

# 3ELE002 - Circuitos de Comunicação

## Unid.6 - Amplificadores de RF (Sintonizados e de Potência)

Autor: Prof. Dr. Taufik Abrão

2002

DEEL - Telecomunicações

## 1 3ELE002 - Circuitos de Comunicação (Teoria)

### 1.1 Conteúdo

1. Circuitos Ressonantes e Filtros
2. Osciladores de RF
3. Misturadores e conversores de frequência
4. Moduladores e Demoduladores AM
5. Moduladores e Demoduladores FM e PM
6. Amplificadores Sintonizados e de Potência de RF;
  - a. **Redes Adaptadoras de Impedância**
  - b. **Carta de Smith**
7. Multiplicadores de frequência.

DEEL - Telecomunicações

## 2 Redes Adaptadoras de Impedância (Adapt. Z)

⇒ Obter a MÁXIMA TRANSFERÊNCIA de ENERGIA da FONTE (s) → CARGA (L):

$$R_s + jX_L = R_s - jX_L$$

Esta condição evita reflexão de energia da carga para a fonte ⇒ transf. eficiente de energia  $s \rightarrow Load$

Exemplos:

- em geral, em um estágio amplificador de RF, a  $Z_{in} \neq Z_{out}$  ∴ em amplif. multistágio;
- saída do amplificador de potência final e a antena;
- saída do oscilador local e entrada do mixer ;
- entrada de qualquer receptor sensível: antena receptora e entrada do amplif. LNA.

∴ em qualquer sistema de RF, haverá sempre a necessidade de Adapt. Z quando se desejar interligar subsistemas (blocos)

- Métodos de Adaptação de Z:
  - numéricos.
  - auxiliado por carta de Smith.

DEEL - Telecomunicações

### 2.1 Transformação de Impedâncias (Revisão)

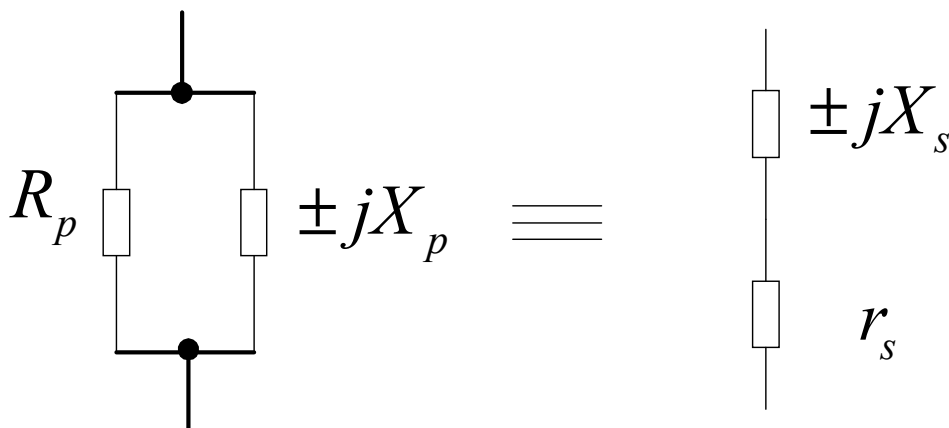


Fig.1. Equivalência  $Z_{paralela} \Leftrightarrow Z_{série}$ , válido para Banda Estreita

$$R_p = r_s (Q^2 + 1) \quad (1a)$$

$$X_p = X_s \left( \frac{1}{Q^2} + 1 \right) \quad (1b)$$

DEEL - Telecomunicações

onde

$$Q = \frac{R_p}{X_p} = \frac{X_s}{r_s} = \sqrt{\frac{R_p}{r_s} - 1} \quad ((2))$$

Idéia geral em uma rede Adpt. Z:

Forçar a  $Z_{Load}$  parecer-se com o complexo conjugado da  $Z_{source}$  Ex:

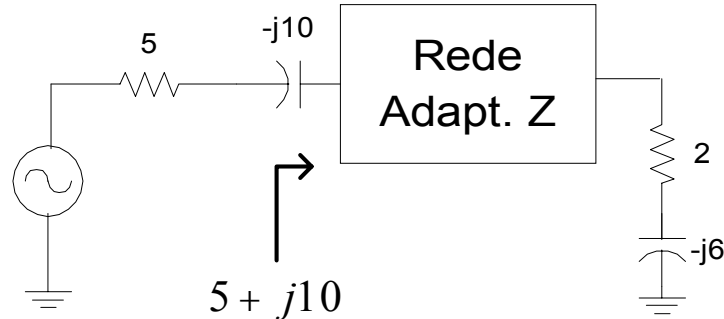


Fig.2. Exemplo de adaptação de impedância visando a máxima transferência de potência.

Nota: Adaptação acima só é válida para uma única freq:  $\Rightarrow$  **adaptação de Z em banda estreita**

- para outras freqs fora da freq central de casamento perfeito de Z, o casamento torna-se

DEEL - Telecomunicações

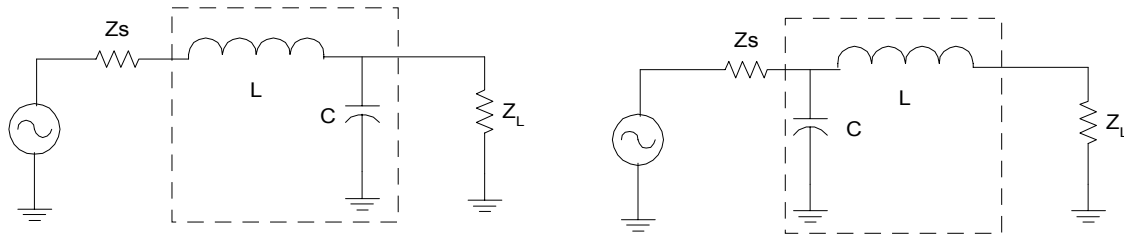
progressivamente pior e eventualmente inexistente.

- problema acentua-se em circuitos de banda larga.
  - No entanto, existem métodos que aumentam a largura de banda onde o casamento é quase perfeito
- Tipos de Redes Adapt. Z
  - rede **L** (2 elementos)
  - $\pi$ ; **T** (3 elementos)
  - outros mais sofisticados (elaborados), associando-se as redes acima, como por exemplo: filtro de 7 elementos, ...

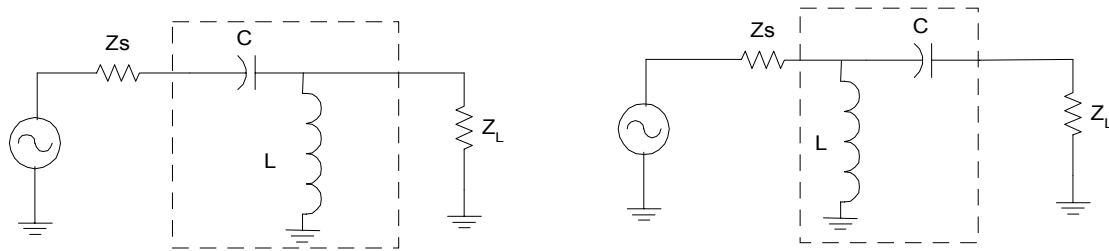
## 2.2 Rede L

- Mais simples das redes;
- largamente utilizada.
- 4 arranjos para rede L, figura 3: passa baixa e passa altas (LP e HP, respect)

DEEL - Telecomunicações



Rede L - Passa-Baixas (LP)



Rede L - Passa-Altas (HP)

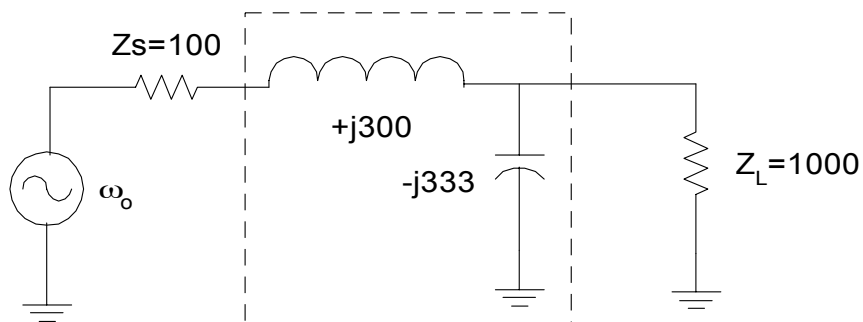
Fig.3. Topologias para Rede L

**Exemplo: Rede L: adaptação de  $Z_s = 100 \rightarrow Z_L = 1000$ , figura 4**

1. Caso não houvesse rede de adaptação de  $Z$ : perda de potência é de quase  $5dB$ . Mostre.
2. Na figura 5,  $Z_1$ , na freq de operação do circuito,  $\omega_0$ , pode ser obtida algebricamente como:

$$Z_1|_{\omega=\omega_0} = -j333 / / 1000 = \frac{-j333 \times 1000}{1000 - j333} = 315 / \underline{-71.58^\circ}$$

$$= 100 - j300 \text{ } [\Omega]$$

Fig.4. Rede de Adapt. de  $Z$  - tipo L

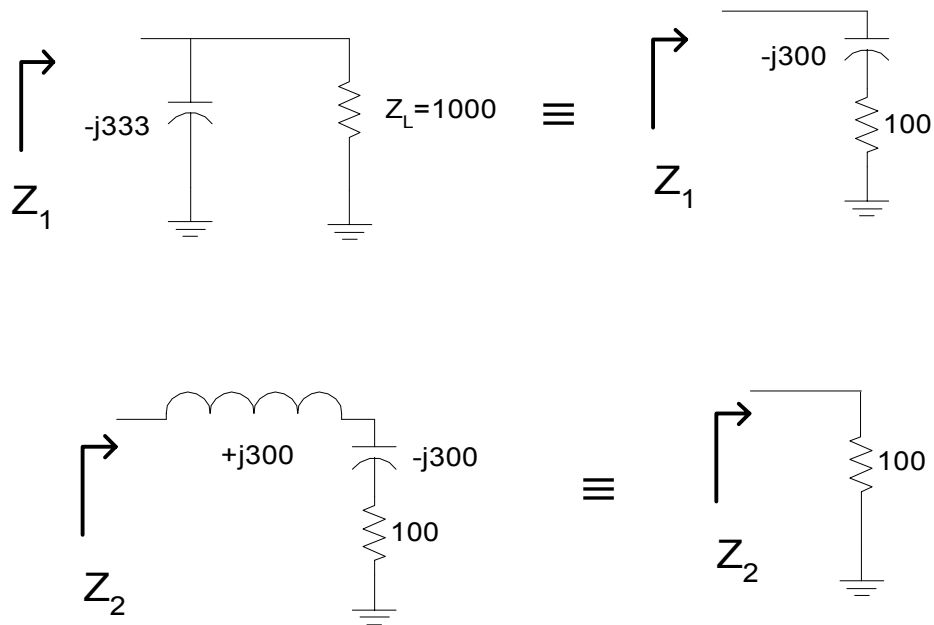


Fig.5. Equivalências na rede de Adapt. de Z - tipo L da figura 4

**Ainda:** a rede Adpt. Z pode ser facilmente projetada utilizando as relações de transformação de  $Z_{serie} \Leftrightarrow Z_{paral}$ , figura 1, resultando em:

DEEL - Telecomunicações

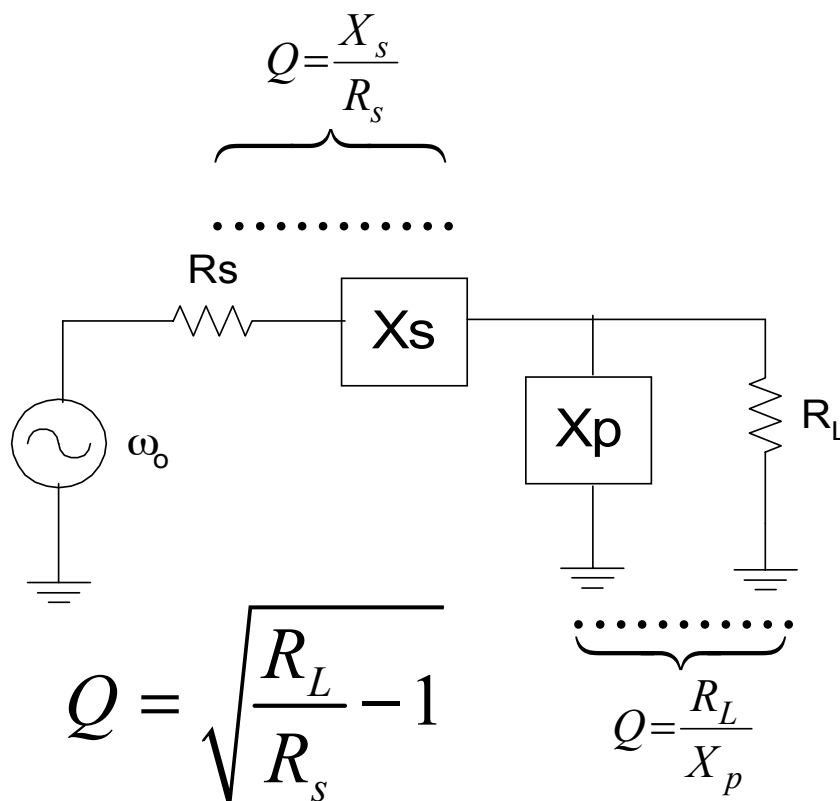


Fig.6. Parâmetros de projeto da rede L

DEEL - Telecomunicações

**Exercício 1** - Projete uma rede Adapt L para casar  $Z_s = 100\Omega$  com  $Z_L = 1000\Omega$  em 100MHz. Admita que a tensão DC deve também ser transferida da fonte para a carga.

Solução:

- rede L: indutor no ramo série (passa-baixas);
- utilizando as relações de transfo. de Z, eq ((1a)) e ((2)):

$$Q = \sqrt{\frac{1000}{100} - 1} = 3$$

- Determinando as reatância série:

$$X_s = Q \cdot R_s = 3 \times 100 = 300 \text{ (indutiva)}$$

- reatância paralela:

$$X_p = \frac{R_p}{Q} = \frac{1000}{3} = 333 \text{ (capacitiva)}$$

DEEL - Telecomunicações

- E para  $\omega_0 = 100MHz$ , resulta:

$$L = \frac{X_s}{\omega_0} = 477nH$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 X_p} = 4,8pF$$

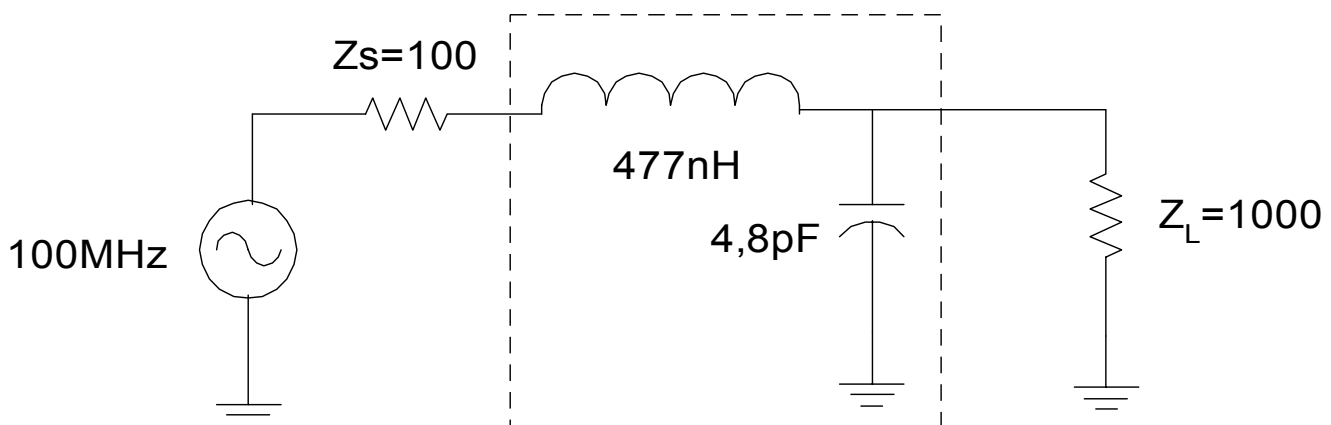


Fig.7. Rede L final

DEEL - Telecomunicações

## 2.3 Cargas e/ou Fontes como impedâncias Complexas

Quase sempre as impedâncias da fonte e carga (exemplo, saída de um estágio amplificador, linhas de transmissão, mixers, antenas, ...) apresentarão impedâncias complexas.

Quando Fonte ou Carga forem complexas, há duas abordagens para projeto de Redes Adapt. de Z: Absorção e Ressonância.

**Absorção:** Seja exemplo da figura 8:

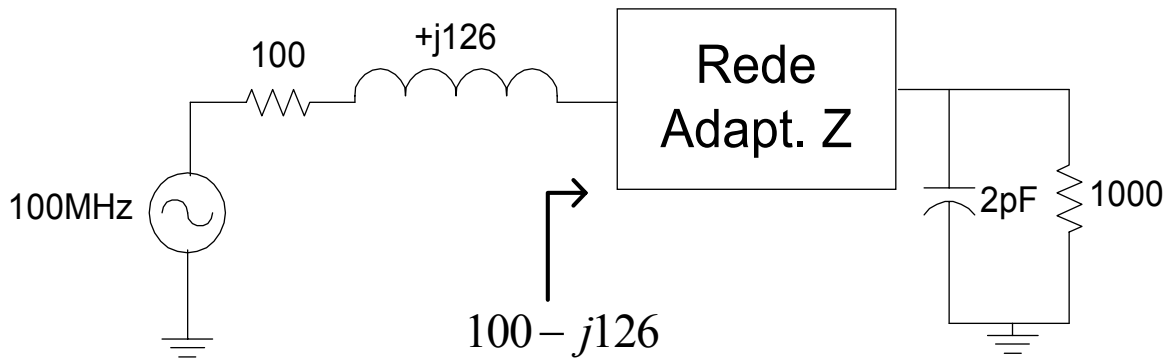


Fig.8. Adaptação de Z com fonte e carga complexas - Rede L

DEEL - Telecomunicações

**Toda e qualquer reatância indesejável (ou parasita), presente na Fonte ou na Carga, pode ser absorvida pela Rede Adapt. de Z.**

Etapas:

1. Obter o casamento de Z da parte real da  $Z_s$  ( $100\Omega$ ) à parte real da  $Z_L$  ( $1000\Omega$ ) na freq de 100MHz, ignorando as partes reativas da fonte e da carga;
  - o resultado já foi obtido anteriormente, figura 7.
2. utilizar uma rede Adapt Z tal que elementos indutivos devem ser colocados em série com a indutância indesejável e elementos capacitivos da rede em paralelo com a capacitância indesejável.
3. Absorver as reatâncias indesejáveis da carga e da fonte na rede de Adapt. de Z:
  - a. No exemplo, na Carga, são necessários  $4,8pF$  para casar a rede, figura 7. Como já existe a capacitância de  $2pF$ , disponível como reatância parasita de Carga, basta adicionar  $2,8pF$ ;
  - b. De forma análoga, na Fonte, a rede Adapt. de Z requer indutância total de  $477nH$ , figura 7: já está disponível na Fonte,  $+j126$  ou  $L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{126}{2\pi \times 10^8} = 200nH$ . Portanto, basta adicionar  $477 - 200 = 277nH$  em série, figura 9.

