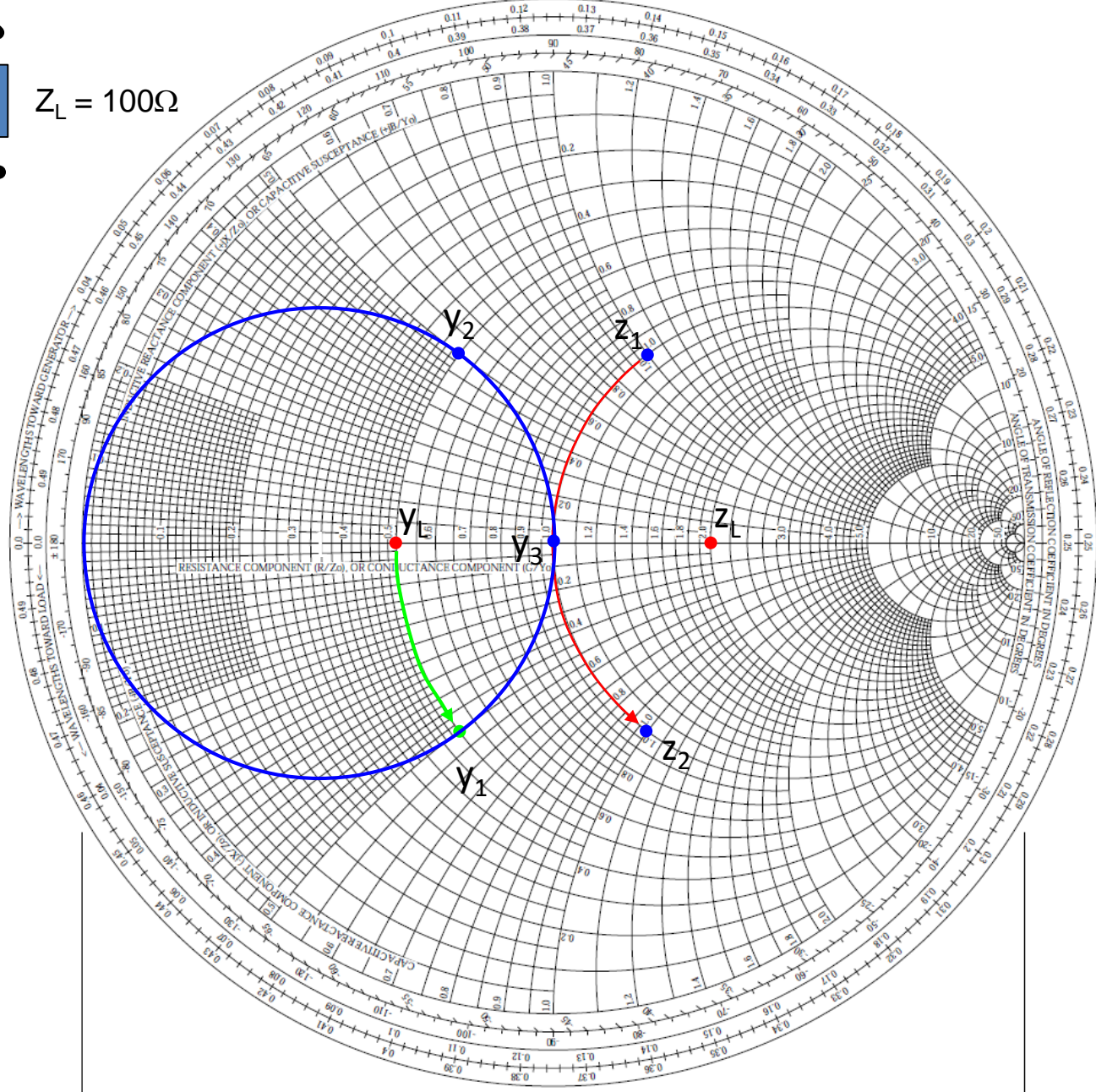


Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Rede- π)

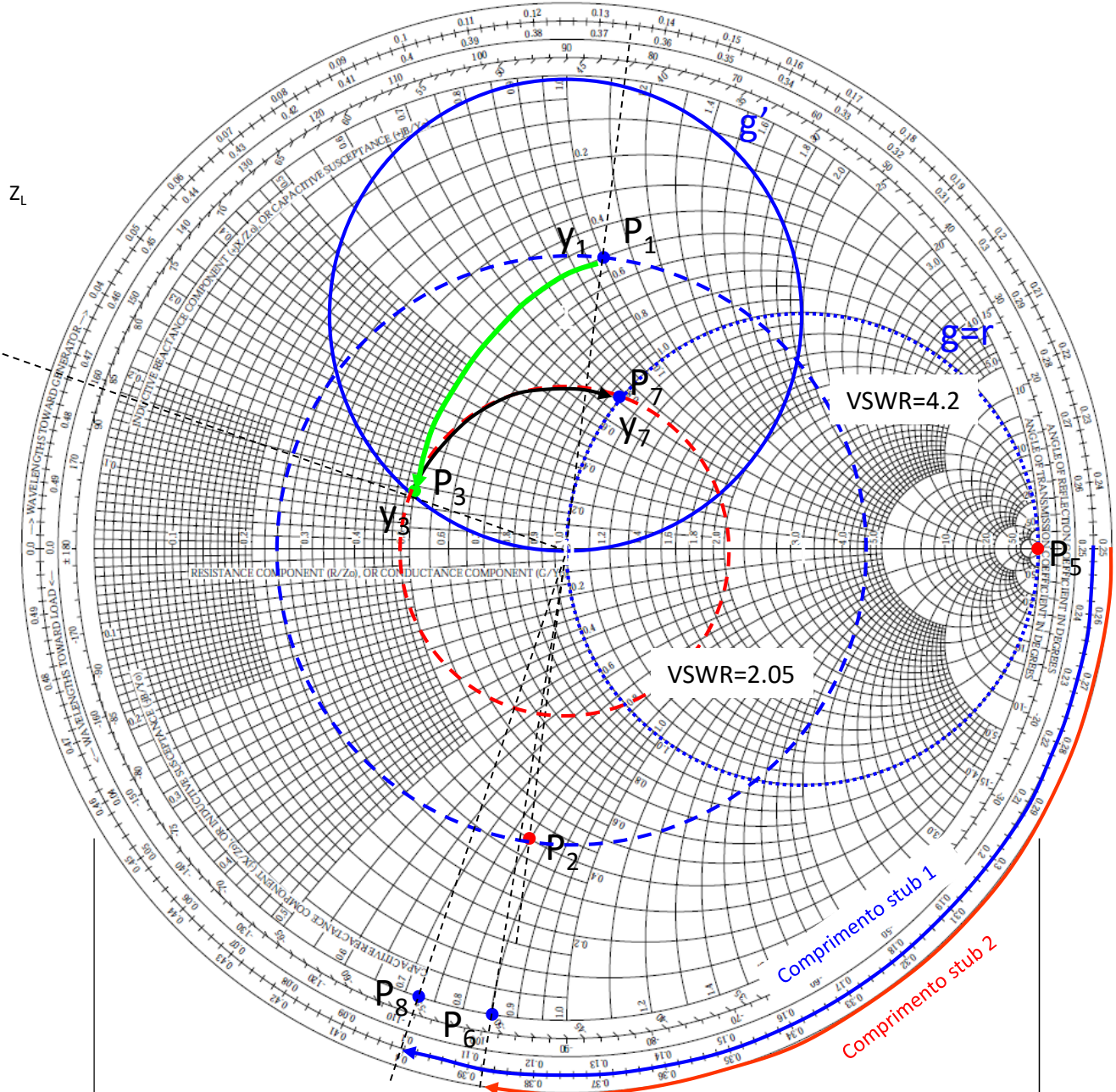
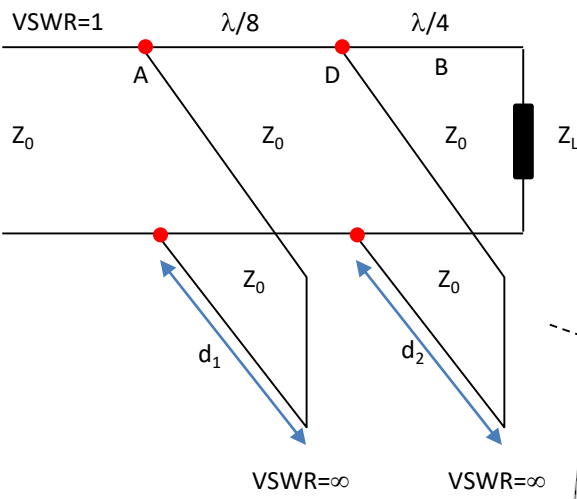


Nesse caso, a rede- π não se mostrou eficiente para promover o casamento de impedância.

Tente explicar porque.

