

Universidade Federal de Campina Grande – UFCG  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática – CEEI  
Departamento de Engenharia Elétrica – DEE

The logo of the Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) is a watermark in the background. It features a shield with a blue top section containing the letters 'UFCG' in white. The bottom section of the shield is light blue with a white sunburst. Below the shield is a blue banner with the Latin motto 'SUPRA OMNES LUX LUCES' in white.

## **Relatório de Estágio Integrado**

Projeto de um adaptador sintonizável de impedância para aplicações de telefonia móvel

Universidade Federal  
de Campina Grande

Gustavo Paiva Guedes  
Orientador: Raimundo Carlos Silvério Freire

Campina Grande – PB, Agosto de 2010.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE  
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**Relatório de Estágio Integrado**

Julgado em: \_\_\_/\_\_\_/\_\_\_

**BANCA EXAMINADORA:**

---

Orientador

---

Convidado

Campina Grande – Paraíba  
Agosto de 2010.



## **RELATÓRIO DE ESTÁGIO GRENOBLE INP ESISAR 2008/2009**

### **Projeto de adaptador sintonizável de impedância para aplicações em telefonia móvel.**

**Instituição:** IMEP-LAHC Instituto de Microeletrônica Eletromagnetismo e Fotônica -  
Laboratório de Hiperfrequência e de Caracterização.

**Endereço :** 3, rue Parvis Louis Néel - BP 257 - F38016 Grenoble Cedex 1



Nome do estudante

**PAIVA GUEDES Gustavo.**

Período do estágio	<b>01/02/2009-30/06/2009</b>
Module de especialização	<b>Eletrônica de sistemas embarcados-ESE</b>
Orientador Empresa	<b>Jean-Daniel ARNOULD</b>
Orientador ESISAR	<b>Etienne PERRET</b>
Orientador UFCG	<b>Raimundo FREIRE</b>
Orientadores BRAFITEC	<b>Glauco FONTGALLAND Tan Phu VUONG</b>

# SUMÁRIO

---

Lista de figuras.....	05
Lista de tabelas.....	07
Introdução.....	08
Apresentação do Laboratório.....	09
Objetivos.....	11
1. Adaptação de impedância.....	12
1.1. Condições da adaptação.....	12
1.2. O circuito de adaptação ( <i>Matching Network</i> ).....	13
1.2.1. Topologia <i>L</i> .....	13
1.2.2. Topologia <i>Double L</i> .....	14
2. As topologias do circuito de adaptação.....	18
2.1. Os métodos.....	18
2.2. Topologia <i>L</i> .....	20
2.2.1. Resultados.....	20
2.2.2. Análise dos resultados.....	23
2.3. Topologia <i>PI</i> .....	24
2.3.1. Resultados.....	24
2.3.2. Análise dos resultados.....	25
2.4. <i>Double L-section</i> .....	26
2.4.1. Resultados.....	26
2.4.2. Análise dos resultados.....	28
3. Circuito em <i>PI</i> – A topologia escolhida.....	30
3.1. Exemplo de funcionamento.....	30
3.2. Otimização da <i>Matching Network</i> .....	32
Conclusões.....	38
Perspectivas.....	39
Bibliografia.....	40
Estimação financeira.....	41
Resumo.....	42