DEEL - Telecomunicações

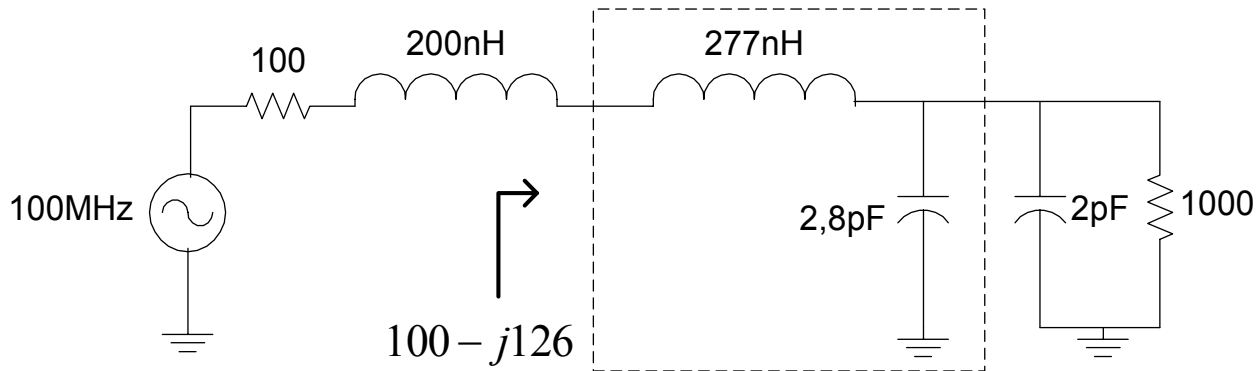


Fig.9. Rede de Adapt. de Z final para fonte e carga complexas - Método de Absorção.

**Ressonância:** Toda e qualquer reatância indesejável (ou parasita), presente na Fonte ou na Carga, pode ressoar com uma reatância igual e de natureza oposta, presente na Rede Adapt. de Z.

Seja o projeto de uma rede Adapt. Z tal que a componente DC, eventualmente presente na Fonte, possa ser bloqueada para a carga e freq de operação de  $75MHz$ , figura 10. Adote abordagem de ressonância.

DEEL - Telecomunicações

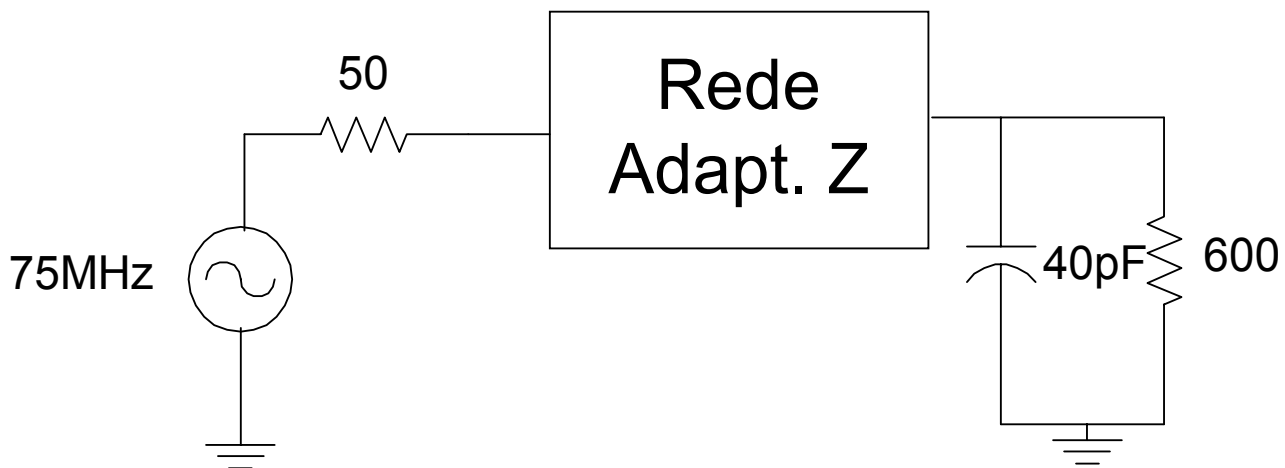


Fig.10. Carga Complexa - Rede Adapt. de Z utilizando método de ressonância

- A topologia da Rede L adotada deve ser passa altas, figura 3.
- O indutor necessário para ressoar em paralelo com  $40pF$  na carga será:

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_L} = \frac{1}{(2\pi \times 75 \times 10^6)^2 \times 40 \times 10^{-12}} = 112,6nH$$

DEEL - Telecomunicações



- O problema se reduz agora a casar  $Z_s = 50 \rightarrow Z_L = 600$  (aparente):

$$Q = \sqrt{\frac{600}{50}} - 1 = 3,32$$

$$X_{serie} = QR_s = 3,32 \times 50 = 166\Omega$$

$$X_P = \frac{R_P}{Q} = \frac{600}{3,32} = 181\Omega$$

Portanto, para  $f = 75MHz$ , os valores são, figura 11.a:

$$C = \frac{1}{2\pi f X_{serie}} = 12,78pF$$

$$L = \frac{X_p}{2\pi f} = 384nH$$

O circuito pode ser simplificado, gerando a versão final na figura 11.b:

$$L_{equiv} = \frac{384 \times 112,6}{384 + 112,6} = 87nH$$

DEEL - Telecomunicações

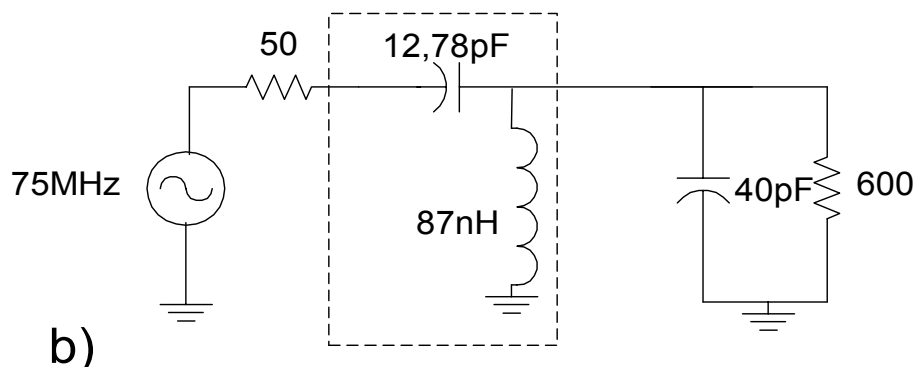
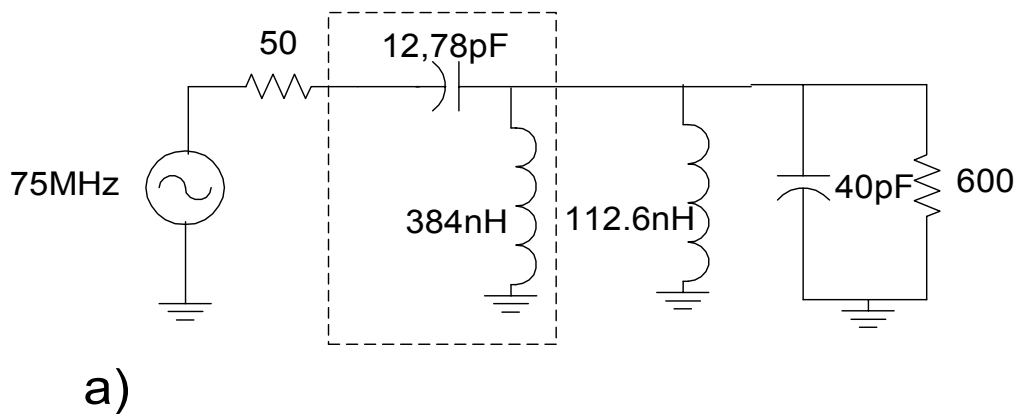


Fig.11. (a) Circuito após casamento de impedância; (b) Circuito Final

DEEL - Telecomunicações

## 2.4 Rede 2 elementos × Rede 3 elementos

- Fator de qualidade em redes L está definido (fixo) pela relação de  $\frac{R_L}{R_S} \rightarrow$  : não há liberdade de escolha para o índice de qualidade (problemas no projeto de redes de banda estreita)
- As redes de 3 elementos (rede  $\pi$  e T) permitem obter adaptação de Z de banda estreita com alto Q
- mínimo Q disponível com redes de 3 elementos = Q rede L (fixo)

## 2.5 Rede $\pi$

- associação de 2 redes L "back-to-back" configuradas para casar fonte à carga através de um resistor "virtual", figura 12.
- $-X_{s1}$  indica reatância de natureza oposta a  $X_{p1}$ , isto é se  $X_{p1}$  representa uma reatância capacitiva, e  $X_{s1}$  indica uma reatância indutiva. idem em relação a  $-X_{s2}$  e  $X_{p2}$ .

DEEL - Telecomunicações

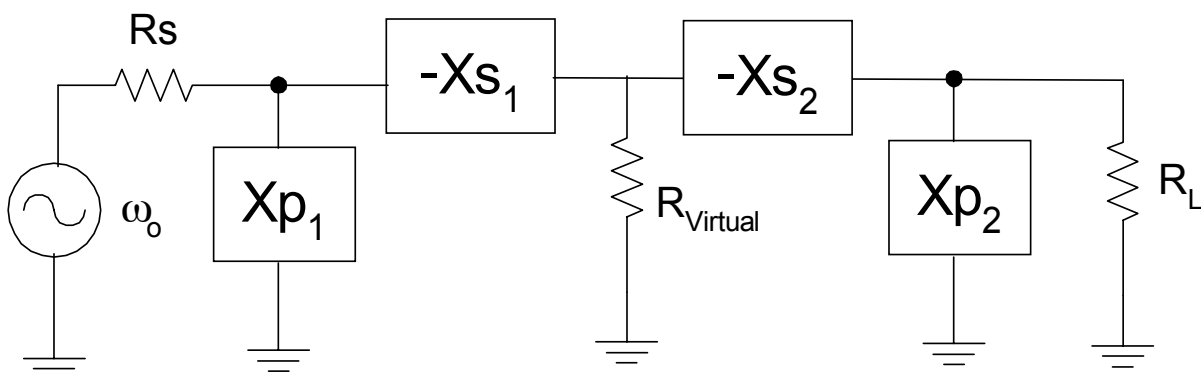


Fig.12. Rede  $\pi$  como associação de duas redes L.  $-X_{s1}$  indica reatância oposta a  $X_{p1}$  e  $-X_{s2}$  idem em relação a  $X_{p2}$ .

### 2.5.1 Projeto da rede $\pi$

- Projeto semelhante ao da rede L
- Resistência **Virtual**:  $R_V < \min \{R_S; R_L\}$  ;
- $R_V$  deve ser definido em função do Q carregado desejável da rede:

$$Q^{rede-\pi} \simeq \sqrt{\frac{R_H}{R_V} - 1}$$

DEEL - Telecomunicações

onde:  $R_H = \max\{R_s; R_L\}$

- Seja exemplo de adaptar  $100\Omega$  da fonte  $\rightarrow$  carga de  $1000\Omega$  com Q carregado  $Q^{rede\_ \pi} = 15$

### 2.5.2 Passos:

**Rede L – carga** ( $R_{serie} \rightarrow R_{Virtual}$ )

$$R_{Virtual} = \frac{R_H}{[Q^{rede\_ \pi}]^2 + 1} = \frac{1000}{226} = 4,42\Omega$$

$$X_{p2} = \frac{R_p}{Q_p} = \frac{R_L}{Q^{rede\_ \pi}} = \frac{1000}{15} = 66,7\Omega$$

$$X_{s2} = Q \times R_{Serie} = Q^{rede\_ \pi} \times R_{Virtual} = 15 \times 4,42 = 66,3\Omega$$

**Rede L – fonte** ( $Q^{rede\_ L\_ source}$  definido por  $R_s$  e  $R_{Virtual}$ ):

$$Q^{rede\_ L\_ source} = \sqrt{\frac{R_s}{R_V} - 1} = \sqrt{\frac{100}{4,42} - 1} = 4,6$$

DEEL - Telecomunicações

Aqui, o resistor da fonte,  $R_s$ , (quando visto a partir do ponto de  $R_{Virtual}$ ) deve ser considerado em paralelo com  $X_{p1}$ , assim:

$$X_{p1} = \frac{R_p}{Q^{rede\_ L\_ source}} = \frac{R_s}{Q^{rede\_ L\_ source}} = \frac{100}{4,6} = 21,7\Omega$$

$$X_{s1} = Q^{rede\_ L\_ source} \times R_{Serie} = Q^{rede\_ L\_ source} \times R_{Virtual} = 4,6 \times 4,42 = 20,3\Omega$$

Rede  $\pi$  resultante, figura 13:

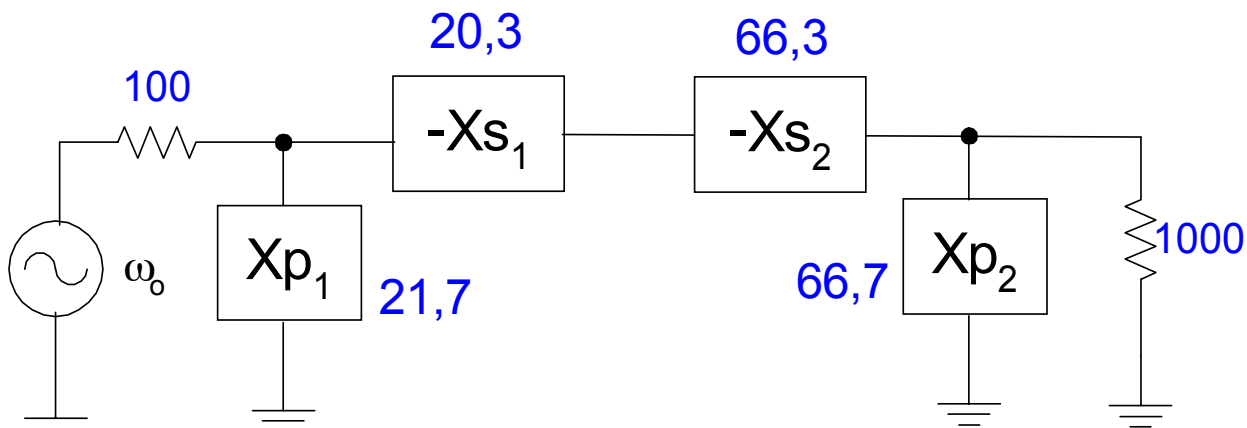
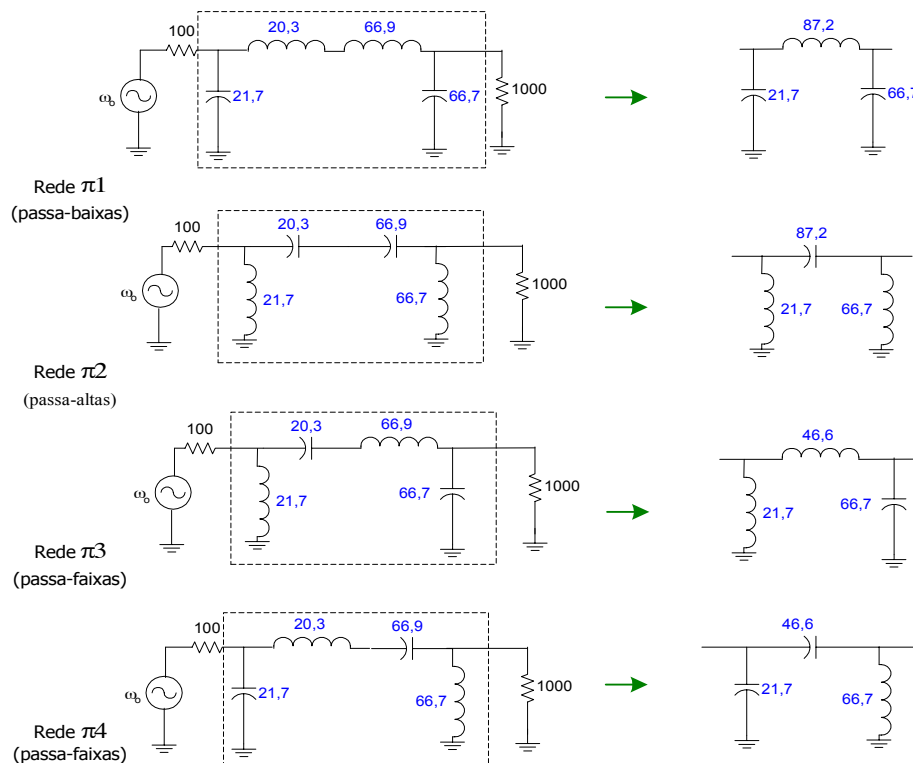


Fig.13. Reatâncias para a rede  $\pi$

- $X_{p1}$ ;  $X_{p2}$ ;  $X_{s1}$ ;  $X_{s2}$  podem ser reatâncias capacitivas ou indutivas, desde que
- $X_{p1}$  seja uma reatância oposta a  $X_{s1}$
- $X_{p2}$  seja uma reatância oposta a  $X_{s2}$ 
  - $\Rightarrow$  resultam redes  $\pi$  equivalentes, figura 14.
  - $\Rightarrow$  escolha de uma particular topologia de rede  $\pi$  depende:
    1. necessidade de passar ou bloquear a componente DC,
    2. necessidade de filtragem de harmônicos.