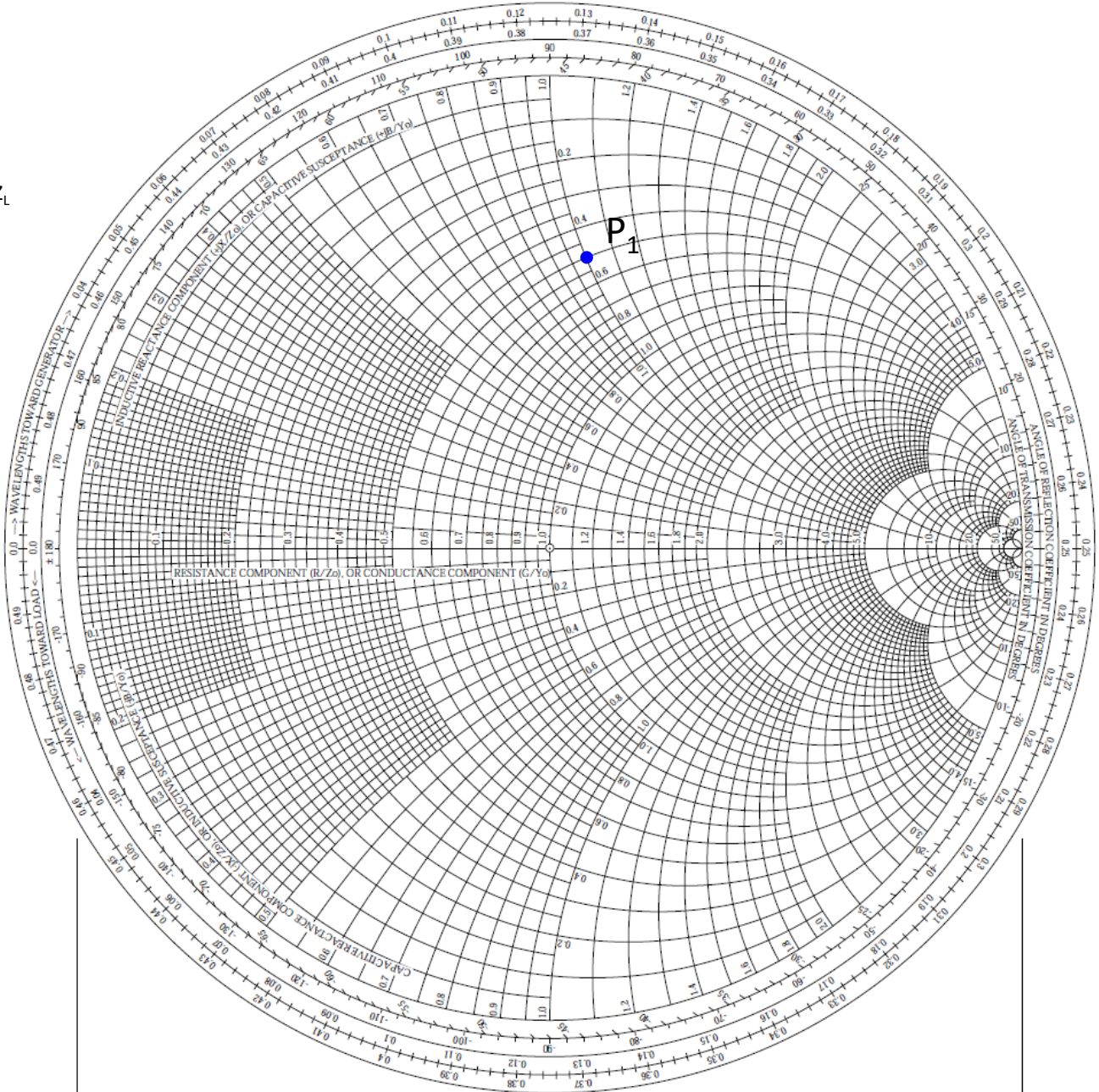
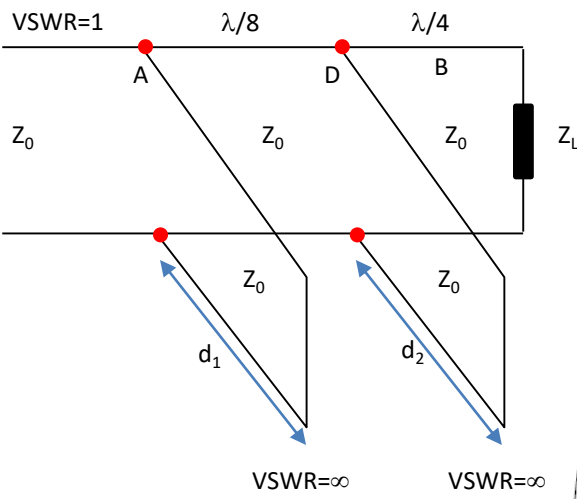


Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



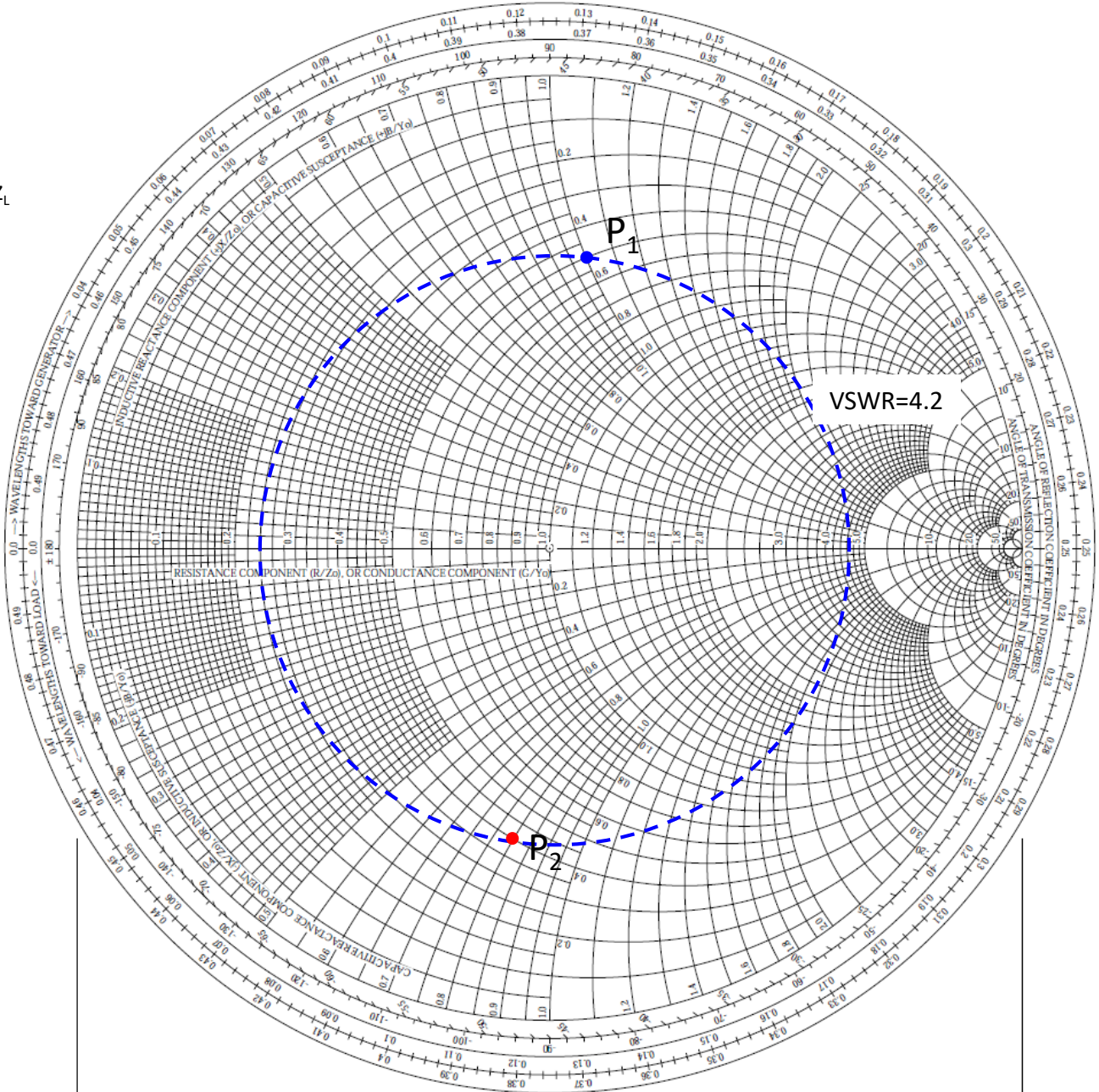
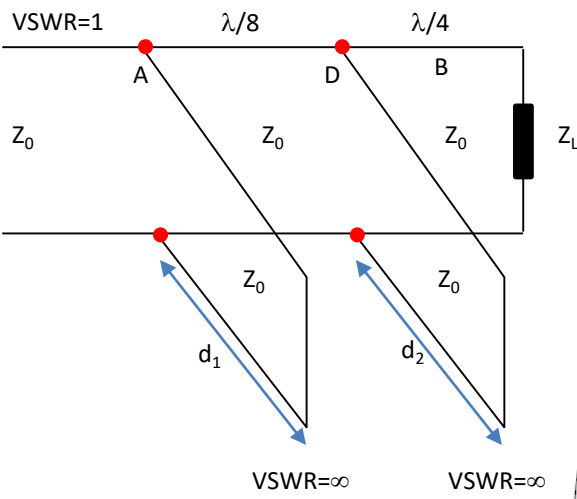
Acompanhar a descrição apresentada no quadro