## LISTA DE FIGURAS

---

<b>Figura i</b> : Esquema da <i>Matching Network</i> sintonizável para adaptar O amplificador e a antena.....	08
<b>Figura 1.1</b> : Esquema de um circuito contendo um amplificador, uma Matching Network e uma antena.....	09
<b>Figura 1.2:</b> <i>Normal L-section</i> .....	10
<b>Figura 1.3</b> : <i>Reversed L-Section</i> .....	10
<b>Figura 1.4:</b> Topologia T. a) <i>L-section reversed e normal</i> . b) Topologia T equivalente.....	12
<b>Figura 1.5:</b> Topologia PI. a) <i>L-section normal e reversed</i> . b) Topologia PI equivalente.....	13
<b>Figura 1.6:</b> Equivalente <i>L-section</i> para o cálculo da MN com Z e Z* .....	13
<b>Figura 1.7:</b> <i>Double L-section</i> . a) <i>Reversed</i> . b) <i>Normal</i> .....	14
<b>Figura 2.1:</b> Circuito de adaptação e os parâmetros S.....	16
<b>Figura 2.2</b> : Região da Carta de Smith a se adaptar $ \Gamma_L  \leq 0,6$ e VSWR = 4:1.....	16
<b>Figura 2.3</b> : Região adaptada pela MN <i>L-section reversed</i> . a) <i>L_Section CSLPr</i> . b) <i>L_Section LSCPr</i> .....	18
<b>Figura 2.4</b> : Parâmetros $S_{11}$ , $S_{22}$ et $S_{21}$ da <i>L-section reversed</i> . a) <i>L_Section CSLPr</i> . b) <i>L_Section LSCPr</i> .....	19
<b>Figura 2.5</b> : Região adaptada pela MN <i>PI-section</i> .....	21
<b>Figura 2.6</b> : Parâmetros $S_{11}$ , $S_{22}$ et $S_{21}$ da <i>PI-section</i> .....	22
<b>Figura 2.7</b> : a) Região adaptada pela MN <i>Double L-section reversed</i> .....	24
<b>Figura 2.8</b> : Parâmetros $S_{11}$ , $S_{22}$ , ponto m3, e $S_{21}$ , ponto m6, da <i>Double LI-section reversed</i> .....	25
<b>Figure 2.9</b> : Largura de banda das topologias para a <i>Matching Network</i> .....	26
<b>Figura 3.1</b> : Topologia da <i>Matching Network</i> escolhida.....	27
<b>Figura 3.2:</b> Circuito topologia PI.....	27
<b>Figura 3.3</b> : Coeficiente de reflexão $S_{22}$ na saída do circuito de adaptação e seu conjugado complexo.....	28

<b>Figura 3.4</b> : Coeficiente de reflexão $S_{22}$ na saída do circuito de adaptação e seu conjugado complexo.....	29
<b>Figura 3.5</b> : Circuito série equivalente do capacitor.....	30
<b>Figura 3.6</b> : Circuito para adaptar as impedâncias $Z_L$ e $Z_G$ em função dos indutores e capacitores.....	31
<b>Figura 3.7</b> : Área de cobertura para a $MN$ otimizada para os valores AMS $0,35\mu\text{m}$ .....	32
<b>Figura 3.8</b> : Parâmetros $S_{11}$ , $S_{22}$ , ponto m3, e $S_{21}$ , ponto m6, da $MN$ otimizada para os valores AMS $0,35\mu\text{m}$ .....	32
<b>Figura 3.9</b> : Parâmetros $S_{11}$ da $MN$ otimizados (curva azul) e da $MN$ antes da otimização (curva vermelha).....	33
<b>Figure 3.10</b> : Parâmetros $S_{21}$ da $MN$ otimisada (curva azul) e da $MN$ antes da otimização (curva vermelha).....	34

## LISTA DE TABELAS

---

<b>Tabela 1.1:</b> Relação entre os tipos de <i>L-section</i> e os valores de $R_G$ , $R_L$ , $X_G$ e $X_L$ .....	11
<b>Tabela 2.1:</b> Valores máximos e mínimos para a <i>L-section reversed</i> .	
a) <i>L_Section CSLPr</i> . b) <i>L_Section LSCPr</i> .....	18
<b>Tabela 2.2:</b> Valores máximos e mínimos da <i>MN</i> .....	22
<b>Tabela 2.3:</b> Valores máximo e mínimo da <i>MN</i> . a) Primeira <i>L_Section</i> .	
b) Segunda <i>L_Section</i> .....	24
<b>Tabela 3.1:</b> Valores nominais. Máximos e mínimos para cada elemento	
de impedância da <i>MN</i> .....	27
<b>Tabela 3.2:</b> Valores escolhidos para a verificação da <i>Matching Network PI</i>	
<i>C1L2C3</i> .....	28
<b>Tabela 3.3:</b> Valores máximo e mínimo da capacitância e da indutância	
da tecnologia CMOS AMS 0,35 $\mu$ m.....	29
<b>Tabela 3.4:</b> Les valeurs d'impédance du circuit d'adaptation <i>PI_Section C1L2C3</i>	
et ses respectives valeurs d'inductance et capacité. ....	30
<b>Tabela 3.5 :</b> Valores da tecnologia CMOS AMS 0,35 $\mu$ m para indutâncias e	
para capacitâncias.....	31
<b>Tabela I :</b> Estimção financeira.....	38

## INTRODUÇÃO

---

A teoria eletromagnética, como conhecemos hoje, foi formalizada por Maxwell e Faraday em meados do século XIX. Hertz realizou em seguida importantes trabalhos sobre a onda eletromagnética no fim do mesmo século .