### 2.5.3 Implementação - Rede $\pi_1$ ; $\pi_2$ ; $\pi_3$ ; $\pi_4$ , figura 14

Fig.14. Equivalência de redes: duplo  $L \rightarrow \pi$

## 2.6 Rede T

- projeto da rede T segue as mesmas etapas do projeto de uma rede  $\pi$ ;
- deve-se adaptar a impedância da fonte à da carga via  $R_{Virtual}$
- Resistência **Virtual** na **rede T**:  $R_V > \max \{R_s; R_L\}$

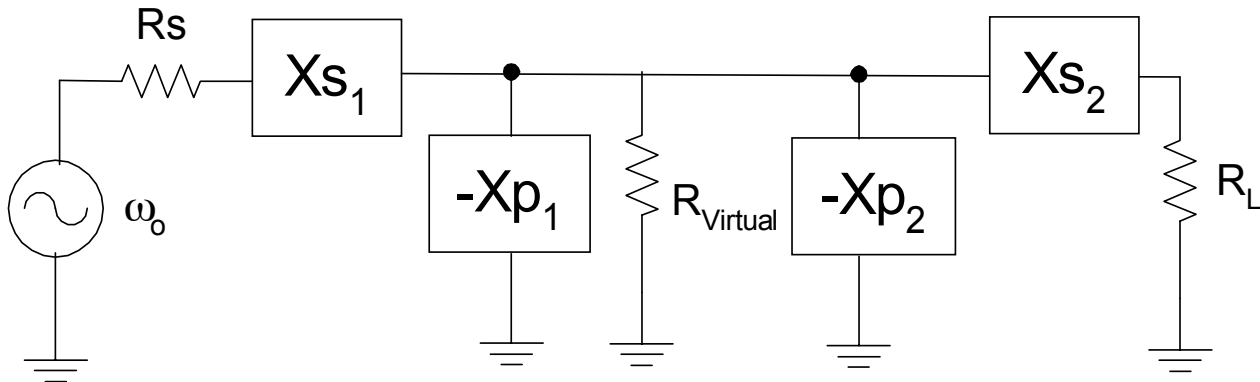


Fig.15. Rede T como duas redes L "back-to-back"

- Rede utilizada para adaptar duas impedâncias de baixo valor associado à necessidade de acoplamento em banda estreita (alto  $Q$ )

DEEL - Telecomunicações

- $Q$  carregado da rede T é determinado pela seção L de maior  $Q$  (isto ocorre na terminação da seção L que tiver o menor resistor série de terminação, isto é  $R_{small} = \min \{R_s; R_L\}$ , figura 15:

$$Q^{rede-T} \simeq \sqrt{\frac{R_V}{R_{small}} - 1} \quad ((3))$$

### 2.6.1 Exemplo: Implementação - Rede T1; T2; T3 e T4, figura 16

A partir da figura 15, pode-se obter 4 diferentes redes para adaptar  $Z_s = 10$  a  $Z_L = 50\Omega$ . Cada uma das redes deve ter índice de qualidade carregado igual a 10.

### 2.6.2 Passos:

- Resistência virtual; da equação (3):

$$R_V = R_{small} \left[ (Q^{rede-T})^2 + 1 \right] = 10 \left[ 10^2 + 1 \right] = 1010\Omega$$

- Reatância série e paralela da rede L da Fonte:

$$X_{s1} = Q^{rede-T} \times R_s = 10 \times 10 = 100\Omega$$

$$X_{p1} = \frac{R_V}{Q^{rede\_T}} = \frac{1010}{10} = 101\Omega$$

### 3. Fator Qualidade da rede L de Carga

$$Q^{rede\_T\_Load} \simeq \sqrt{\frac{R_V}{R_L} - 1}$$

$$= \sqrt{\frac{1010}{50} - 1} = 4,4$$

### 4. Reatância série e paralela da rede L da Carga:

$$X_{s2} = Q^{rede\_T\_Load} \times R_L = 4,4 \times 50 = 220\Omega$$

$$X_{p2} = \frac{R_V}{Q^{rede\_T\_Load}} = \frac{1010}{4,4} = 230\Omega$$

### 5. Figura 16 mostra 4 possíveis implementações passa-baixas e passa-faixas para a rede T de adaptação de impedância. Note que a reatância equivalente do ramo central para o GND nas redes T3 e T4 é dada por:

$$X_{eq} = \frac{X_{cap} \times X_{Ind}}{X_{cap} - X_{Ind}} \quad ((4))$$

DEEL - Telecomunicações

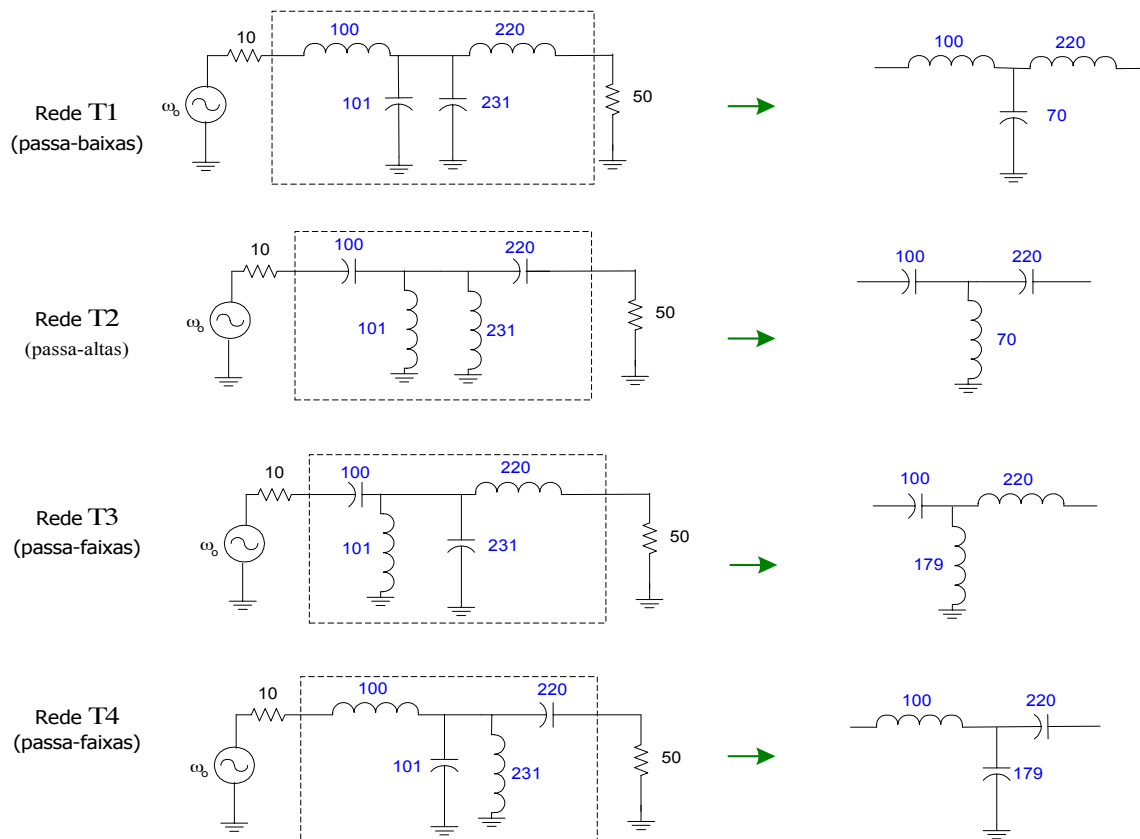


Fig.16. Equivalência de Redes T

DEEL - Telecomunicações

### 3 Redes de Adaptação de Z de Banda Larga (2 ou mais redes L em série)

- Uma vez que em uma rede L, definido  $R_s$  e  $R_L$ ,  $\Rightarrow$  fica determinado o índice de qualidade carregado da rede
- rede  $\pi$  e T:  $Q_{Loaded}$  é independente de  $R_s$  e  $R_L$ , porém sempre maior que o  $Q$  disponível na rede L (portanto são ótimas para circuitos banda estreita)
- Para adaptação de Z em circuitos de **Banda Larga**, usa-se **duas (ou mais) Redes L em cascata (ou série)**, figura 17

Características:

- Resistor Virtual,  $R_V$ , está no ramo paralelo em uma das redes L e simultaneamente atua no ramo série da outra rede L.
- valor de  $R_V$  :

$$R_{\min} < R_V < R_{\max}$$

com:

$$R_{\min} = \min \{R_s; R_L\}$$

$$R_{\max} = \max \{R_s; R_L\}$$

DEEL - Telecomunicações

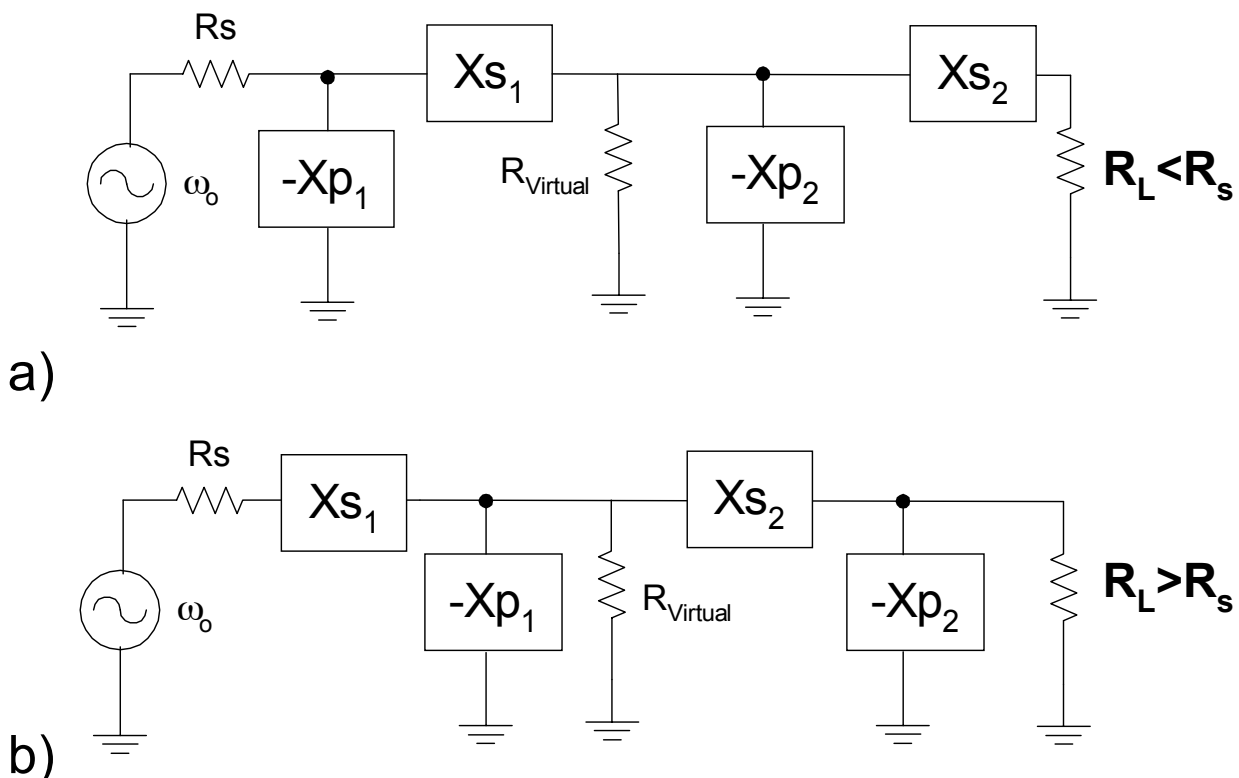


Fig.17. Redes Banda Larga (baixo Q): composição de duas redes L em série (ou cascata); a)  $R_L < R_s$ ; b)  $R_L > R_s$

- índice de Qualidade Carregado da rede WBand:

$$Q^{rede\_WBand} < Q^{rede\_L}$$

$$Q^{rede\_WBand} < Q^{rede\_π} \text{ ou } Q^{rede\_T}$$

- valor de  $Q^{rede\_WBand}$  :

$$Q^{rede\_WBand} \simeq \sqrt{\frac{R_V}{R_{\min}} - 1} = \sqrt{\frac{R_{\max}}{R_V} - 1} \quad ((5))$$

onde:

- **Máxima Banda de passagem** (mínimo Q) em uma rede WBand (duplo L) obtida quando:

$$R_V = \sqrt{R_s \times R_L} \quad (\text{média geométrica}) \quad ((6))$$

Caso uma rede com maior BW seja necessário  $\implies$  mais redes L devem ser cascadeadas, com  $R_V$  entre cada rede L. **BW ótima** é obtida caso a razão entre cada par de resistências virtuais sucessivas seja igual:

$$\frac{R_{V_1}}{R_{\min}} = \frac{R_{V_2}}{R_{V_1}} = \dots = \frac{R_{\max}}{R_{V_n}}$$

Veja topologia para a rede WBand de 3 seções L na figura 18.

DEEL - Telecomunicações

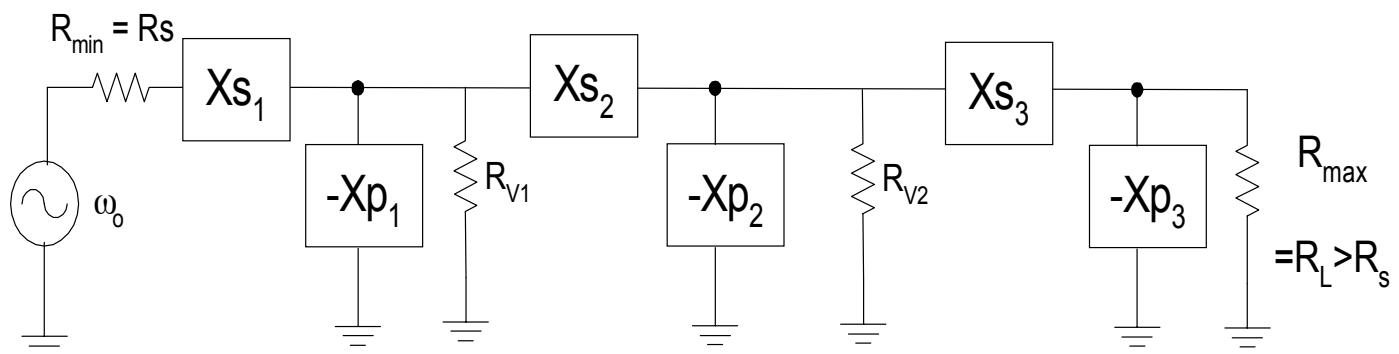


Fig.18. Rede WBand de 3 seções L com  $R_L > R_s$

As etapas de projeto para **redes WBand de n seções L** são as mesmas que as anteriores: basta solucionar a equação (5) para um específico  $Q$  carregado baixo de projeto, obtendo  $R_V$ ; ou ainda resolver a equação (6) para obter uma rede WBand ótima (máxima Banda de passagem).



## 4 Eficiência em Redes Adaptativas de Impedância

- Elementos reativos não são ideais: devidos aos aspectos construtivos e tecnológicos, sempre haverá alguma perda de energia nestes componentes:
  - dissipação de potência nestes componentes não ideais (perdas resistivas), a qual acaba não sendo transferida para a carga.
  - → perda de eficiência da rede adaptativas de impedância
  - L e C não ideais: associados a um resistor em série ou paralelo, representando as perdas ( $R_{perdas}$ ).
  - $R_{perdas}$  : razoável admitir que tenha valor constante ao longo da faixa de freq de interesse, exceto quando a BW for extremamente larga.
  - idem para L e C.
  - a maior parte das perdas encontra-se no indutor (isto ocorre freq quando se trata de elementos concentrados). É comum a aproximação de que  $C$  é ideal.
- Define-se fator de qualidade para o componente (não carregado:  $Q_{Unloaded}$ ), figura

DEEL - Telecomunicações

19, como:

$$\text{perdas série : } Q_U = \frac{X_s}{r_s} \quad (7)$$

$$\text{perdas paralela : } Q_U = \frac{r_p}{X_p} \quad (8)$$

onde  $X_p$  e  $X_s$  representam a reatância paralela ou série, conforme o modelo adotado, tanto para o capacitor quanto para o indutor.

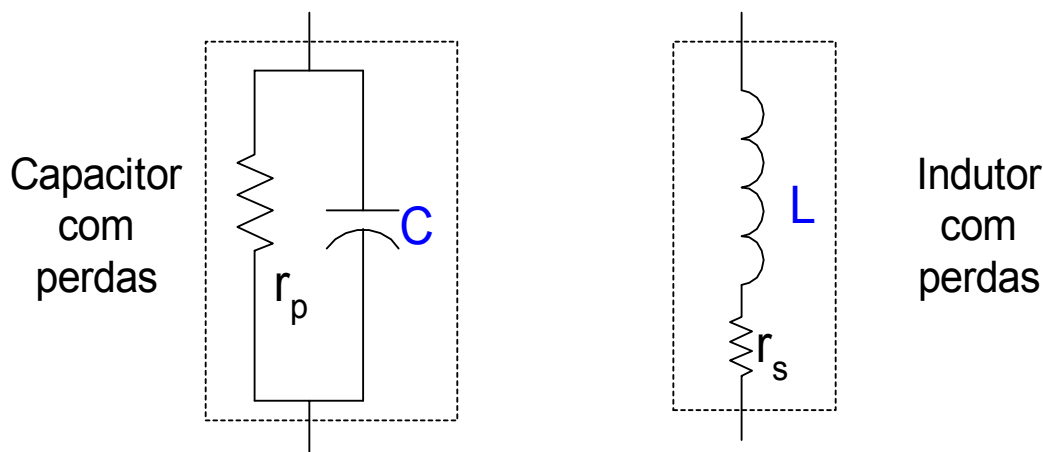


Fig.19. Modelo mais comum para indutor e capacitor com perdas.

- Eficiência de uma **rede L** adaptadora de Impedância, admitindo C ideal e indutor modelado como na figura 19:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

$$\eta^{rede\_L} = \frac{I^2 R_L}{I^2 R_L + I^2 r_s} = \frac{1}{1 + Q^{rede\_L} / Q_U} \quad (9)$$

uma vez que na rede L,  $X_s = Q^{rede\_L} R_L$ .

- $\eta^{rede\_L}$  é maximizada  $\rightarrow$  maximizando  $Q^{rede\_L} / Q_U$
- modelando indutor com perdas como  $L^{ideal}$  em **paralelo** com um resitor de perdas ( $r_s$ )  $\rightarrow$  mesma expressão (9).