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



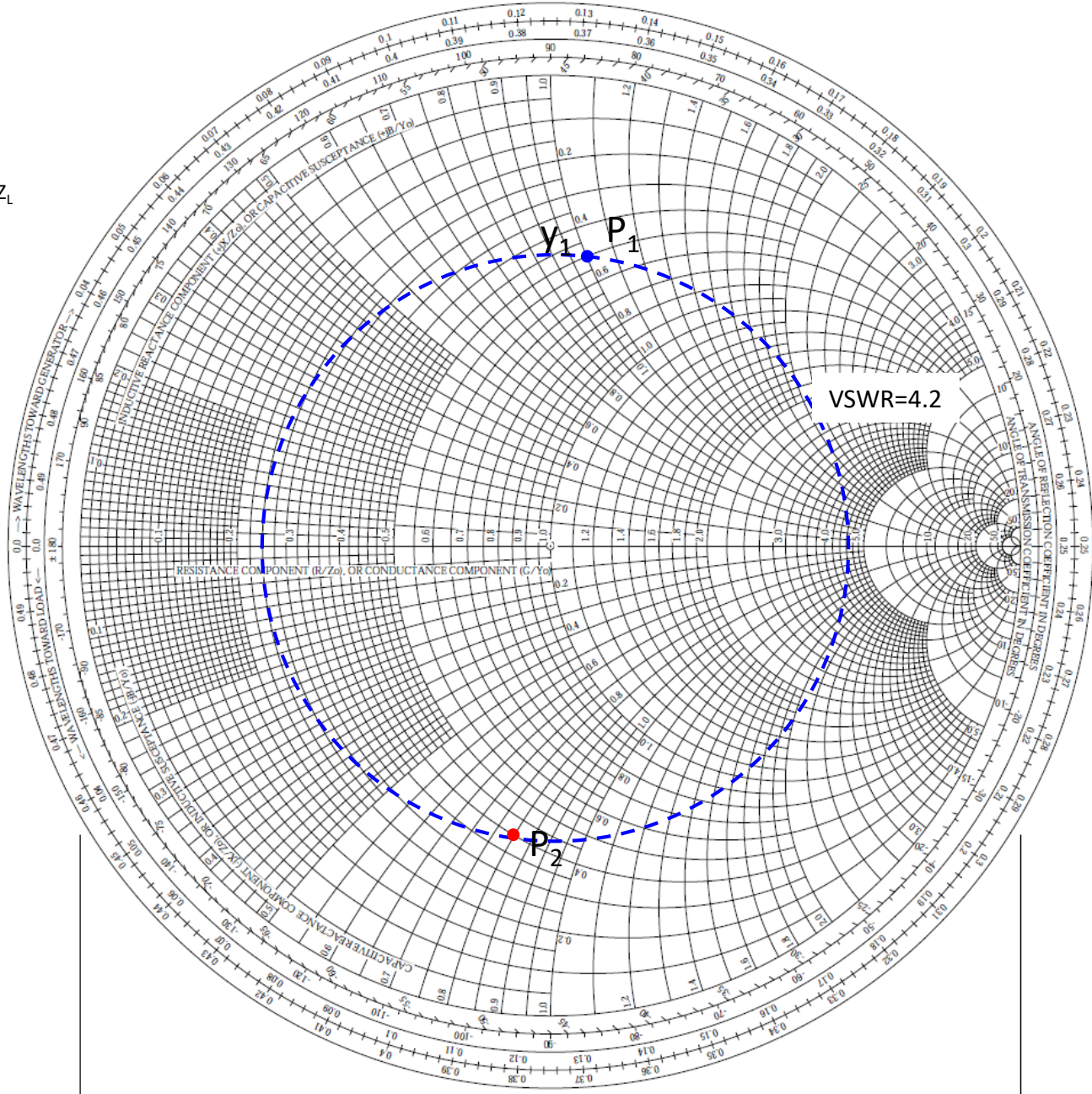
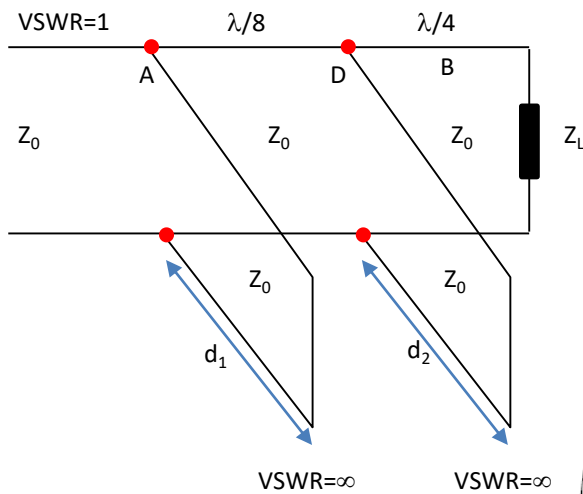
Resolvendo passo-a-passo

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



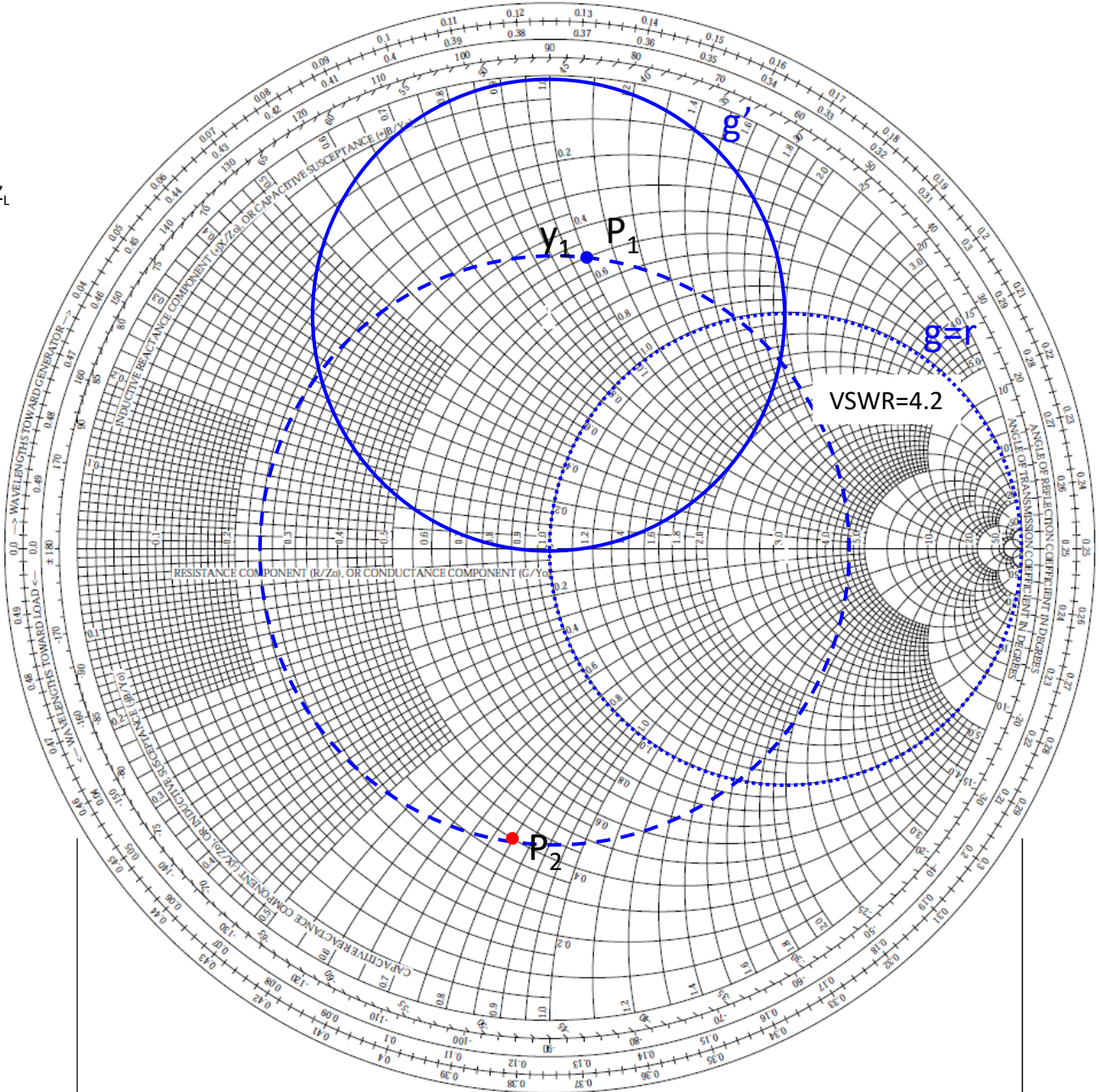
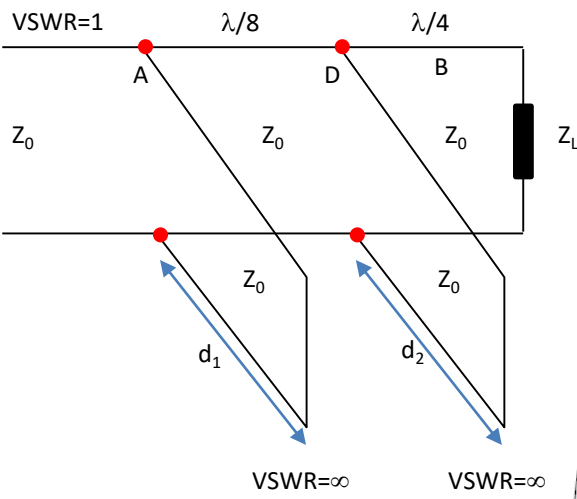
Resolvendo passo-a-passo