O desenvolvimento da área de micro-ondas começou durante a Segunda Guerra Mundial, especialmente em pontos estratégicos tais como os radares [2]. Na verdade, é com a invenção do transistor (1946) bem como com o progresso alcançado na realização de circuitos integrados que o desenvolvimento da área de micro-ondas, da microeletrônica e atualmente da microeletrônica aplicada a radiofrequência se intensificaram .

Micro-ondas são utilizadas na geração de plasma nas lâmpadas UV, para secar, colar, pasteurizar, esterilizar e conzinhar utilizando a ressonância de moléculas de água [2]. Elas são também utilizadas para a transmissão de informações e na detecção utilizando radares, controle de distância e geolocalização, sobretudo após o período da Guerra Fria. As telecomunicações incluem ainda a telefonia móvel, os satélites, as redes sem fio para internet (*wifi*) e inúmeras outras aplicações .

Esta explosão nas telecomunicações rendeu a necessidade da concepção de dispositivos ajustáveis que aumentassem a eficácia dos sistemas de radiofrequência. Nos sistemas de telefonia móvel estes dispositivos ajustáveis são utilizados para otimizar a transferência de energia entre o amplificador de sinal e a antena, ou seja, para fazer a adaptação de impedância destes dois componentes do sistema.

A concepção dos circuitos sintonizáveis para a adaptação de impedância deve primeiro tomar em conta o conjunto dos valores de impedância possíveis na saída do amplificador assim como na entrada da antena. Outros parâmetros podem depois serem considerados, como a largura de banda do sistema, seu tempo de resposta ou os componentes a utilizar. Tudo isto deve ser feito sem perder de vista os parâmetros S, o coeficiente de reflexão e as perdas de inserção do sistema [3-9].

O projeto de um dispositivo sintonizável para adaptação de impedância tem objetivo a sua concepção em circuito integrado. Contudo, em tecnologia integrada é mais fácil fabricar capacitores que indutores. A concepção do circuito integrado deve, pois, permitir utilizar sempre que possível, capacitores ao invés de indutores [10-13].

Este trabalho consiste em determinar a melhor topologia de circuito e os valores extremos de cada componente tendo em vista maximizar a transferência de energia entre o amplificador e a antena dum sistema de telefonia móvel. O objetivo é de implementar um dispositivo na tecnologia CMOS 0,35 $\mu$ m.



## APRESENTAÇÃO DO LABORATÓRIO

---

O Instituto de Microeletrônica, Eletromagnetismo e fotônica e o Laboratório de Hiperfrequência e Caracterização (l'IMEP-LAHC L'Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique Laboratoire d'Hyperfréquences et de Caractérisation, l'IMEP-LAHC) está situado na cidade de Grenoble no sudeste da França, no pólo de inovação em micro e nanotecnologia (MINATEC).

O IMEP-LAHC é uma unidade mista de pesquisa (CNRS-INPG-UJF) que foi formada em janeiro de 2001 pela fusão de dois antigos laboratórios (LEMO e LPCS) e recentemente, houve uma outra fusão com o Laboratório de Hiperfrequência e de Caracterização (LAHC).

O IMEP-LAHC emprega 120 pessoas fortemente envolvidas em todas as áreas da micro e nanotecnologia. Possui competências importantes em microeletrônica, microfotônica, microsistemas e nanoestruturas. As aplicações potenciais destas pesquisas (semicondutores, informática, telecomunicações,...) representam questões centrais para a economia nos próximos vinte anos. Os diferentes grupos de pesquisa do IMEP-LAHC estabeleceram-se em nível nacional nas áreas de microeletrônica avançada de silício, de dispositivos de óptica integrada em vidros e a integração de funções de radiofrequência e de hiperfrequência no silício.