**Exercício:** Obter a expressão para eficiência de uma rede L incluindo também as perdas no capacitor (parâmetro conhecido na literatura: "tangente de perdas do C,  $\tan \delta$ ")

## 5 Adaptação de impedâncias com Carta de Smith.

- Método gráfico foi desenvolvido no Bell Labs na década de 1930 pelo engenheiro Phillip Smith:
  - objetivo: evitar resolução de equações tediosas e repetitivas que aparecem frequentemente na teoria de RF.
  - método gráfico reduz erros de cálculo.
  - relativamente preciso.
- É um gráfico polar de coeficientes de reflexão complexos ( $\Gamma$ ), ou ainda, matematicamente, um parâmetro de espalhamento S de porta única ( $S_{11}$ )

$$\Gamma = \frac{V_{refl}}{V_{inc}} = \frac{Z_s - Z_L}{Z_s + Z_L} \quad ((10))$$

Na forma normalizada (dividir por  $Z_L$ ), resulta

$$\rho = \frac{Z_{nL} - 1}{Z_{nL} + 1} \quad ((11))$$

onde  $Z_{nL} = \frac{Z_s}{Z_L} = R + jX$

Na forma retangular, o coeficiente de reflexão complexo normalizado é representado por:

$$\rho = p + jq \quad ((12))$$

Igualando a expressão acima com a forma polar em (11) resulta:

$$p + jq = \frac{R + jX - 1}{R + jX + 1}$$

resolvendo para a parte real e imaginária:

$$p = \frac{R^2 - 1 + X^2}{(R + 1)^2 + X^2} \quad (13)$$

$$q = \frac{2X}{(R + 1)^2 + X^2} \quad (14)$$

Resolvendo a equação anterior para  $X$  :

$$X = \sqrt{\frac{p(R + 1)^2 - R^2 + 1}{1 - p}} \quad ((15))$$

Substituindo a equação anterior em (14), obtém-se:

$$\text{Circunferências de R Cte: } \left(p - \frac{R}{R + 1}\right)^2 + q^2 = \left(\frac{1}{R + 1}\right)^2 \quad ((16))$$

Esta equação representa família de circunferências cujos **centros** estão localizados em:

$$\begin{aligned} p &= \frac{R}{R + 1} \\ q &= 0 \end{aligned}$$

e **raio** igual

$$\text{raio} = \frac{1}{R + 1}$$

No contexto de impedância, estas são **circunferências de Resistências constantes normalizadas**, algumas representadas na figura 20.a

De forma similar, eliminando a parte real (R) em (13) e (14), obtém-se

$$\text{Circunferências de X Cte: } (p - 1)^2 + \left(q - \frac{1}{X}\right)^2 = \left(\frac{1}{X}\right)^2 \quad ((17))$$

Esta equação representa família de **circunferências de Reatâncias constantes**

**normalizadas**, figura figura 20.b, cujos **centros** estão localizados em:

$$p = 1 \quad (18)$$

$$q = \frac{1}{X} \quad (19)$$

e **raio** igual

$$\text{raio} = \frac{1}{X} \quad ((20))$$

Basicamente, a Carta de Smith é uma combinação de uma família de circunferências (resistências normalizadas) e uma família de segmentos de circunferências (reatâncias normalizadas).

- Todos os arcos de circunferências ACIMA da linha central da carta → representam reatâncias INDUTIVAS normalizadas ( $+jX$ )
- Todos os arcos de circunferências ABAIXO da linha central da carta → representam reatâncias CAPACITIVAS normalizadas ( $-jX$ )
- Maior circunferência para resistências ocorre para  $R = 0$  (curto)
  - Portanto, RESISTÊNCIA NEGATIVA é toda região definida fora dos limites da Carta Smith.
  - \* utilizado no projeto de osciladores.

DEEL - Telecomunicações

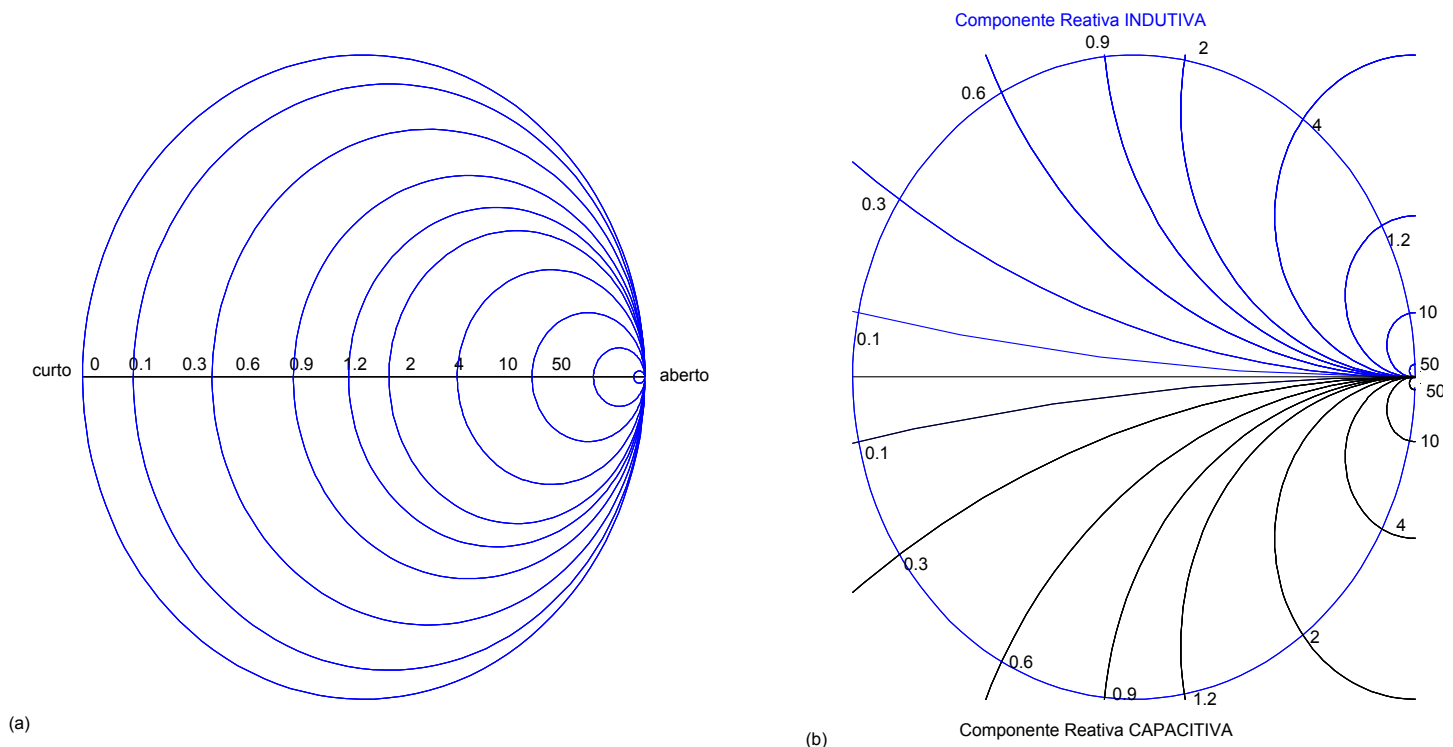


Fig.20. Construção da Carta de Smith - Circunferências constantes: a) Parte Real (Resistências) b) Parte imaginária (Reatâncias)

DEEL - Telecomunicações

- Carta de Smith estará completa combinando os lugares geométricos da figura 20.a e 20.b, figura 21, e adicionando as seguintes escalas periféricas (não mostrado):
  - **Relação de Onda Estacionária**, SWR (*Standing Wave Ratio*) ou VSWR (Voltage SWR):

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad ((21))$$

- \* representa a relação entre a máxima tensão ( $1 + |\Gamma|$ ) e a mínima ( $1 - |\Gamma|$ );
- \* ondas estacionárias em uma linha de transmissão ocorre com periodicidade de  $\lambda/2$ ;
- \*  $VSWR$  é escalar: fornece apenas informação sobre a magnitude do coeficiente de reflexão;
- \*  $VSWR = \infty$  : terminação do circuito em **aberto**;
- \*  $VSWR = 1$  : terminação do circuito casado adequadamente com  $Z_0$  (não há reflexão);
- \* em qualquer linha de transmissão, o ângulo da tensão na carga corresponde ao comprimento "elétrico" da linha de transmissão: distância entre a carga e o primeiro máximo ou mínimo da onda estacionária. Um máximo ocorrerá no ponto da linha onde a impedância torna-se puramente real.

- \*  $VSWR$  = medida do casamento ou descasamento de impedância entre carga e fonte.
- $\Gamma$ , **Coeficiente de Reflexão**
- **Perda de Transmissão** (ao longo de uma linha de transmissão) ou de **Retorno**:

$$\text{Perdas de Retorno} = -20 \log |\Gamma| \quad ((22))$$

como o VSWR, também indica o grau de descasamento de impedância.

- Como a Carta de Smith representa combinação série de resistência e reatância na forma retangular:

$$Z = R + jX$$

na figura 22 estão plotados as representações para as impedâncias:

$$Z_1 = 150 + j60; \quad Z_2 = 150 + j150; \text{ (Indutivo)}$$

$$Z_3 = 50 \text{ (REAL)}$$

$$Z_4 = 2,5 - j22,5; \quad Z_5 = 30 - j45 \text{ (Capacitivo)}$$

- Adição de elementos reativos, figuras 23 e 24.

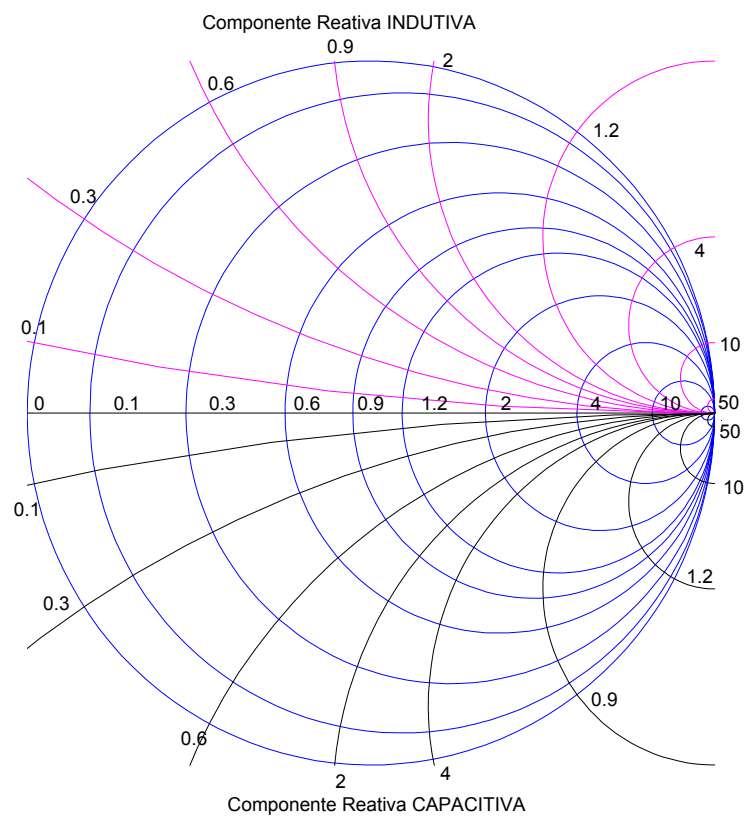


Fig.21. Carta de Smith Completa

DEEL - Telecomunicações

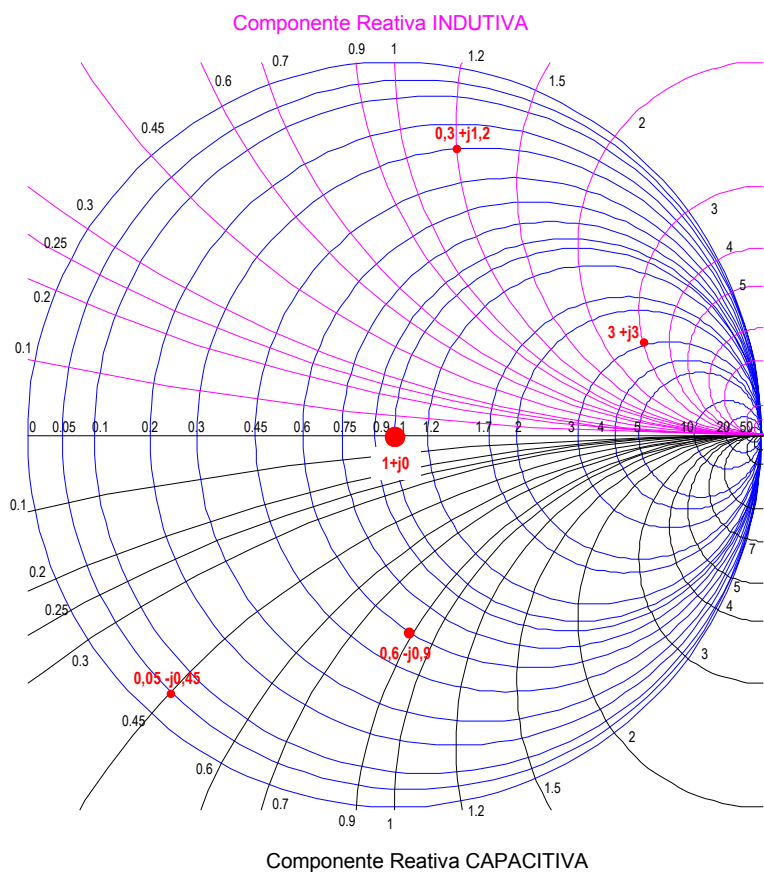


Fig.22. Alguns representações de Impedâncias na carta de Smith e operações básicas.

DEEL - Telecomunicações

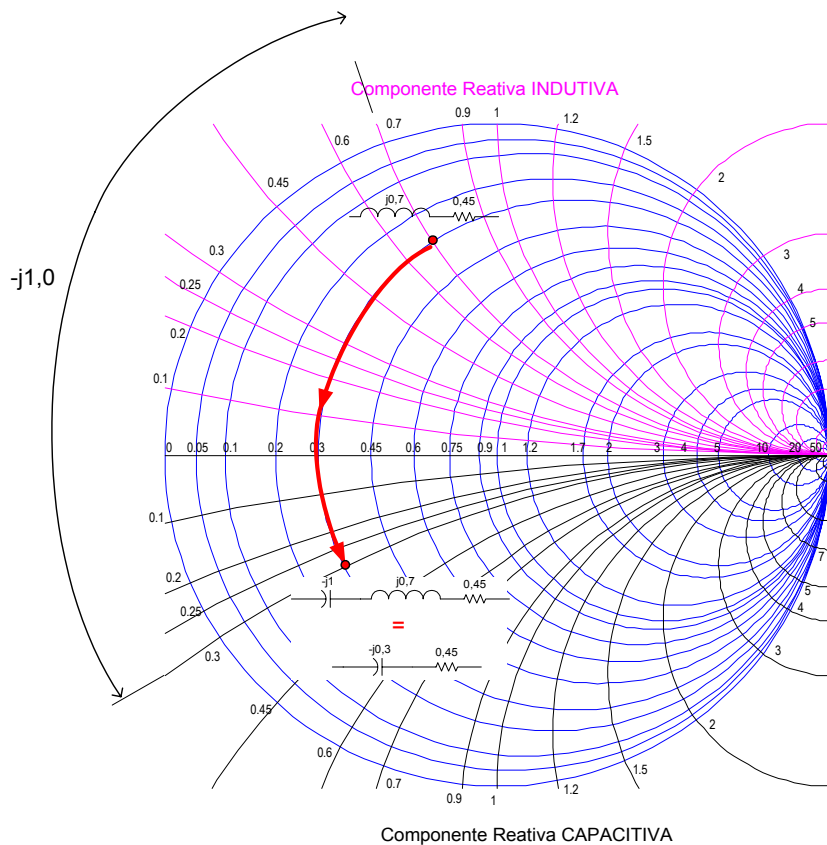


Fig.23. Exemplo: adição de capacitor em série.

DEEL - Telecomunicações

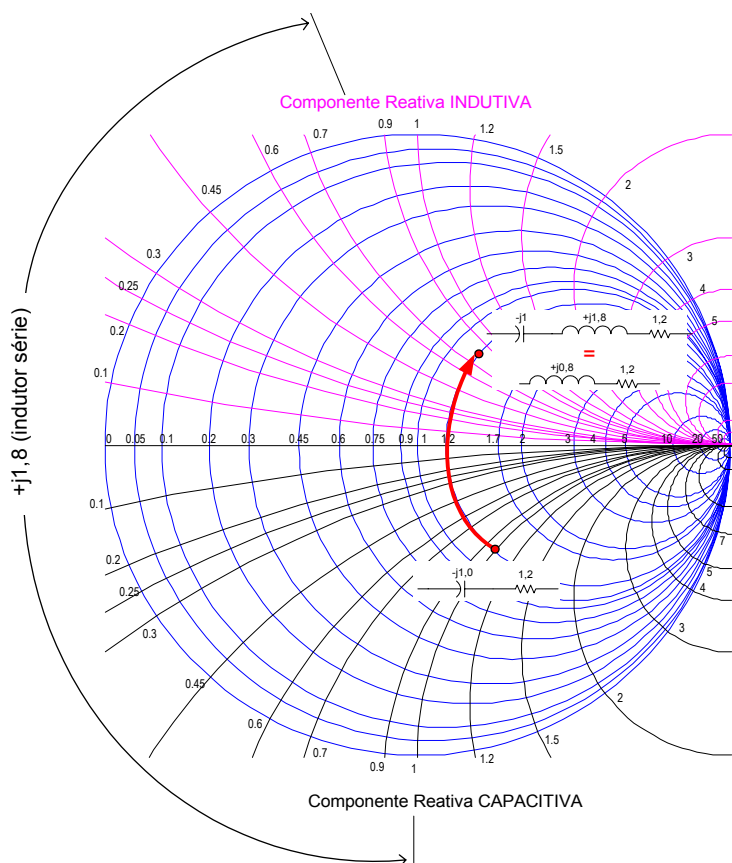


Fig.24. Exemplo: adição de indutor em série.