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



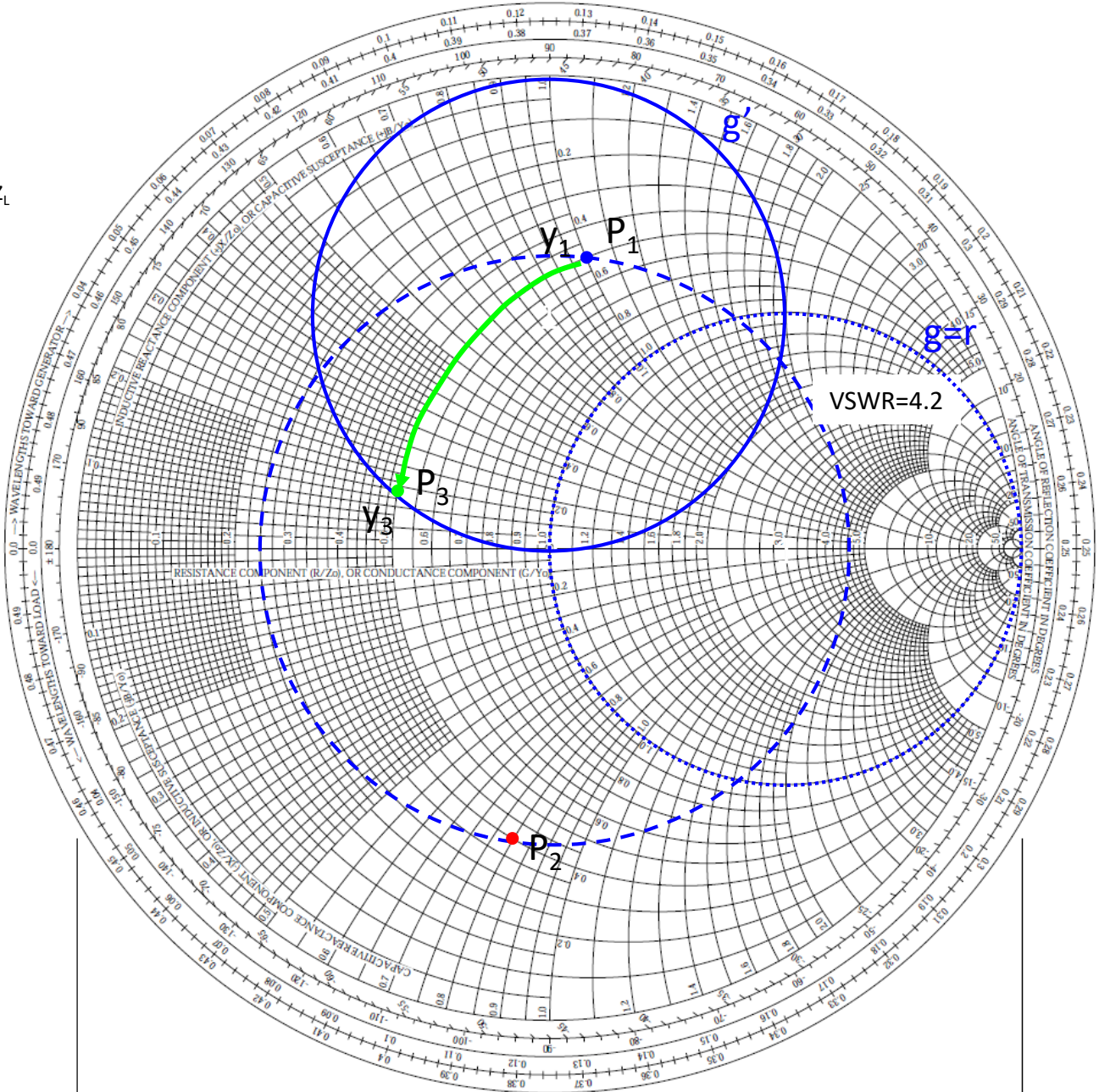
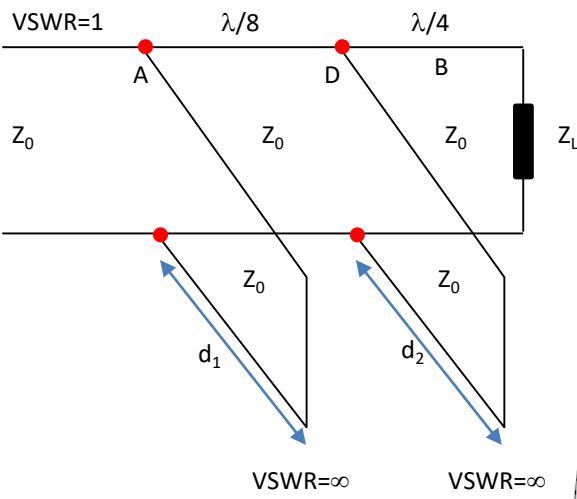
Resolvendo passo-a-passo

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



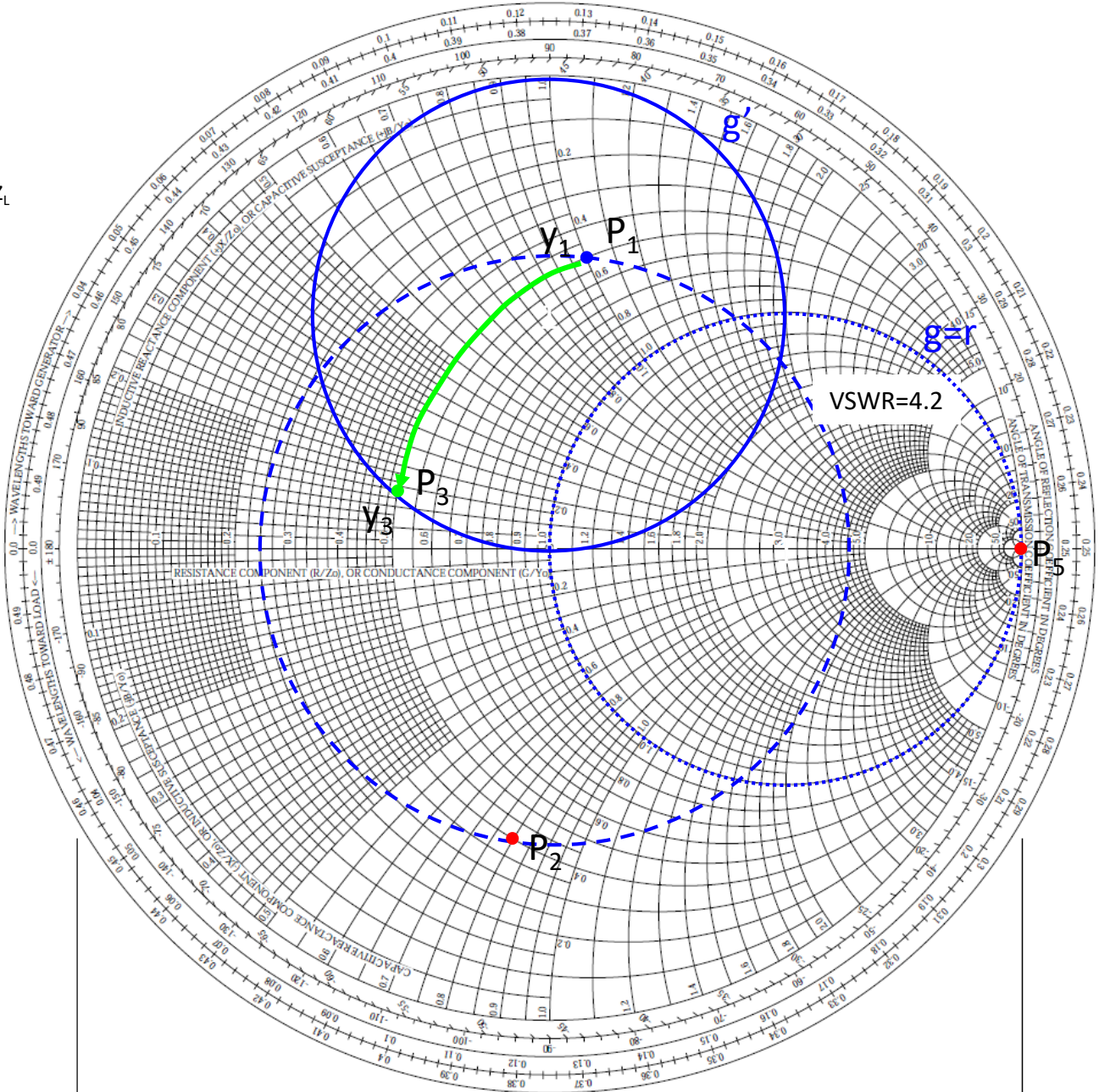
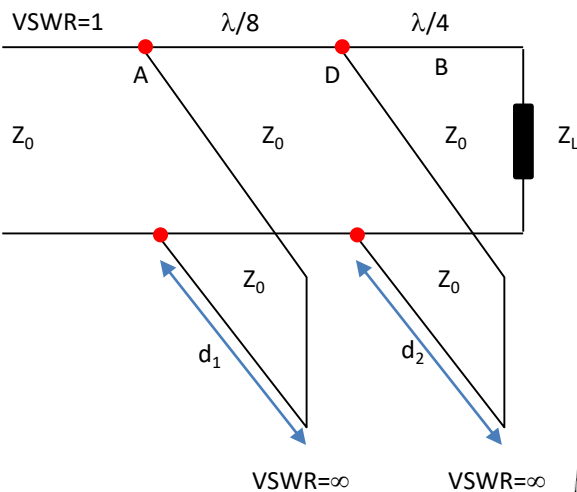
Resolvendo passo-a-passo

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



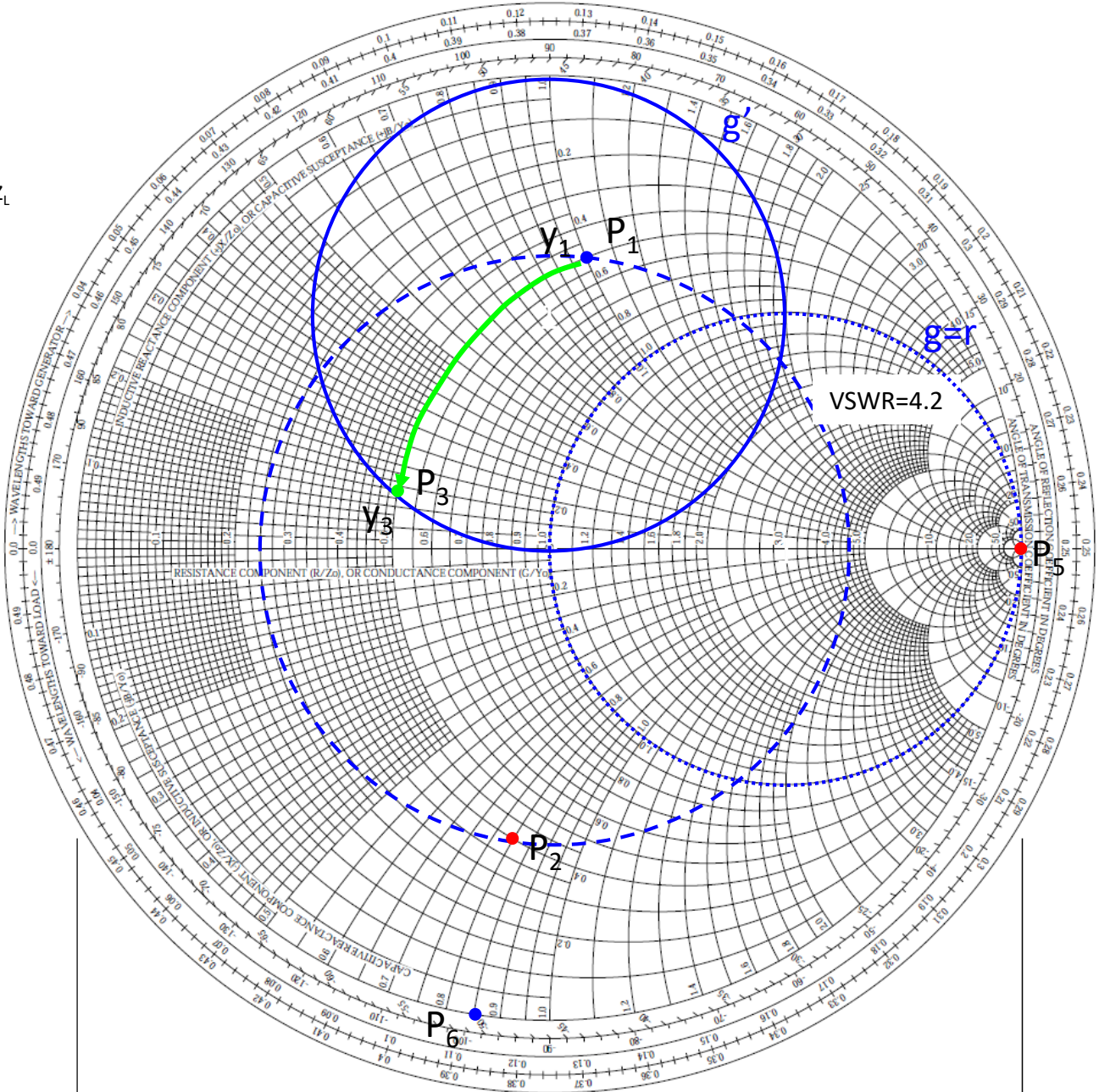
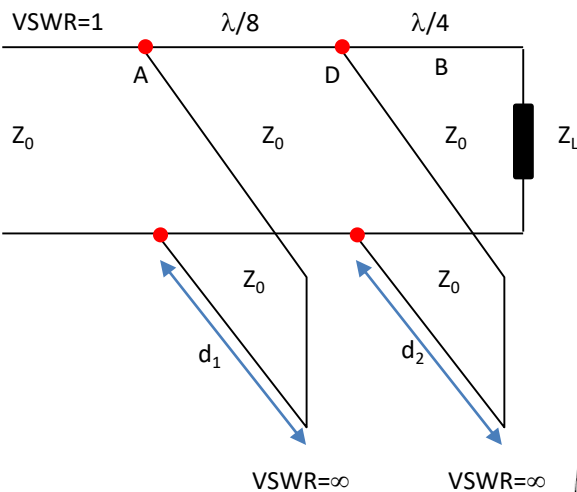
Resolvendo passo-a-passo

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



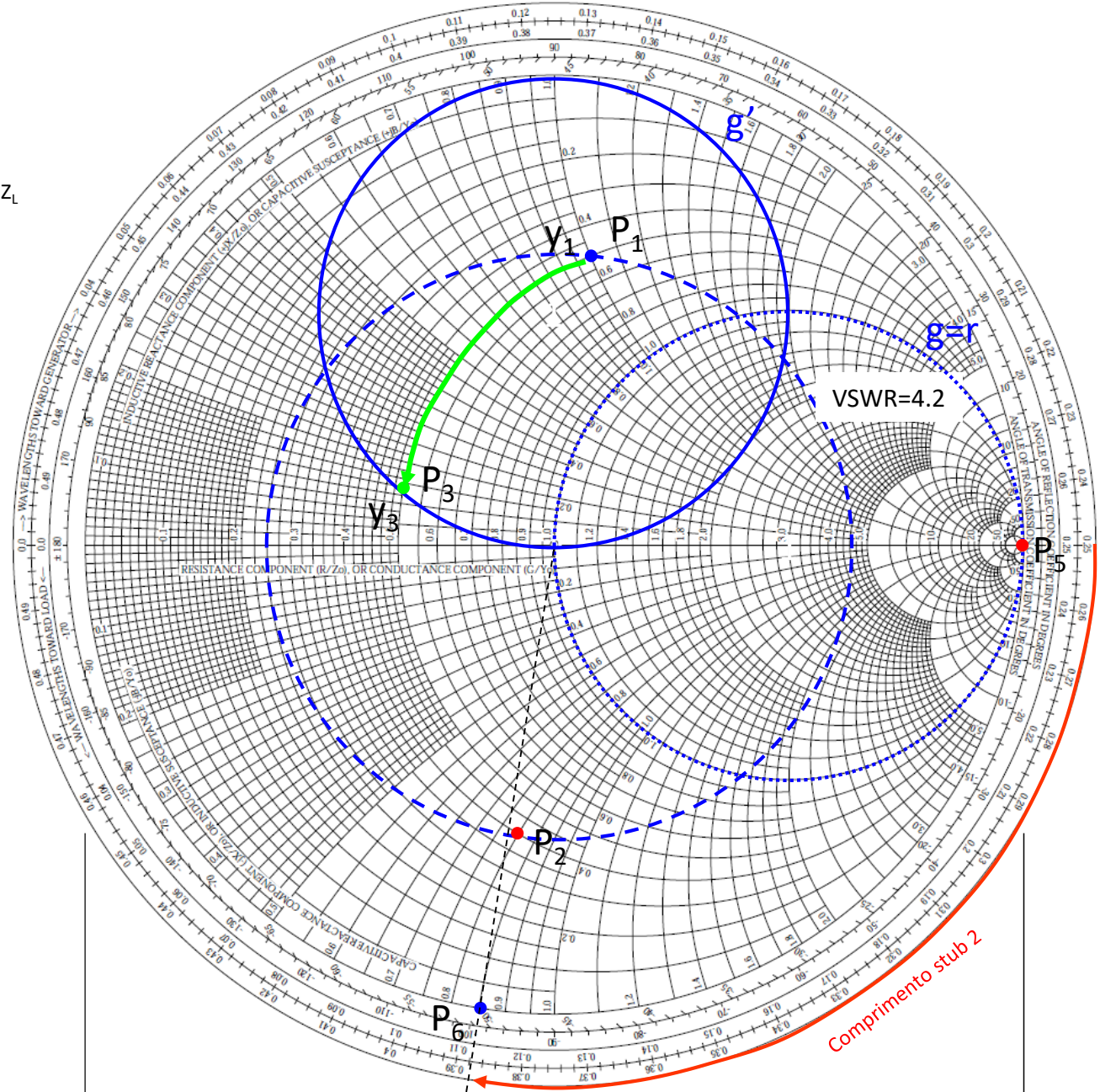
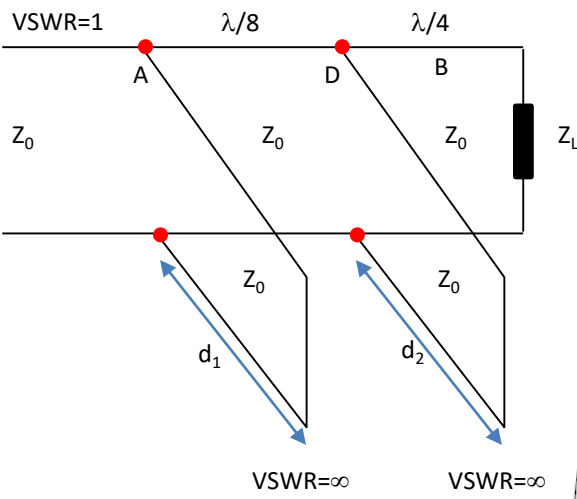
Resolvendo passo-a-passo