DEEL - Telecomunicações

## 5.1 Impedâncias especificadas por Coeficientes de Reflexão

- A Impedância ( $Z$ ) ao longo de uma linha de transmissão de RF não é constante.
- Dado uma linha de transmissão com impedância característica igual  $Z_0 = R_0$ , pode-se determinar o coeficiente de reflexão (eq. (10)) na extremidade da linha onde existe uma impedância de terminação (ou de carga) conectada. Neste contexto, o coeficiente de reflexão torna-se:

$$\Gamma = \frac{V_{refl}}{V_{inc}} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad ((23))$$

- Objetivando caracterizar a impedância da linha de transmissão, obtém-se:

$$Z = R + jX = Z_0 \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad ((24))$$

- Exemplos de utilização de coef. de reflexão ao invés de  $Z$  :
  - antenas e conexão entre subsistemas de RF: linhas de transmissão são utilizadas para interconexão
- Coeficiente de Reflexão normalizado para uma dada impedância de terminação, quando vista através de uma linha de transmissão de comprimento  $\ell$  é:

$$\rho' = \rho \exp(-j2k\ell) \quad ((25))$$

- o efeito da adição de um cabo ou linha de transmissão, admitindo que as perdas ohmicas sejam desprezíveis, é simplesmente alterar a fase da onda (sinal de RF):
  - \* a fase da onda incidente é atrasada de  $k\ell$  até atingir o fim do cabo.
  - \* idem para a onda refletida
  - \* efeito total do cabo é rotacionar  $\rho$  no sentido horário de  $2k\ell$ , modificando o coefic. de reflexão para  $\Gamma'$ .
- Carta de Smith representa diretamente  $\rho$  Alguns pontos especiais na carta, figura 25:
  - $\rho = 0$  : não há reflexão. Este ponto representa  $Z = Z_0 + j0$
  - magnitude de  $\rho \leq 1$  para impedâncias passivas (caso contrário, a onda refletida teria mais energia/potência que a incidente)
  - $\rho = -1 + j0$  : **curto**  $\rightarrow Z = 0$
  - $\rho = 1 + j0$  : **aberto**  $\rightarrow Z = \infty$
  - todos os pontos onde  $|\rho| = 1$  : **reatâncias puras**
  - $\rho = 0 + j1$  : **indutância** ( $Z = 0 + jZ_0$ ): Todos os pontos no semi-plano superior são "indutivos", isto é

$$Z = R + j|X| : \text{ ou } Y = G - j|B|$$



- $\rho = 0 - j1$  : **capacitância** ( $Z = 0 - jZ_0$ ): Todos os pontos no semi-plano inferior são "capacitivos", isto é

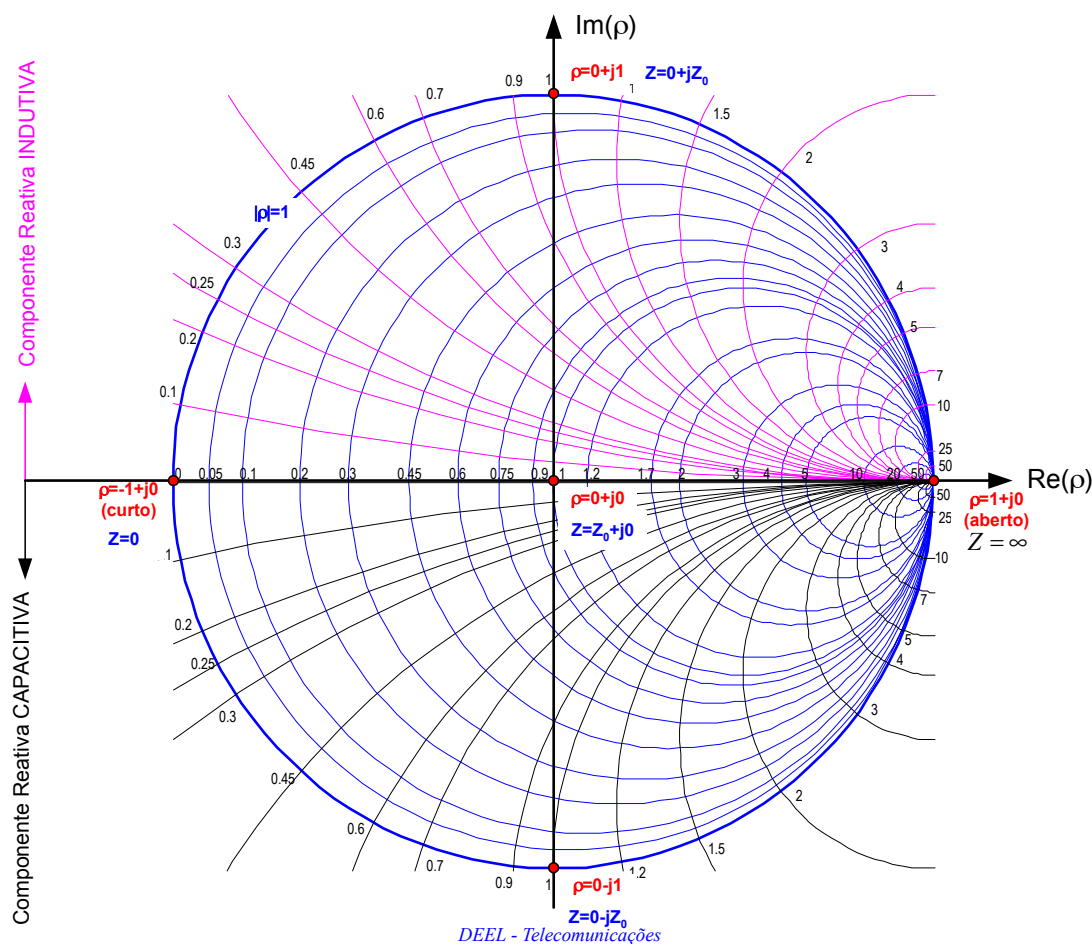
$$Z = R - j|X| : \text{ ou } Y = G + j|B|$$

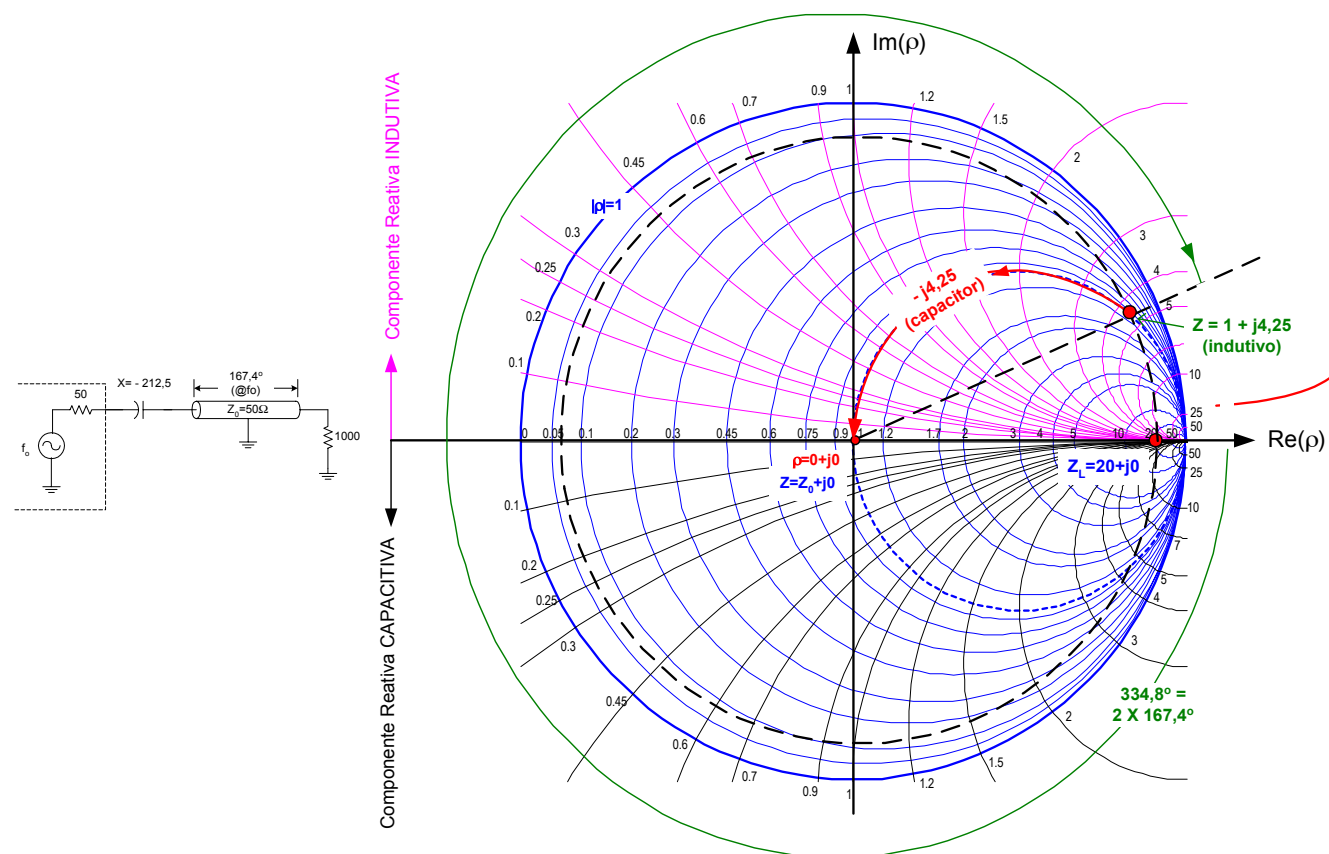
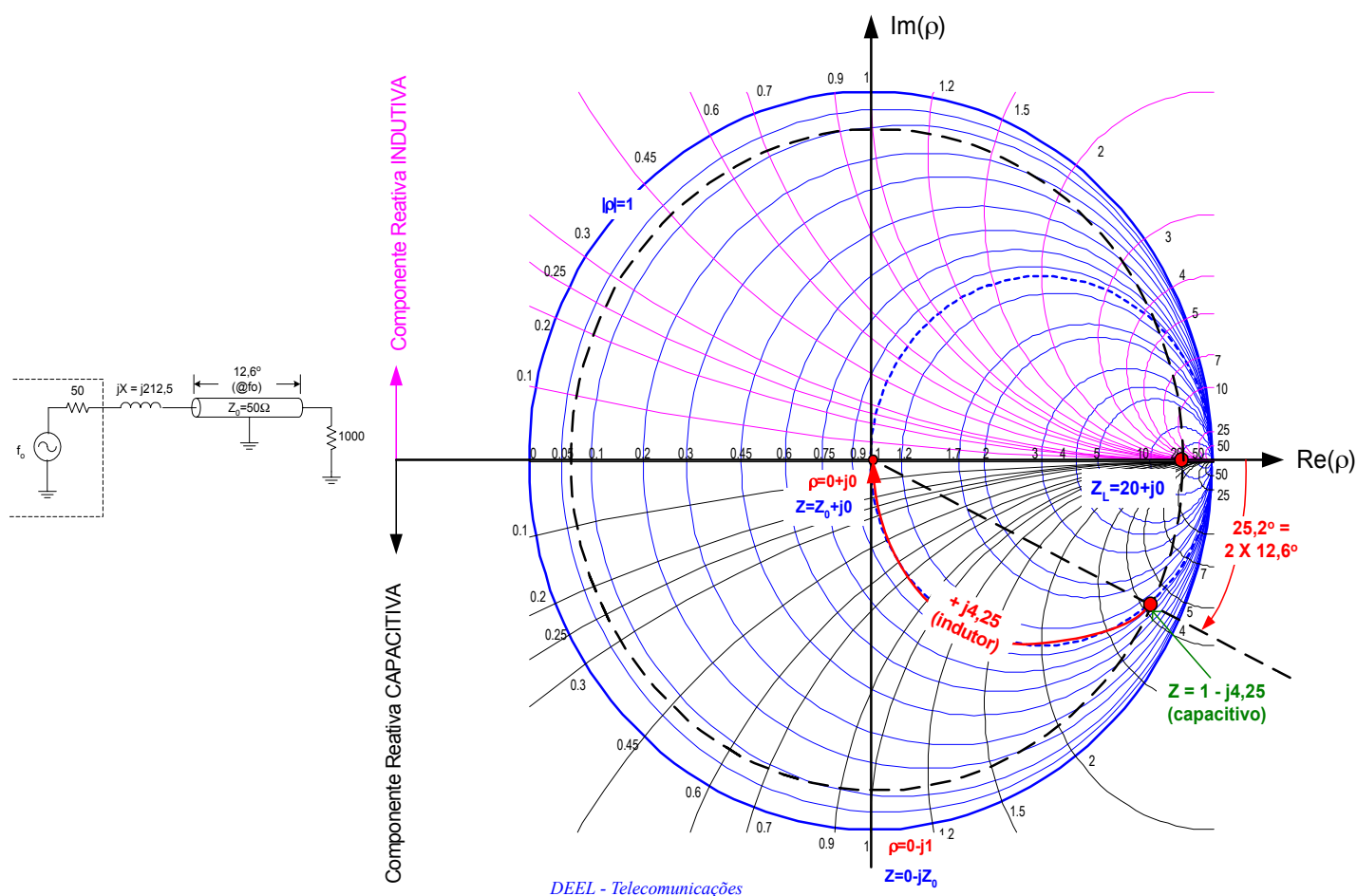
### 5.1.1 Adaptação de Z utilizando linha de transmissão:

1. Dado  $Z_L = R + jX$  (ou  $Y_L = G + jB$ ), normalizados, use as circunferências de resistência e reatâncias (alternativamente, condutância e susceptâncias) constantes para localizar  $\rho$  na Carta de Smith normalizada.
2. Rotacionar este ponto em torno da origem do gráfico polar no sentido **horário** (= sentido carga  $\rightarrow$  fonte) duas vezes o **comprimento de fase** da linha de transmissão para obter o ponto  $\rho'$
3. Leia diretamente na carta as componentes  $R'$  e  $X'$  (alternativamente,  $G'$  e  $B'$ )

**Exemplo:** Adaptar  $Z_L = 1000 \rightarrow Z_s = 50$  utilizando linhas de transmissão e indutor série, figura 26, ou capacitor série (resulta em linha de transmissão mais longa que no caso anterior), figura 27.

DEEL - Telecomunicações



Fig.27. Conversão de  $Z_L = 1000$  para  $50 \Omega$  via linha de transmissão e capacitor

## 5.2 Conversão Impedância ( $Z$ ) em Admitância ( $Y$ )

Admitância  $Y = G \pm jB$ : com  $Y \triangleq \frac{1}{Z} = \frac{1}{\text{Impedância}}$

onde:  $G$  = Condutância, em [mhos];  $B$  = Susceptância em [mhos]

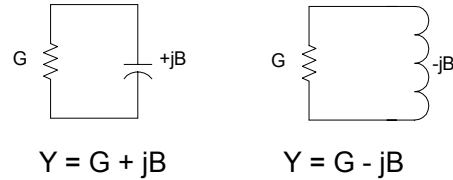


Fig.28. Admitância

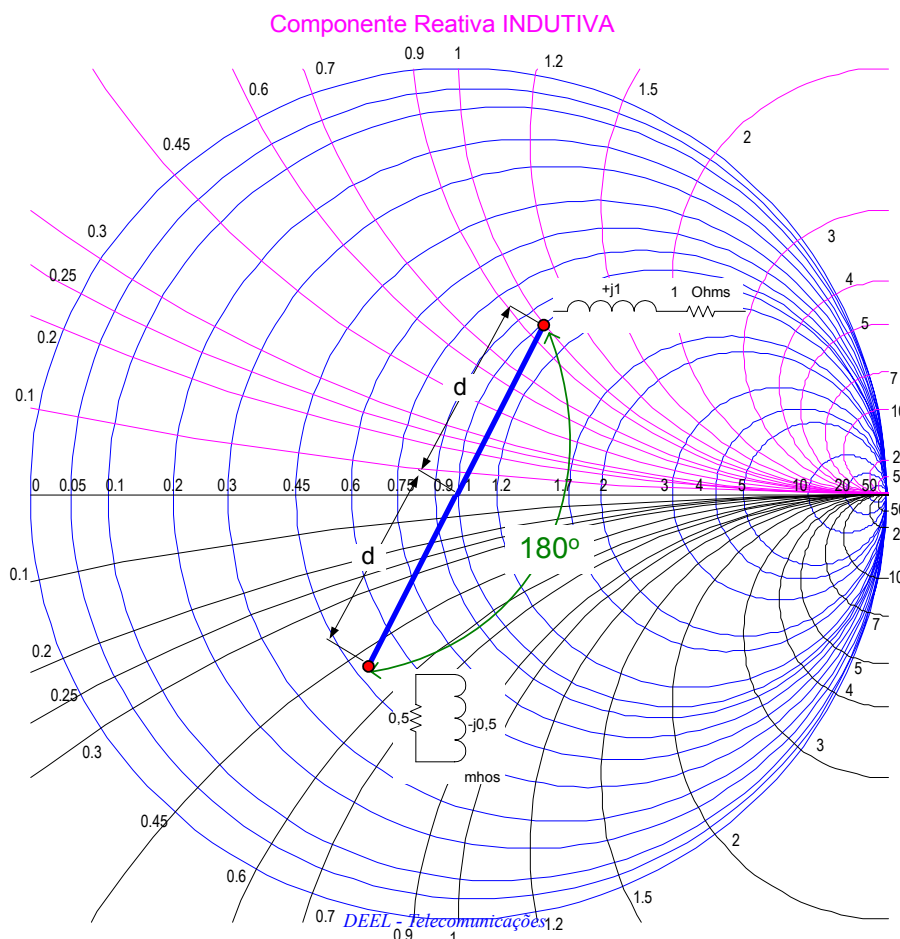
### Exemplo de conversão.

Seja  $Z = 50 + j50 \rightarrow$  normalizando:  $Z = 1 + j1$ . Algebricamente, tem-se

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{1 + j1} = \frac{1}{1.414 \angle 45^\circ} = 0,707 \angle -45^\circ = 0,5 - j0,5 \text{ [mho]}$$

Graficamente, facilmente obtém-se a conversão da figura 29.