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



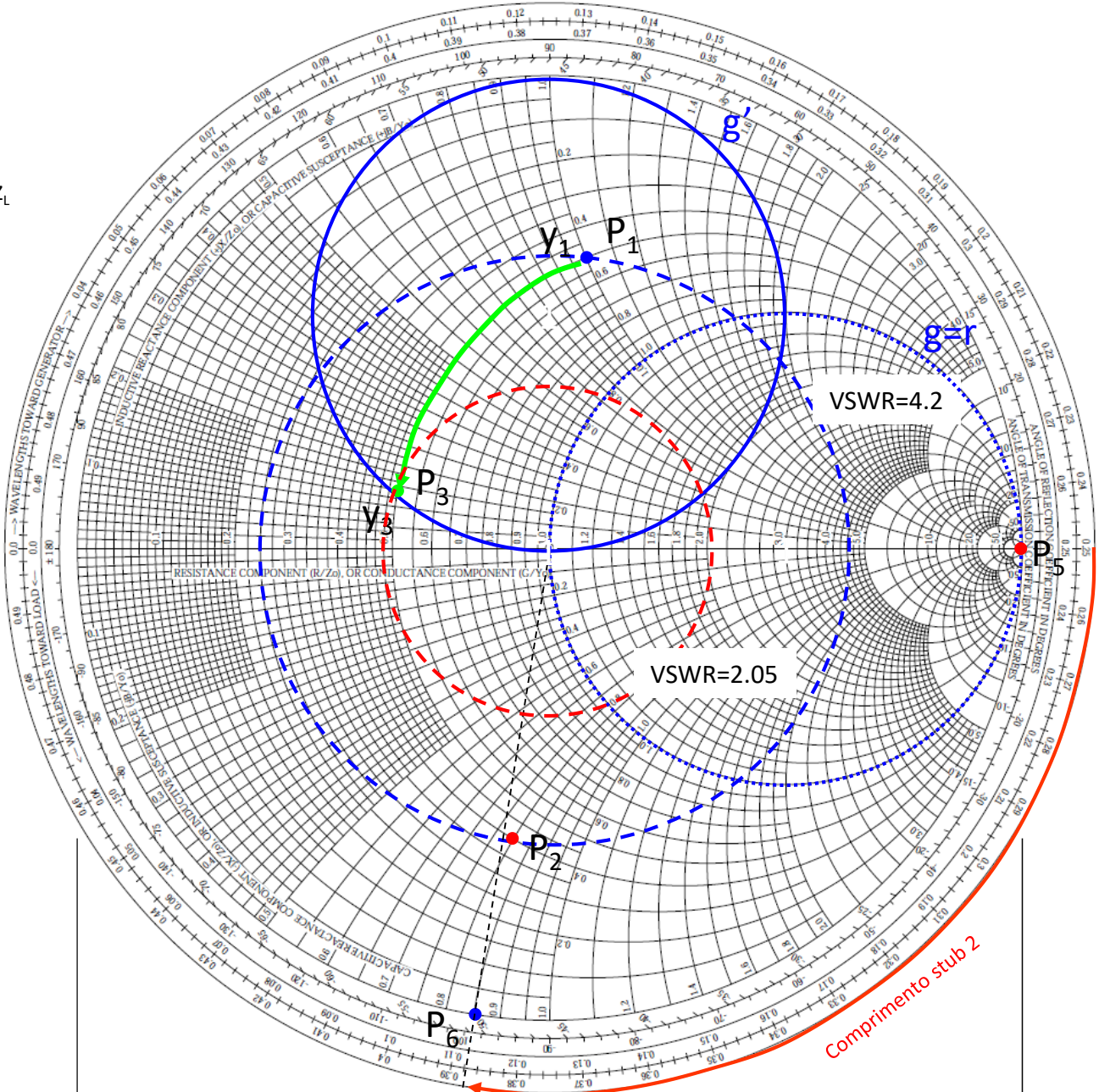
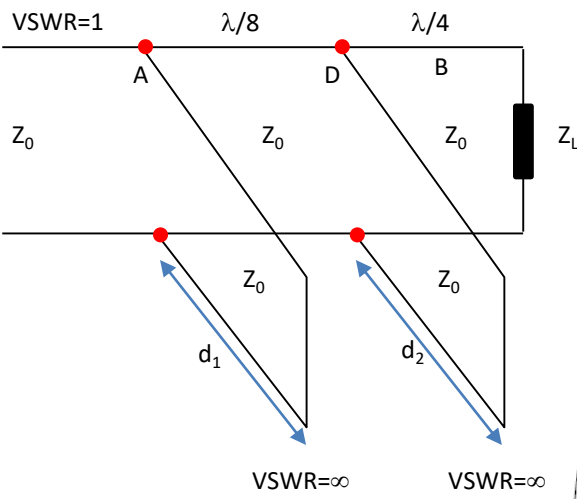
Resolvendo passo-a-passo

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



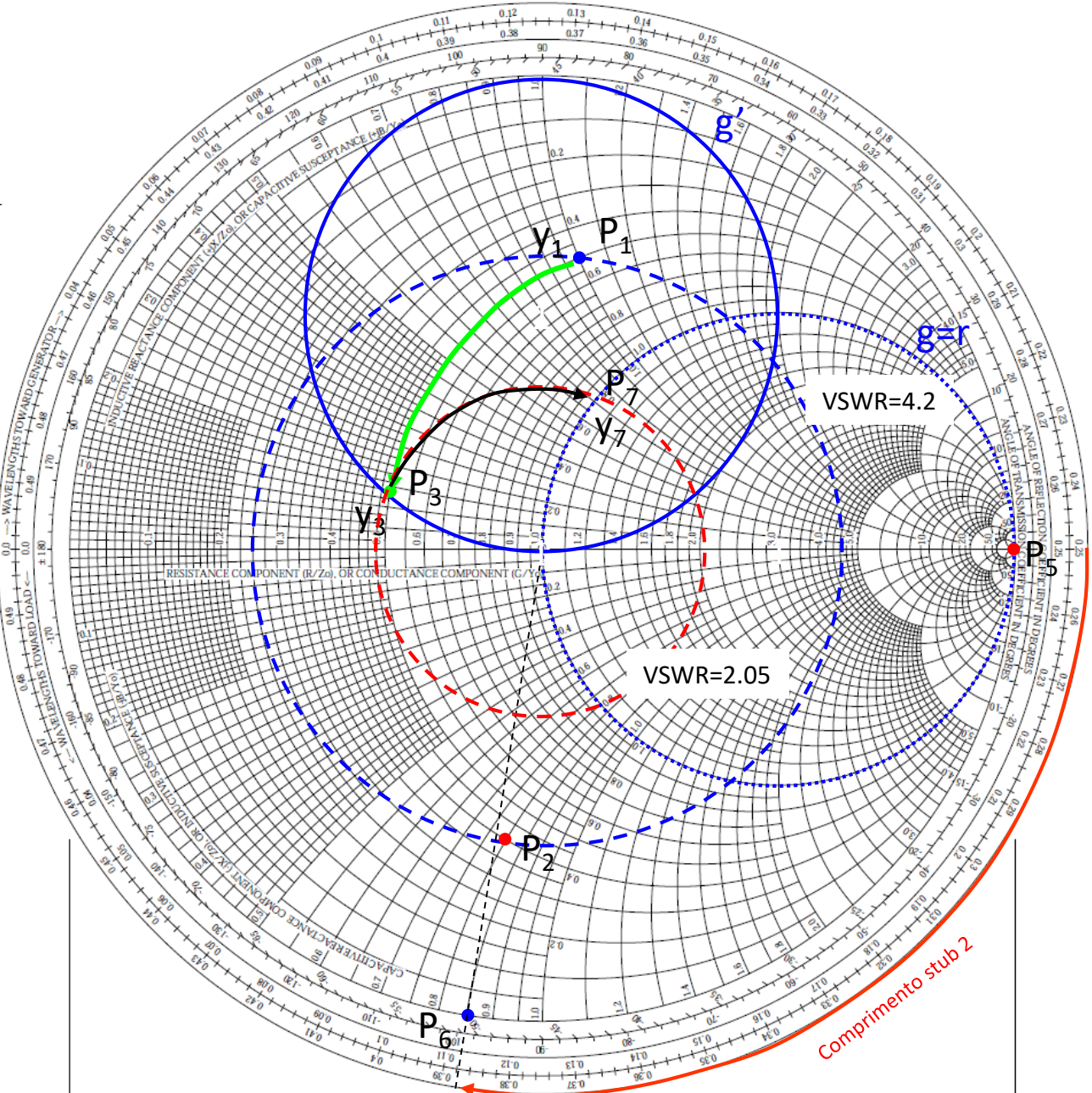
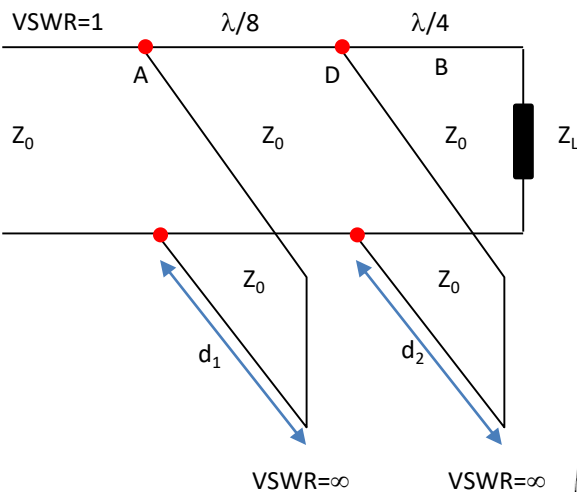
Resolvendo passo-a-passo