DEEL - Telecomunicações



## 6 Exemplos de Adaptação de Z com Carta Smith

### 6.1 Exemplo 1 - (Síntese) Rede LC: adaptar $Z_L = 80 + j20 \rightarrow 50$

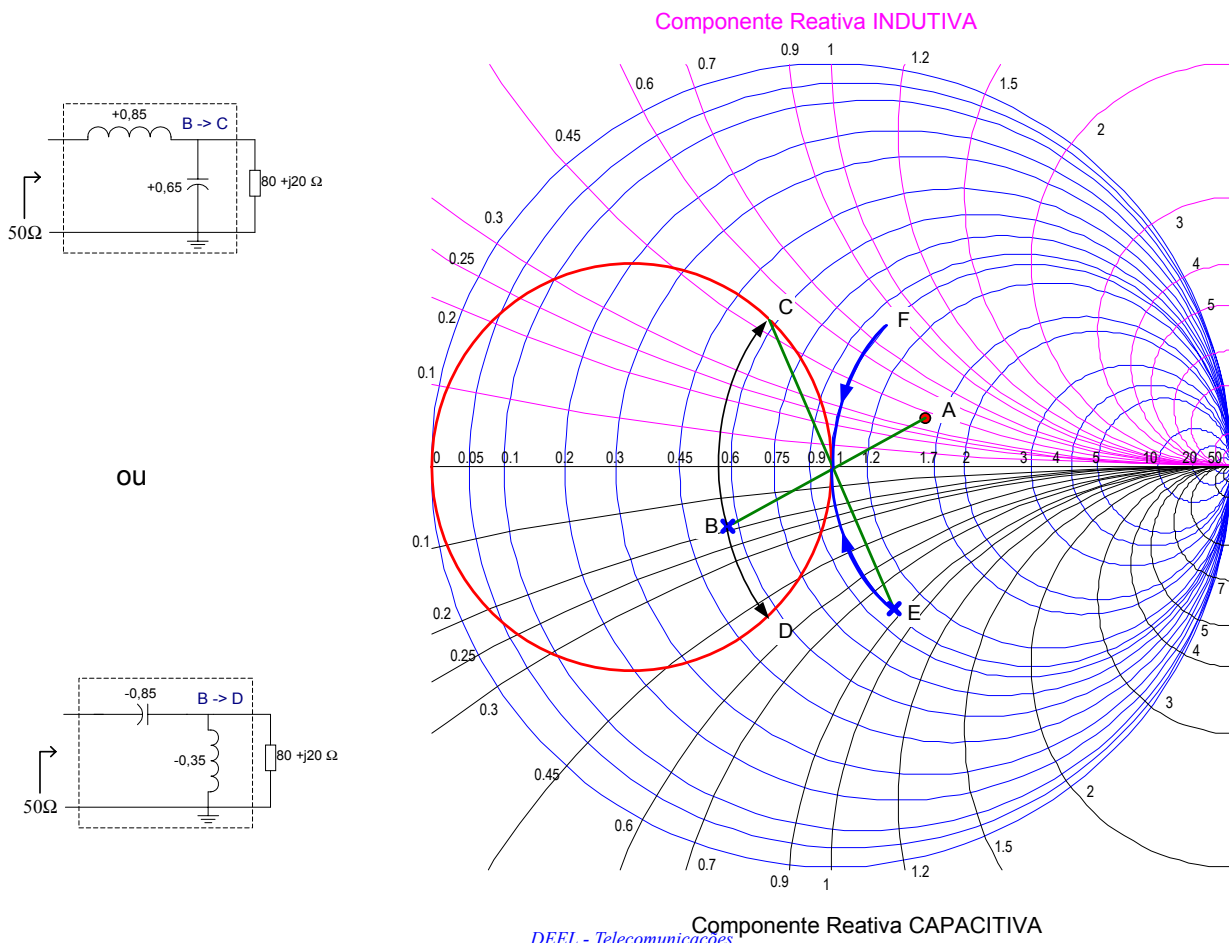
1. Normalizando para  $50 \Omega$  :  $z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{80+j20}{50} = 1,6 + j0,4$
2. plotar na Carta a Z normalizada (pto A)
3. Converter em admitância (pto B)
4. Desenhar a circunferência espelho  $Y = 1$  que produz a circunferência  $Z = 1$
5. **Domínio Y**: Adição em paralelo de uma capacitância ou indutância tal que mova o pto B para o pto C ou pto D, onde:

$$\text{Admitâncias (L): } \frac{-jX}{Z_0} = \frac{1}{j\omega L} = -jX \times Y_0 \quad \text{e} \quad \text{(C): } \frac{jX}{Z_0} = j\omega C$$

6. Conversão  $Y \rightarrow Z$  (pto E ou F)
7. **Domínio Z**: Adição final da reatância ou susceptância SÉRIE para obter o casamento, onde:

$$\text{Impedância (C): } -jX \times Z_0 = \frac{1}{j\omega C} \quad \text{e} \quad \text{Impedância (L): } jX \times Z_0 = j\omega L$$

DEEL - Telecomunicações



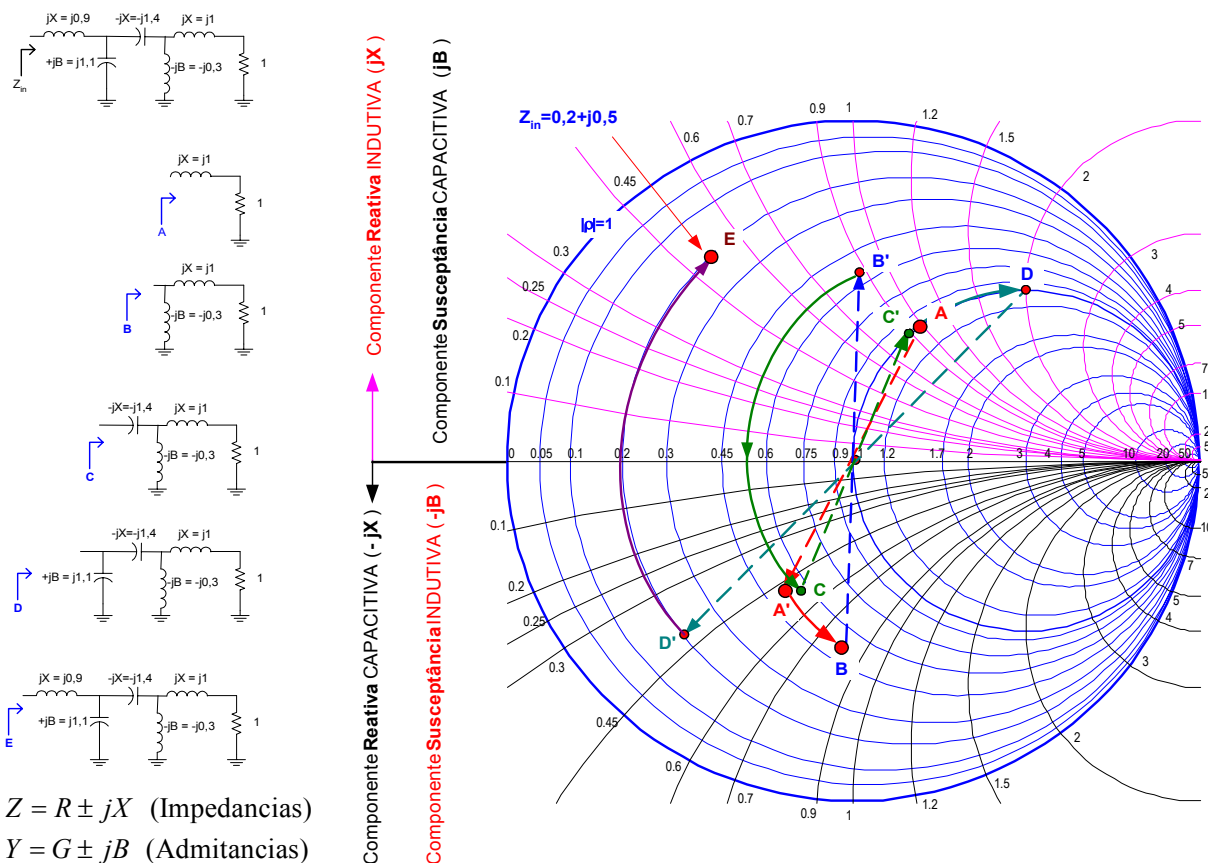


- pto B  $\rightarrow$  pto C;
- adicione em paralelo uma susceptância **capacitiva** para trazer o pto C para o centro da Carta (casamento perfeito, puramente resistivo).
- pto D  $\rightarrow$  pto E (Alternativamente, não mostrado):
- adicione em paralelo uma susceptância **indutiva** para trazer o pto E para o centro da Carta.

Obs: obter a rede dual

DEEL - Telecomunicações

### 6.3 Exemplo 3 - (Análise) Rede LC qualquer. Qual a $Z_{in}$ , fig. 32?



DEEL - Telecomunicações

Fig.32. Análise de uma rede LCR com n número de elementos indutivos e capacitivos qualquer.

## 7 Síntese de Redes (L, $\pi$ e T) de Adaptação de Imped.

**Regra Geral:** dado uma impedância de carga,  $Z_L$ , e de fonte,  $Z_s$ , a serem casadas,

- plotar  $Z_L$  na carta de Smith
- adicionar elementos (reativos) em série e paralelo até que a impedância desejada seja obtida. ( $Z_s^*$ )
- Equações úteis para:

$$\text{Reatâncias :} \quad C = \frac{1}{\omega X N} \quad (\text{Cap Série}) ; \quad L = \frac{X N}{\omega} \quad (\text{Ind Série})$$

$$\text{Admitâncias :} \quad C = \frac{B}{\omega N} \quad (\text{Cap Paral}) ; \quad L = \frac{N}{\omega B} \quad (\text{Ind Paral})$$

onde:  $N$  = número usado para normalização da impedância original a ser casada.

### 7.1 Síntese com 2 elementos - Rede L, figura 33

- Adaptar  $Z_L = 100 - j25 [\Omega]$  à fonte,  $Z_s = 25 - j15 [\Omega]$  em  $f_o = 60 \text{ MHz}$
- rede L deve atuar como FPB.
- **Passos**

DEEL - Telecomunicações

1. Plotar na carta as impedâncias normalizadas, assumindo  $N = 50$ :

$$z_L = \frac{100 - j25}{50} = 2 - j0,5 \quad ; \quad e \quad z_s^* = \frac{25 + j15}{50} = 0,5 + j0,3$$

2. Desenhar a **circunferência espelho**

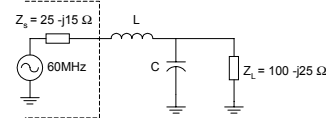
$$y = 1 / \text{Re} \{z_s^*\} = 2$$

que produz a circunferência  $Z = 0,5$  (pois a parte real da impedância da fonte é 25). Isto permite que a impedância, seja convertida em admitância no pto correto da última etapa.

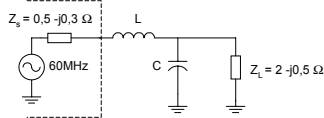
3. Requisito de rede L passa-baixas  $\rightarrow$  C em paralelo e L em série
4. transformar  $z_L \rightarrow y_L$  (pto A)
5. **Domínio Y:** a partir do pto A, percorrer a circunferência de condutância constante até atingir a circunferência espelho (pto B) a diferença de susceptâncias entre o ponto A e B determina o  $+jB$  de C
6. **Domínio Z:** transformar  $y_{ptoB} \rightarrow z$  (pto B').
7. A diferença de reatâncias entre o ponto B' e o ponto de  $z_s^*$  (através do percurso sobre a circunferência de resistência constante) determina o  $+jX$  do indutor série da rede.

DEEL - Telecomunicações

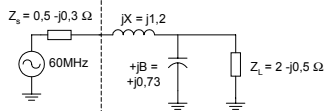




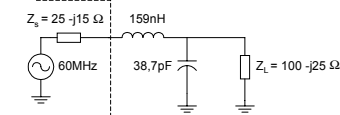
Normalizando por  $N=50$ :



Reatâncias e Admitâncias Normalizadas para a rede L



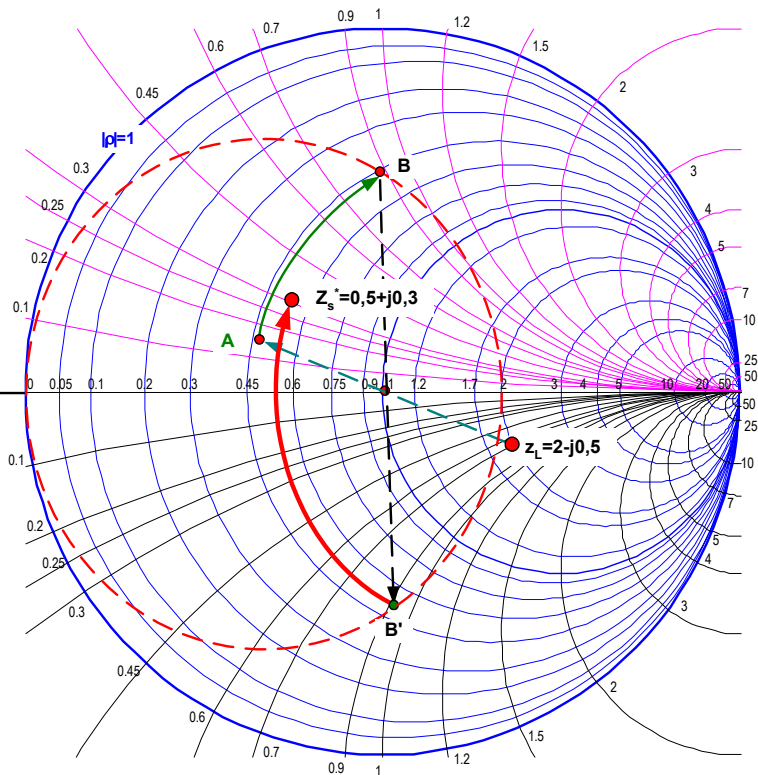
Rede final



$$Z = R \pm jX \text{ (Impedancias)}$$

$$Y = G \pm jB \text{ (Admitâncias)}$$

Componente Reativa INDUTIVA ( $+jX$ )  
Componente Susceptância CAPACITIVA ( $-jB$ )  
Componente Reativa CAPACITIVA ( $-jX$ )  
Componente Susceptância INDUTIVA ( $+jB$ )



DEEL - Telecomunicações

Fig. 33 Exemplo de Síntese de Rede T

## 7.2 Síntese com 3 elementos - Rede T e $\pi$

- redes com 3 elementos permite escolha do  $Q_{Loaded}$  (através escolha de  $R_{Virtual}$ )
- Projeto de redes de 3 elementos com a Carta de Smith apresenta os seguintes passos:

- Determinação do  $Q_{Loaded}$  desejado para a rede;
- obtenção dos lugares geométricos (arcos) de  $Q$  constante na Carta. Por exemplo as seguintes impedâncias localizadas na carta da figura 34 resultam no mesmo  $Q = \frac{X_s}{R_s} = 5$

$$R + jX = 1 \pm j5; \quad 0,5 \pm j2,5; \quad 0,2 \pm j1 \quad 0,1 \pm j0,5 \quad 0,05 \pm j0,25$$

Qualquer impedância localizada sobre os arcos mostrados na figura 34 apresenta  $Q = 5$ .

- Domínio Z:** plote na carta as impedâncias normalizadas  $z_L$  e  $z_s^*$ ;
- Determine qual das terminações da rede definirá o  $Q_{Loaded}$  do projeto
  - rede T:** a terminação com **menor** valor de  $R$  determinará o  $Q_{Loaded}$
  - rede  $\pi$ :** a terminação com **maior** valor de  $R$  determinará o  $Q_{Loaded}$ ;



### 7.2.1 REDE T, $R_s > R_L$

1. a partir da carga ( $z_L$ ) percorra a circunferência de  $R$  constante até a intersecção com o arco de  $Q$  cte; plote este ponto ( $I$ ). O comprimento deste caminho determina o primeiro elemento;
2. percorra a partir deste ponto até o ponto  $z_s^*$ , em duas etapas:
  - a. primeiro com o elemento paralelo (**Domínio Y**)
  - b. por fim, com elemento série (**Domínio Z**)

### 7.2.2 REDE T, $R_s < R_L$

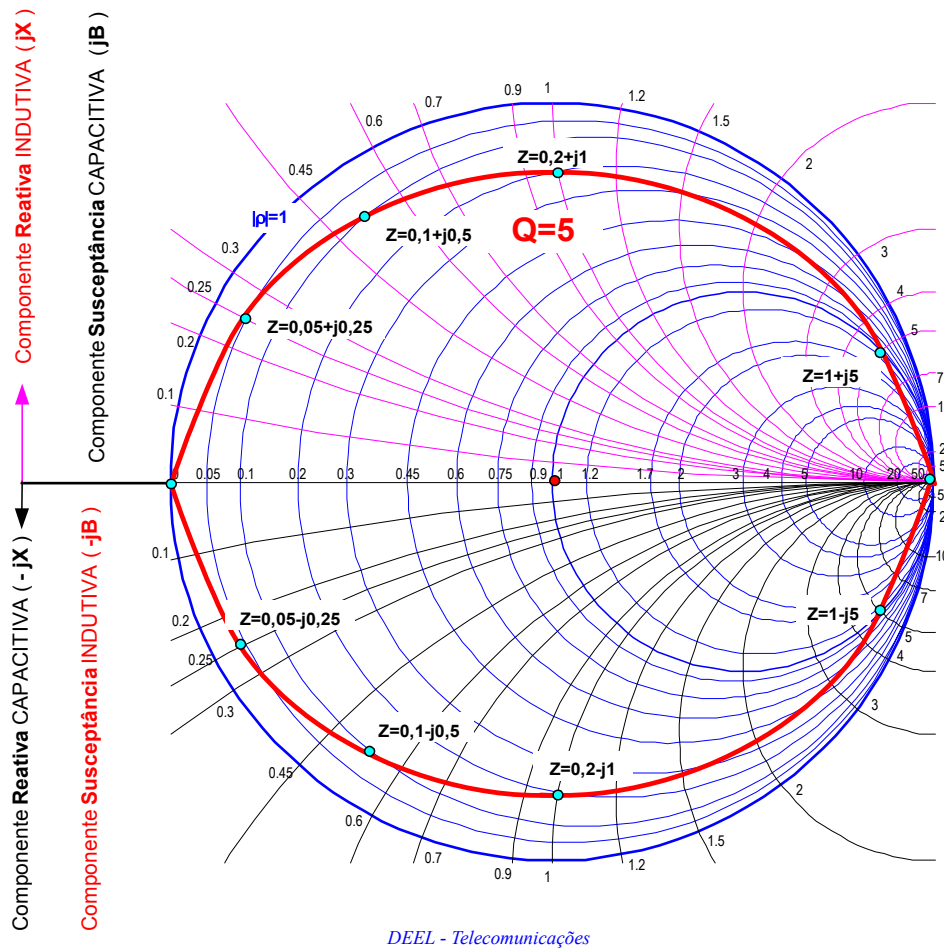
1. a partir da fonte ( $z_s^*$ ) percorra a circunferência de  $R$  constante até a intersecção com o arco de  $Q$  cte; plote este ponto ( $I$ ). A partir da carga ( $z_L$ ) percorra um caminho em 2 etapas até a intersecção com o ponto de  $I$ .
  - a. primeiro com elemento série (**Domínio Z**);
  - b. por fim, com o elemento paralelo (**Domínio Y**);
2. Mova finalmente do ponto  $I$  até a fonte ( $z_s^*$ ) a partir da circunferência de  $R$  constante

### 7.2.3 REDE $\pi$ , $R_s > R_L$

1. encontre a intersecção (ponto  $I$ ) da curva de  $Q$  constante com a curva de  $G$  constante (condutância cte); plote este ponto;
2. a partir da carga ( $z_L$ ) atinja o ponto  $I$  em duas etapas (2 elementos):
  - a. primeiro com elemento paralelo (**Domínio Y**);
  - b. por fim, com o elemento série (**Domínio Z**);
3. Mova do ponto  $I$  até a fonte ( $z_s^*$ ) ao longo da circunferência de  $G$  constante, obtendo outro elemento paralelo (**Domínio Y**)

### 7.2.4 REDE $\pi$ , $R_s < R_L$

1. a partir da carga ( $z_L$ ) percorra a circunferência de  $G$  constante (condutância, **Domínio Y**) até a intersecção com o arco de  $Q$  cte; plote este ponto ( $I$ ); o comprimento deste percurso determina o primeiro elemento paralelo da rede;
2. percorra a partir deste ponto até o ponto  $z_s^*$ , em duas etapas:
  - a. primeiro com o elemento série (**Domínio Z**)
  - b. por fim, com elemento paralelo (**Domínio Y**).