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



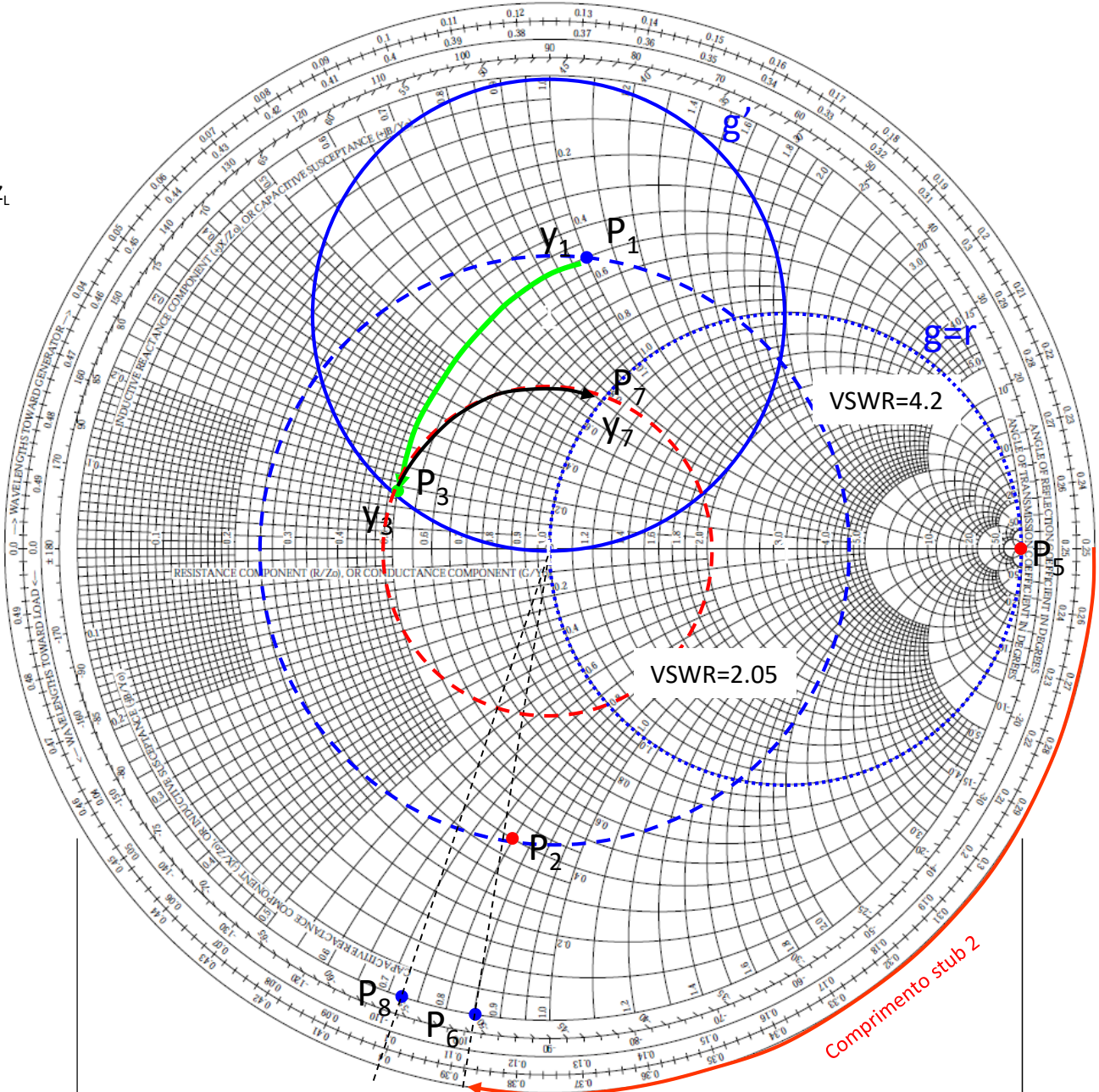
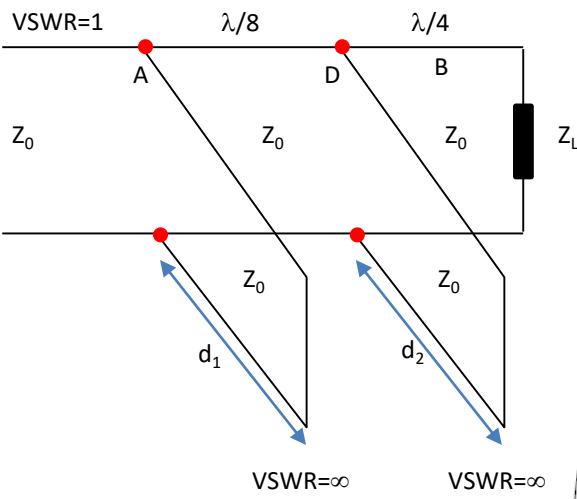
Resolvendo passo-a-passo

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



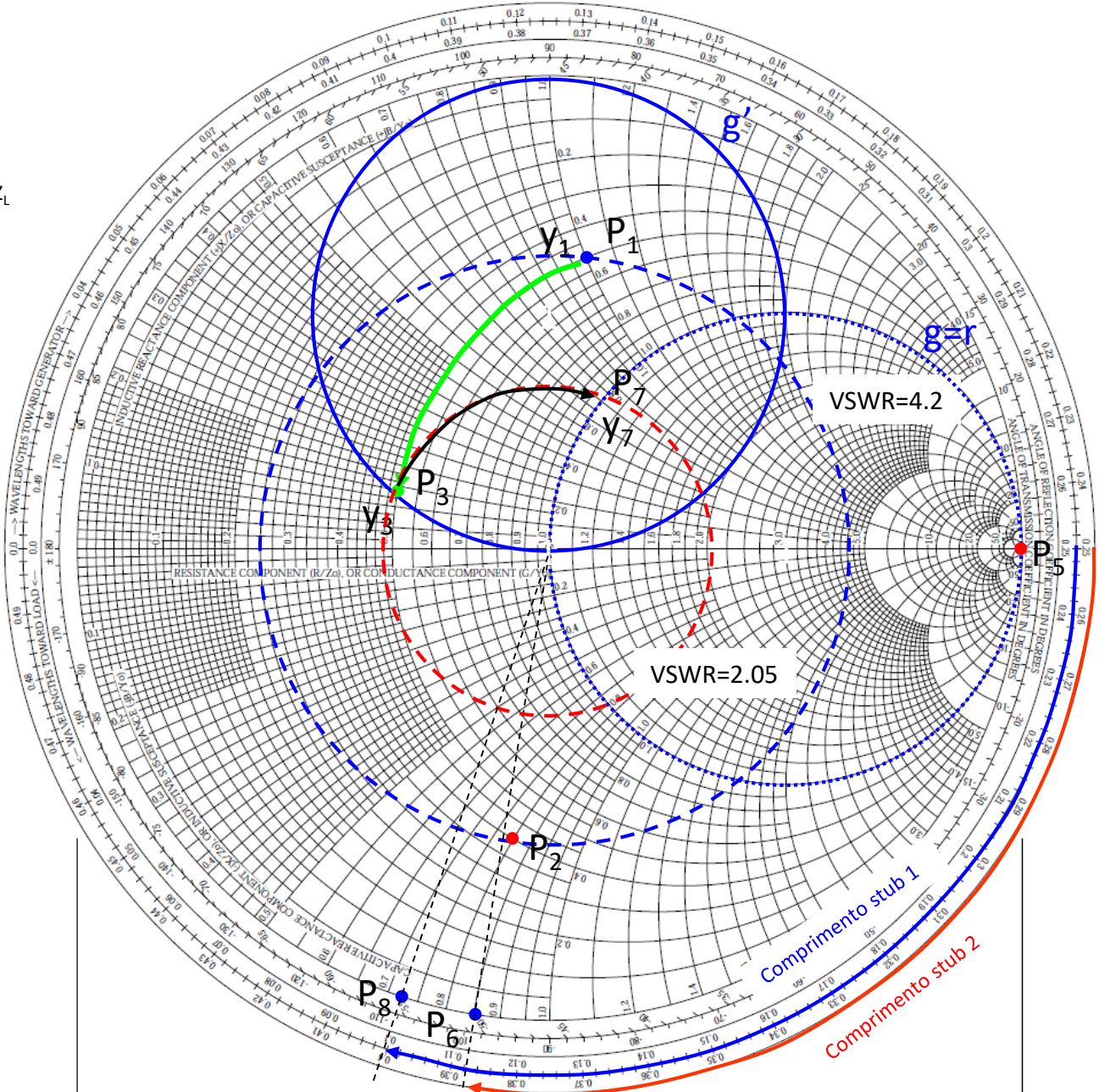
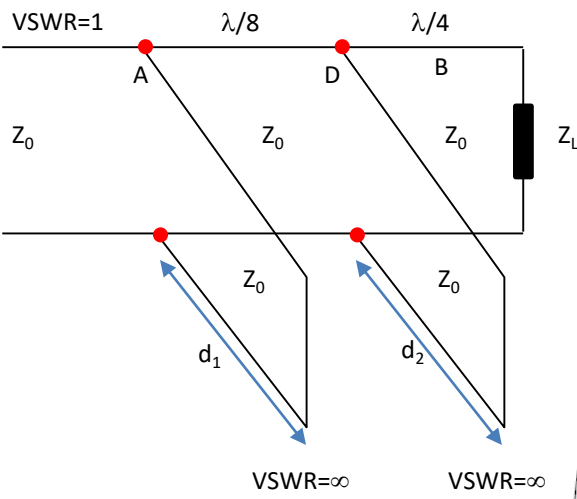
Resolvendo passo-a-passo