### 7.3 Exemplo 4: Projetar rede T para adaptar $Z_s = 15 + j15 \Omega$ a $Z_L = 225 \Omega$ em $f_0 = 30 \text{ MHz}$ e $Q_{\text{Loaded}} = 5$ .

1. determinação dos arcos de  $Q = 5$  na carta de Smith, figura 35
2. normalização das impedâncias de carga e fonte. Dividindo por um valor conveniente,  $N = 75$ , resulta:

$$z_s^* = 0,2 - j0,2\Omega; \quad z_L = 3\Omega$$

3. plotagem destes pontos na carta
4. rede T: terminação da fonte determina o  $Q_{\text{Loaded}}$ , pois  $R_s < R_L$
5. obtenha o ponto I: intersecção do arco de  $Q = 5$  com a circunferência de  $R$  constante que passa por  $z_s^*$
6. comprimento do percurso de  $z_L$  até o ponto I, em duas etapas, determina os 2 elementos da rede T:
  - a. **(Domínio Y)** arco AB:  $L1 : j2,5\Omega$
  - b. **(Domínio Y)** arco BI (alternativamente, B'I'): elemento paralelo  $C : j1,15\Omega^{-1}$
7. comprimento do percurso de I até o ponto  $z_s^*$  através da circunferência de  $R$  constante determina o 3o. elemento:

a. **(Domínio Z)** arco IC: elemento série  $L_2 : j0,8\Omega$

8. Cálculo dos valores para  $f_0 = 30MHz$  :

$$L_1 = \frac{2,5 \times 75}{2\pi \times 30MHz} = 995nH; \quad C = \frac{1,15}{2\pi \times 75 \times 30MHz} = 81pF$$

$$L_2 = \frac{0,8 \times 75}{2\pi \times 30MHz} = 318nH$$

DEEL - Telecomunicações

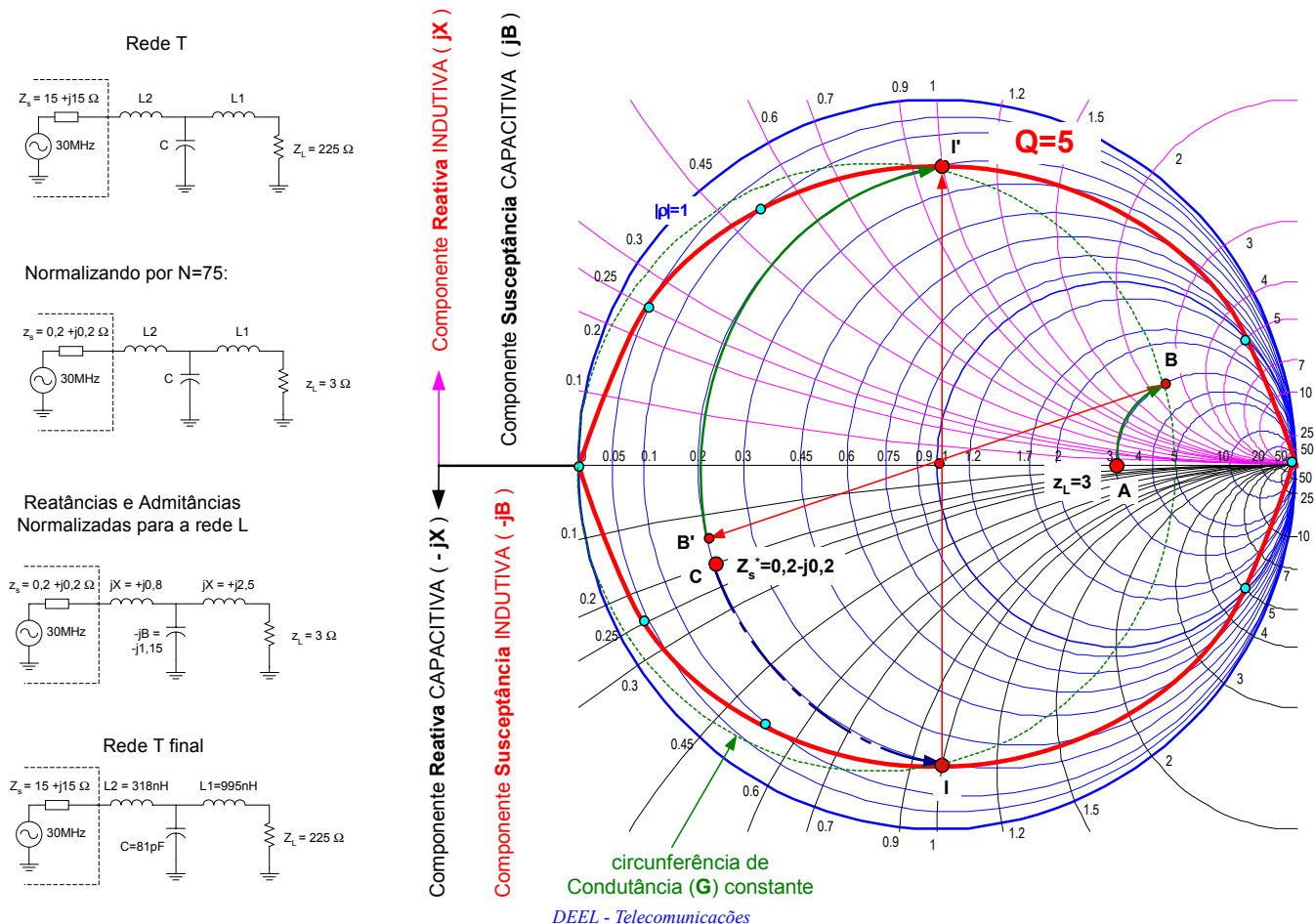
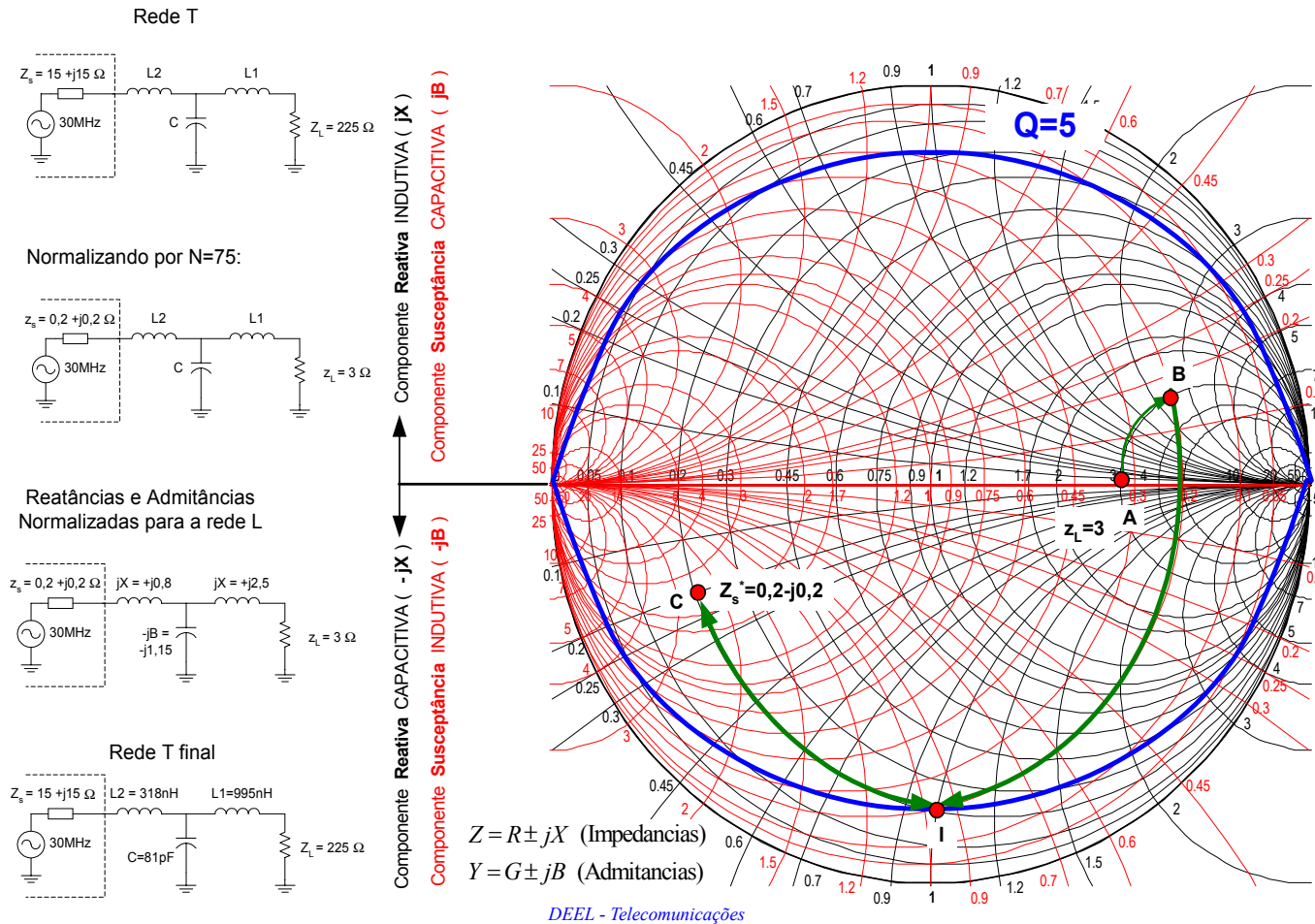


Fig. 25. Exemplo de Síntese de Rede Utilizando Carta de Smith





## 9 Exercícios

1. Refaça o projeto da rede L da figura 10 utilizando o método da absorção.
2. Mostrar a validade da expressão (4) para a reatância equivalente nos quatro casos da figura 16.
3. Um resistor de carbono de  $47\Omega$  e  $1/4W$  com terminais de fio de 3cm apresenta uma impedância em 100 MHz igual a  $Z = 48 + j39 \Omega$ . Encontre os valores dos componentes para uma rede:
  - a.  $RL$  série
  - b.  $RL$  paralela
4. Projete uma rede L para adaptar  $50\Omega$  do gerador a uma carga de  $100\Omega$  na freq de  $1,5MHz$ . Escolha um indutor como elemento paralelo da rede. Obtenha a resposta em freq do circuito entre 1 e 2 MHz, em passos de 50KHz. Utilize simulador Spice ou similar.
5. Idem ao Exercício 4, porém com capacitor no ramo paralelo.
6. Obtenha uma rede L dupla para a adaptação de impedância entre gerador, carga e freq especificados no Exercício 4. Adote critério de máxima BW. Obtenha a resposta

em freq do circuito.

7. Supondo que esteja disponível indutores com  $Q_{unloaded} = 100$  (@100MHz) e admita que não haja perdas nos capacitores ( $Q_{unloaded} = \infty$ ). Calcule a eficiência da rede adaptadora obtida no Exercício 6 em 1,5MHz.
8. O circuito da figura 38 mostra uma rede adaptadora que permite adaptar a impedância do gerador às duas cargas (por exemplo, duas antenas direcionais). A rede divide a potência tal que carga superior recebe duas vezes mais potência que a inferior. O gerador está casado, isto é ele "enxerga" 50 ohms. Encontre os valores de  $X_{L1}$ ,  $X_{L2}$  e  $X_C$ .

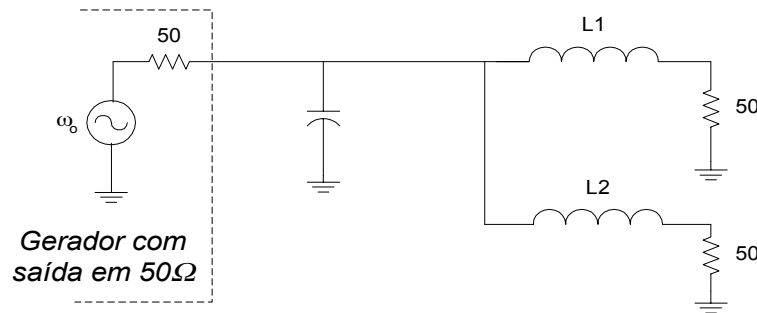


Fig.38. Rede divisora de potência

DEEL - Telecomunicações

9. Utilizando um Analisador de Redes de 50Ω no teste de um dispositivo (DUT = device under test), obteve-se, em  $f_0 = 1GHz$ , um coeficiente de reflexão complexo igual a  $\Gamma = 0,6 \angle -22^\circ$ .
  - a. calcule a  $Z = R + jX$
  - b. encontre os valores dos componentes concentrados para ambos os circuitos equivalentes, série  $R_s C_s$ , e paralelo,  $R_p C_p$ , que modelem o DUT em 1GHz.
10. O circuito da figura adapta a carga de  $R_L = 1000\Omega$  à fonte de  $R_S = 50\Omega$ . A impedância característica do cabo é  $Z_0 = 50\Omega$

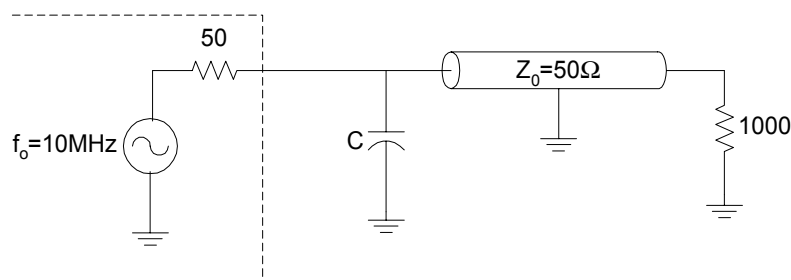
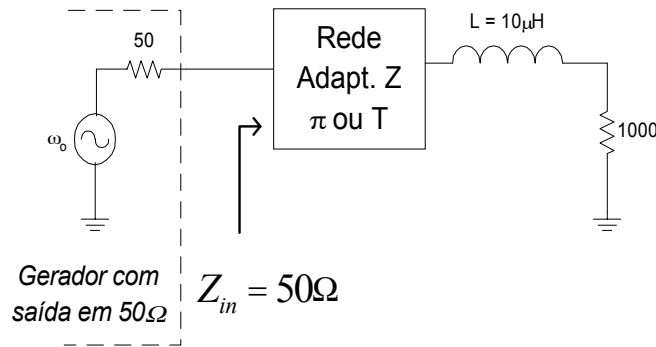


Fig.39. Adaptação de Impedância utilizando elemento de linha de transmissão

- a. Faça o esboço na Carta de Smith mostrando o casamento de Z
- b. Encontre o comprimento do cabo e o valor do capacitor. Especifique o compri-

DEEL - Telecomunicações

Fig.40. Rede 3 elementos com  $R_L > R_s$ 

mento em graus e a capacitância em pF. Calcule os valores (algebricamente) e confira com os valores obtidos graficamente com a Carta de Smith.

- c. Qual a BW de adaptação obtida com esta rede? Adote o critério de  $-3dB$  descrito no roteiro experimental 8.
11. Encontre a linha de transmissão para substituir o capacitor na rede do Exercício 10.
12. Projete uma rede adaptadora de impedância de 3 elementos capaz de adaptar a fonte à carga na figura 40 em  $f_0 = 4,5 MHz$  utilizando carta de Smith. Qual a banda de passagem da rede? Comprove seus resultados utilizando Carta de Smith. Não há restrição quanto ao bloqueio de componente DC.

DEEL - Telecomunicações

13. Idem ao exercício anterior, porém  $R_s = 1000$  e  $R_L = 50$ .
14. Na figura 41 estão mostrados a) um circuito equivalente para um transistor bipolar em altas freq e b) um circuito equivalente para entrada deste transistor (Base-Emissor). Adotando os valores para os parâmetros:  $L_T = L_E + L_B = 20nH$ ;  $r_{bb'} = 50\Omega$ ;  $r_{b'e} = 1000\Omega$  e  $C_T = 100pF$ , obtenha:

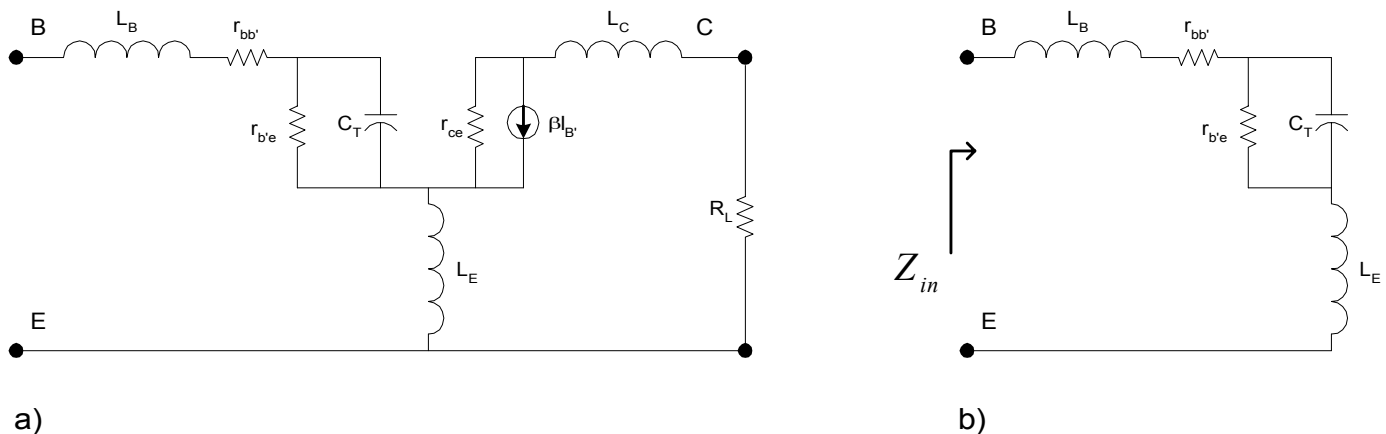


Fig.41. a) circuito equivalente para um transistor bipolar em altas freqs (RF) incluindo indutância parasita dos terminais. b) circuito equivalente para a entrada do transistor bipolar da esquerda.

- a. a expressão (do domínio  $s$  ou  $j\omega$ ) para  $Z_{in}$

DEEL - Telecomunicações



- b. o valor de  $Z_{in}$  para a faixa de freq de  $DC$  a  $600MHz$ . Plote estes valores na carta de Smith. (resp para alguns pontos: em  $DC \rightarrow Z_{in} = 1050\Omega$ ;  $112MHz \rightarrow Z_{in} = 50\Omega$ );
- c. suponha que este transistor será utilizando em um circuito amplificador VHF de banda estreita, em torno de  $15MHz$ . Projete uma rede adaptadora para a entrada do estágio amplificador de tal forma a obter um  $Q_{Loaded} = 10$ . Admita que a impedância da fonte seja  $Z_s = 50\Omega$
15. Idem ao exercício anterior, porém para a impedância de saída do transistor bipolar da figura 41.a: encontre agora a impedância de saída do transistor, figura. Note que: a) tipicamente, a  $Z_{out}$  em um transistor decresce com o aumento da freq. b) qualquer mudança na resistência de fonte externa ( $R_s$ ) altera a  $Z_{out}$ . Adote:  $R_s = R_L = 50\Omega$ .  $C_e = 50pF$ ;  $\beta = 65$  e

$$C'_c = C_c(1 - \beta R_L) \quad (\text{efeito Miller})$$

$$C_T = C'_c // C_e$$

- a. expressão (do domínio  $s$  ou  $j\omega$ ) para  $Z_{out}$
- b. o valor de  $Z_{out}$  para a faixa de freq de  $DC$  a  $600MHz$ . Plote estes valores na carta de Smith.

DEEL - Telecomunicações

- c. suponha que este transistor será utilizando em um circuito amplificador RF de banda estreita, em torno de  $15MHz$ . Projete uma rede adaptadora impedância de 3 elementos para a saída do estágio amplificador de tal forma a obter um  $Q_{rede} = 10$ .

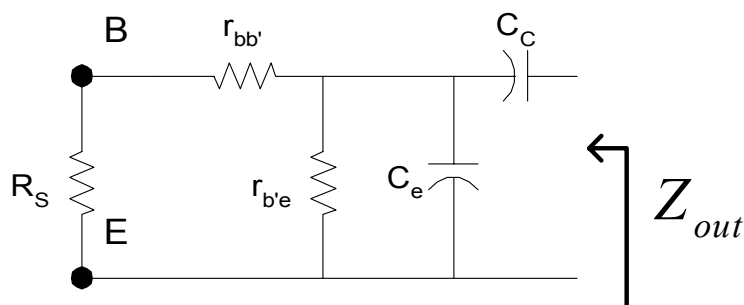


Fig.42. Circuito de saída para o transistor bipolar de RF

16. Determine analiticamente a impedância da carga (puramente resistiva) nas duas redes da figura 43. Confirme os cálculos utilizando o método gráfico da carta de Smith. Qual o  $Q$  da rede e a banda de passagem? As redes em a) e b) apresentam banda de passagem otimizada?

DEEL - Telecomunicações



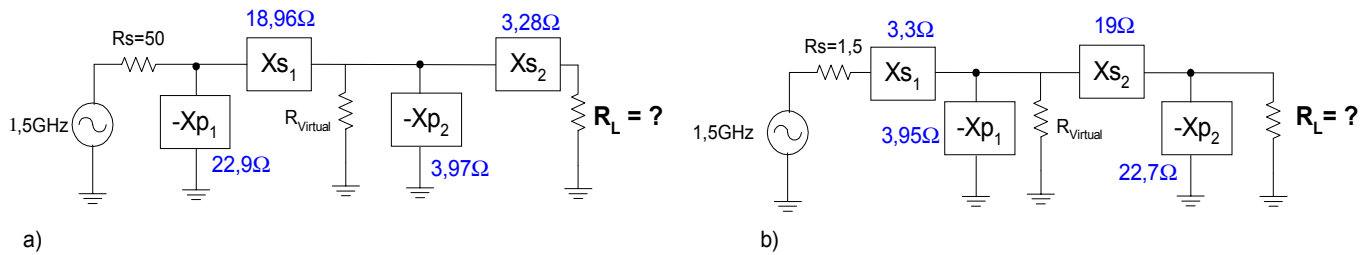


Fig.43. Duas redes de adaptação de impedância com freq central em 1,5GHz

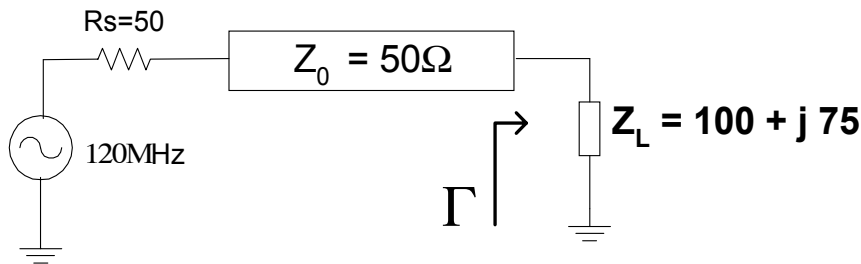


Fig.44. Linha de transmissão terminada por uma carga complexa.

17. Dado um circuito com uma linha de transmissão com impedância caracterísitica de  $Z_0 = 50\Omega$ , figura, 44 determinar:

DEEL - Telecomunicações

- coeficiente de reflexão associado ao circuito quando terminado com uma carga de  $Z_L = 100 + j75\Omega$  utilizando o método gráfico (carta de Smith) e analítico.
  - obter uma rede de adaptação de impedância de banda estreita. Desenhe o novo circuito.
18. Usando os dados da figura 45, obtenha a rede de adaptação de  $Z$  de entrada e saída para um amplificador classe C (emissor comum) capaz de entregar 15W de potência em 100MHz a uma carga de  $50\Omega$ . assumo também que a fonte tenha impedância  $Z_s = 50\Omega$ . Admita redes L para entrada e saída e use a técnica de ressonância em ambas as redes para anular a parte reativa da impedância de entrada e saída do transistor. Indique na carta de Smith o processo de adaptação de impedância. Admita que as componentes DC de entrada e saída devam ser bloqueadas. Desenhe o circuito final (resposta: entrada:  $L = 19nH$ ;  $C = 170pF$ ; saída:  $L = 32,7nH$ ;  $C = 95,3pF$ )
19. Projete uma rede T para adaptar  $Z_s = 15 + j15$  para  $Z_L = 225$  em  $f_0 = 30MHz$ . Assuma  $Q_{Loaded} = 5$ . Utilize a carta de Smith e compare com os resultados analíticos (resp:  $L_1 = 318nH$ ;  $C_1 = 81pF$ ;  $L_2 = 995nH$ )

DEEL - Telecomunicações

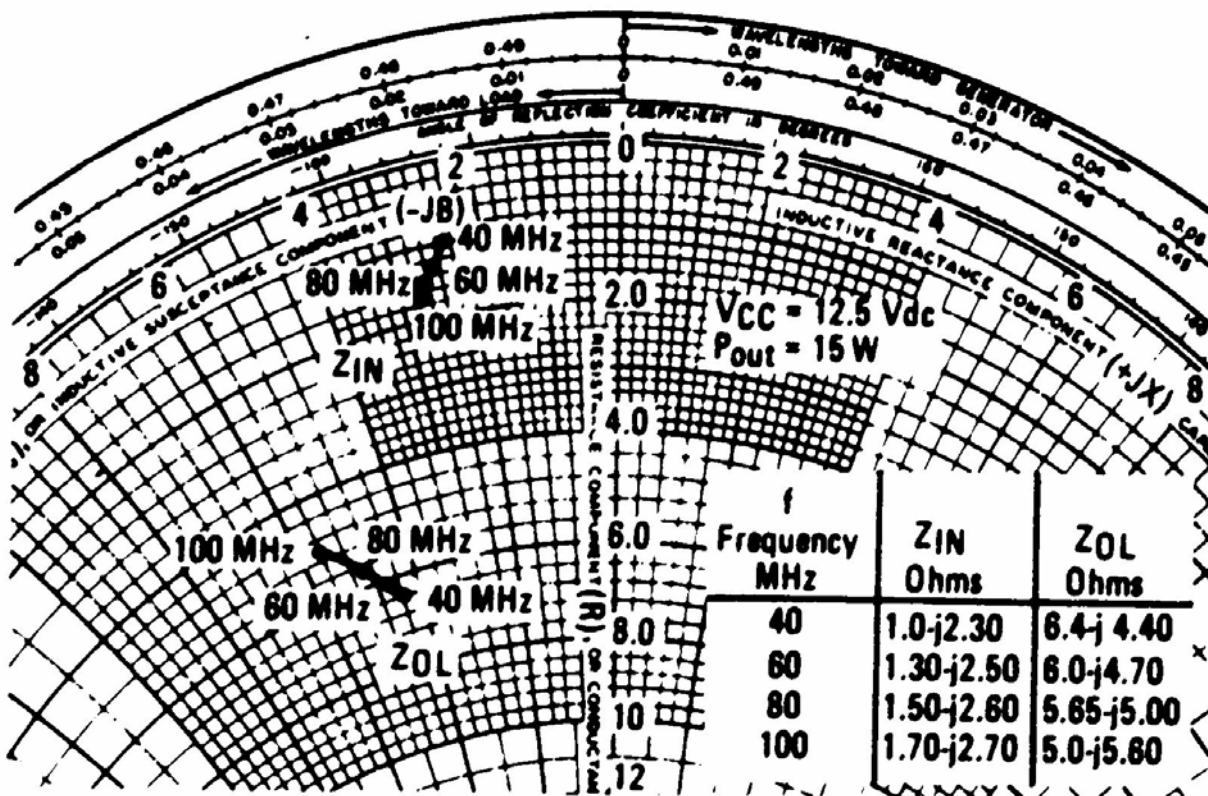


Fig.45. Dados de impedância equivalente série de entrada e saída para o transistor potência de RF MRF233. No detalhe, para  $f=100\text{MHz} \rightarrow Z_{in}=1,7-j2,7$  e  $Z_{out}=5-j5,6$

DEEL - Telecomunicações

20. Encontre o coeficiente de reflexão de entrada (e a respectiva impedância de entrada) para o transistor da figura 46 sabendo-se que  $f_0 = 250\text{MHz}$ ;  $Z_s = 35 - j60\Omega$  e  $Z_L = 50 - j50\Omega$  e que a rede de entrada,  $Z_s$ , está casada para  $f_0 = 250\text{MHz}$ . Utilize carta de Smith. (resp:  $\Gamma_L = 0,82\angle 14,2^\circ$  e  $\Gamma_s = 0,105\angle 160^\circ$ )

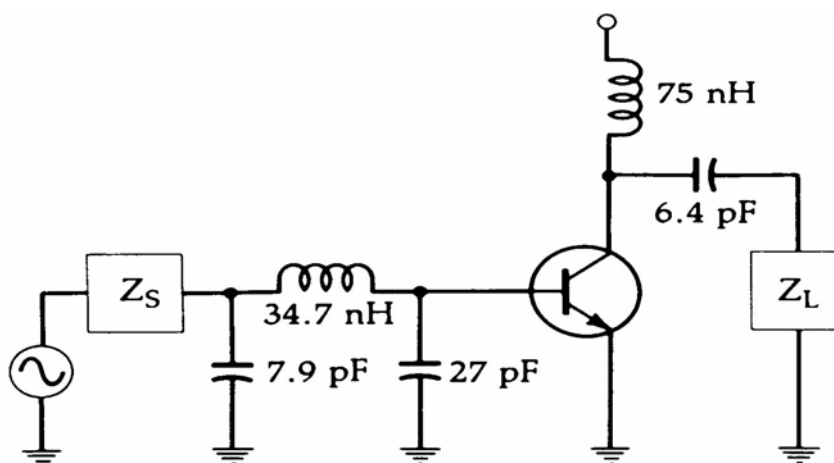


Fig.46. Amplificador classe C.

21. A figura 47 e 48 indicam a rede de saída de um estágio amplificador de RF classe E (chaveado) e respectiva impedância vista pela saída do transistor. Para a faixa de

DEEL - Telecomunicações

$130\text{MHz}$  a  $180\text{MHz}$  (WideBand), a impedância será aproximadamente constante com módulo igual  $12\Omega$  e fase igual a  $33^\circ$ . Mostre através de carta de Smith e analiticamente (obtendo a expressão para  $Z$  à saída do transistor chaveado), em passos de  $10\text{MHz}$  (ou menor) que a impedância resultante é realmente aquela mostrada na figura 48 inferior.

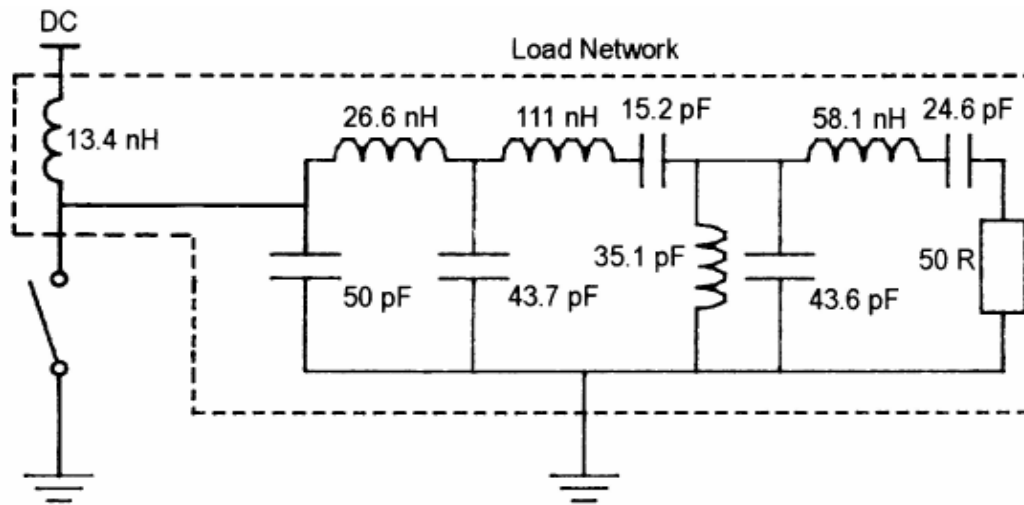


Fig.47. Rede adaptação de  $Z$  de banda larga para a saída de um transistor como amplificador de RF classe E (modo chaveado). Obs: no valor do indutor paralelo, onde se lê  $35.1\text{pF}$ , leia-se  $31.5\text{pH}$ .

DEEL - Telecomunicações

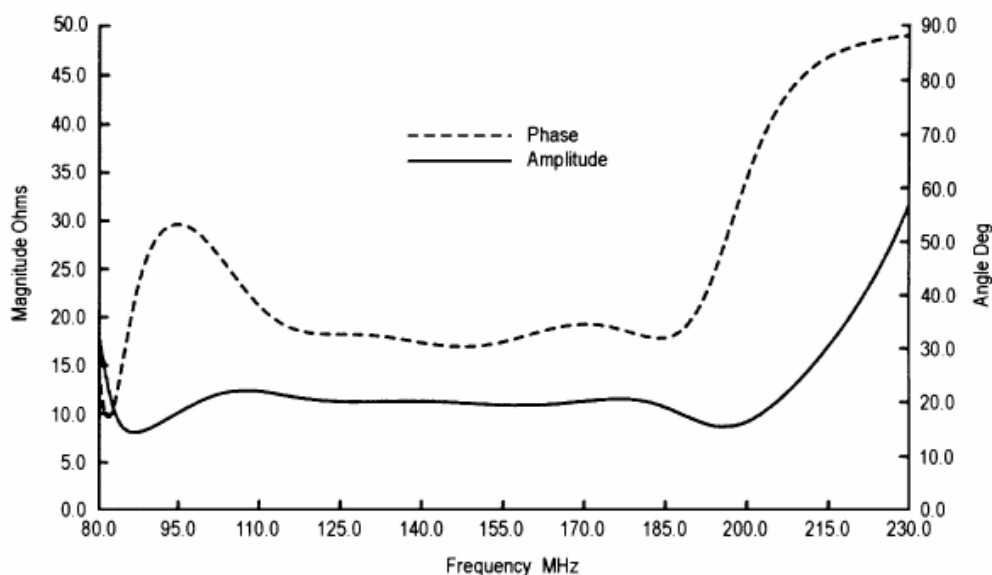


Fig.48. Impedância (coordenadas polares, módulo e fase) para a rede de adaptação de impedância

22. Utilizando Carta de Smith, adapte uma impedância com coeficiente de reflexão  $\rho = 0,4 \angle 136^\circ$  a  $Z_s = 50$  em  $f_0 = 300\text{MHz}$  empregando:
- elementos reativos concentrados (obtenha os valores dos componentes);

DEEL - Telecomunicações

- b. linha de transmissão associado a "tocos" em aberto ou em curto, figura. (obtenha os comprimentos elétricos e físicos associados à linha de transmissão)

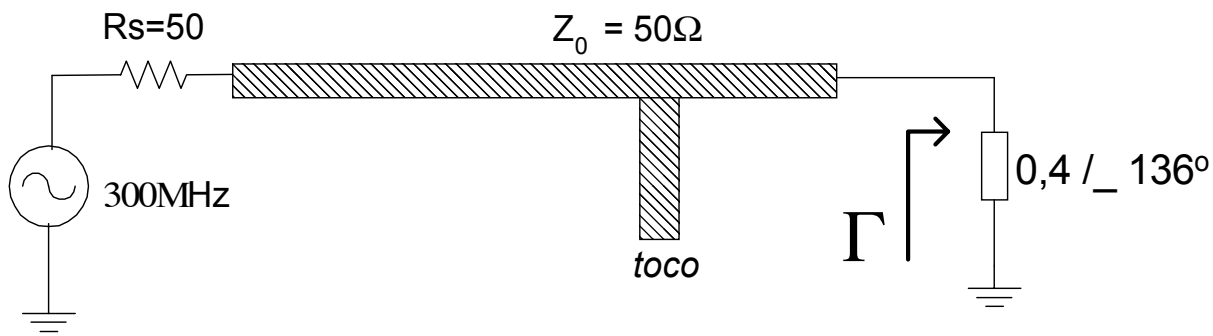


Fig.49. Adaptação de impedância utilizando linha de transmissão e toco (em curto ou aberto).

## Bibliografia

- 1] C. Bowick, *RF Circuit Design*, Butterworth-Heinemann, 1982.
- 2] J. B. Hagen, *Radio-Frequency Electronics - Circuits and Applications*, Cambridge Universit Press, Cambridge, UK - New York, USA - Melbourne, Australia, 1999 (Second edition).