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



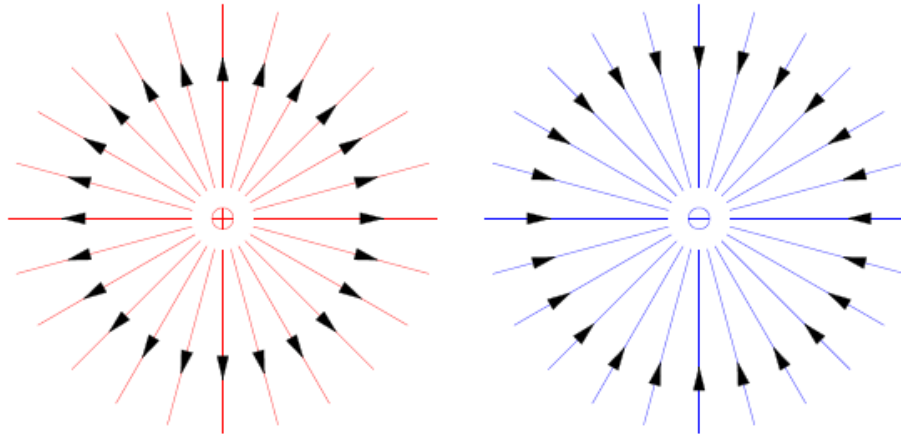
Resolvendo passo-a-passo

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)

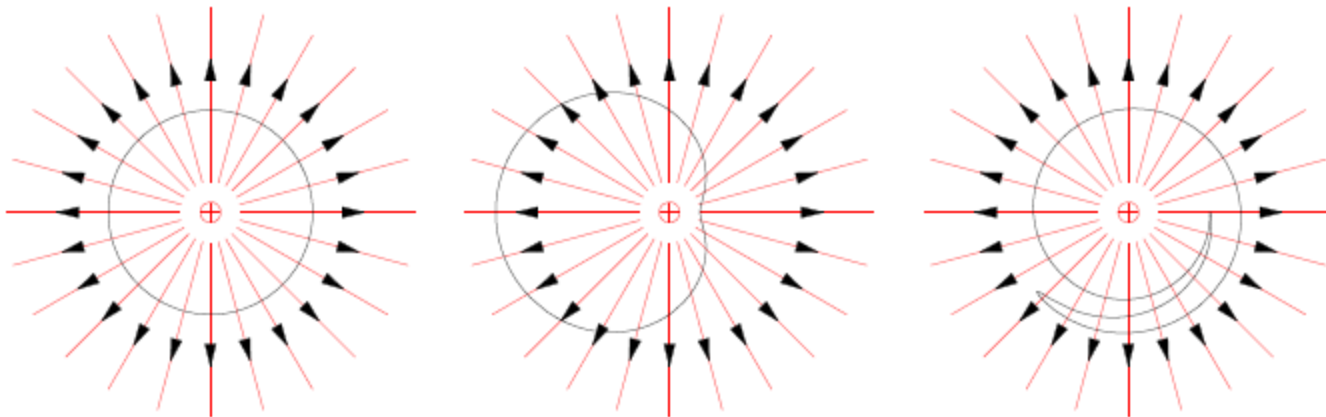


Resolvendo passo-a-passo

Significado geométrico do Teorema de Gauss

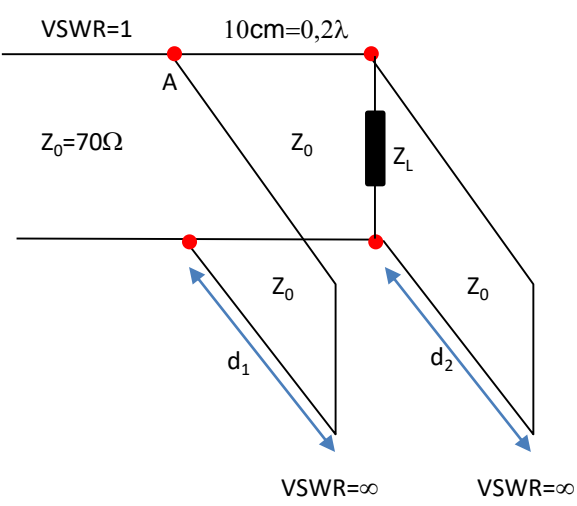


Esquerda: Linhas de campo elétrico devido a uma única carga pontual. Direita: Linhas apontam para uma singularidade quando se aproximam de uma carga.

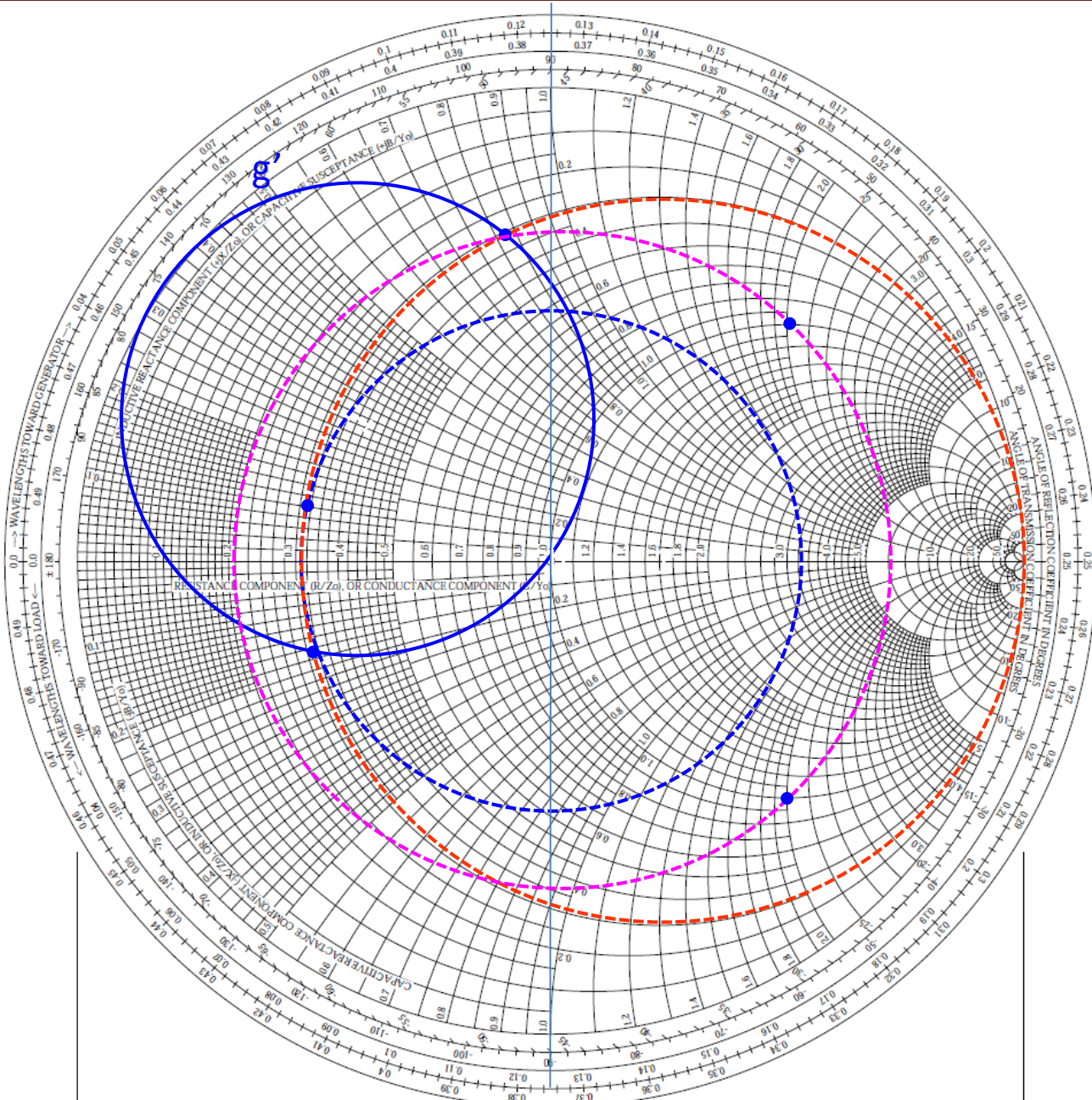


Significado geométrico do teorema de Gauss. O número total de linhas que cruzam a superfície (levando em conta o sinal) não muda contanto que a carga permaneça dentro.

Carta de Smith – Casamento de impedâncias (Dois Stubs)



P_1



Resolvendo passo-a-passo