Seu reconhecimento é geralmente de caráter internacional, estando os pesquisadores do IMEP-LAHC frequentemente entre os coordenadores de projetos europeus e organizadores de conferências internacionais. O conhecimento e a experiência do IMEP-LAHC, adquiridos através de várias décadas, permitem-lhe oferecer informações suficientes, de preferência inovadoras e eficientes para os parceiros industriais.

O IMEP-LAHC teve mais sorte de ter as habilidades que cobrem uma vasta área (materiais, tecnologias, componentes, circuitos e sistemas) para realizar pesquisas conjuntas com parceiros nano-físicos, químicos de materiais ou projetistas de circuitos e sistemas eletrônicos e optoeletrônicos.

Os pesquisadores do IMEP-LAHC modelam, geram e utilizam sinais rápidos ou ultra rápidos. Dependendo da aplicação, o espectro coberto se estende de megahertz a várias dezenas de gigahertz. As técnicas utilizadas no âmbito da eletrônica (hiperfrequência) e da óptica geralmente são utilizadas em conjunto. A abordagem é baseada na experimentação associada a modalidades e a simulações. As competências essenciais estão na: eletrônica, hiperfrequência, óptica, optoeletrônica e eletromagnetismo.

Os diferentes temas de pesquisa são principalmente:

- Componentes avançados CMOS de silício ;
- Dispositivos alternativos e inovadores ;
- Fotônica ;
- Microssensores e microsistemas ;
- RF, micro-ondas e optomicroondas ;

- Integridade do sinal: confiabilidade, ruído e EMC.

O IMEP-LAHC está igualmente envolvido em cinco outros tipos de atividades :

- Divulgação: Organização de conferências e escolas internacionais, seminários.
- Coordenação científica: coordenação de muitos projetos nacionais e europeus, nos quais 2 NoE (*Networks of excellence*).
- Desenvolvimento: criação de 6 empresas, patentes, contratos industriais,...
- Publicações: revistas, conferências, livros, teses, trabalhos convidados, *Best Paper Award*.
- Educação: no INP (Institut National Polytechnique) de Grenoble e na UJF (Université Joseph Fourier), formação contínua.

O IMEP-LAHC possui fortes competências em micro e nano-eletrônica, micro e nano-fotônica, micro e nano-sistemas e micro-ondas. O IMEP-LAHC possui também plataformas experimentais (salas limpas, plataformas de caracterizações elétricas, ópticas, RF/hiperfrequência, ...) e tem :

- 47 pesquisadores e profesosres.
- 18 engenheiros, técnicos e pessoal administrativo.
- 78 doutorandos.
- 12 pesquisadores / engenheiros não permanentes.

Os principais recursos financeiros do IMEP-LAHC são recursos em contratos (4 anos) : 6,3 M€ (40 financiamentos industriais, 18 financiamento nacional, 18 financiamento regional e 11 financiamento europeu).

## OBJETIVOS

Para o bom funcionamento de um sistema de telefonia móvel, como para qualquer outro sistema elétrico, é preciso levar em consideração a transmissão de energia. A eficiência do ponto de vista energético é a principal característica a se analisar neste projeto.

Um sistema de telefonia móvel contém, entre outros dispositivos, um amplificador de sinal e uma antena. A transferência de energia deve ser a máxima entre esses dois dispositivos de modo a anular a reflexão do sinal enviado. Todo o sinal é, portanto, transmitido do amplificado até a antena.

Para obter a máxima transferência de energia é preciso que a impedância de saída do amplificador seja igual a impedância de entrada de antena. Normalmente, estas impedâncias são sempre diferentes e seus valores não são constantes. Por exemplo, os valores das impedâncias do amplificador e da antena dependem da distância do aparelho de telefonia móvel para o usuário.

O objetivo deste estágio é, portanto, estudar a adaptação de impedância e projetar um dispositivo sintonizável para adaptar as impedância do amplificador de sinal e da antena num sistema de telefonia móvel.

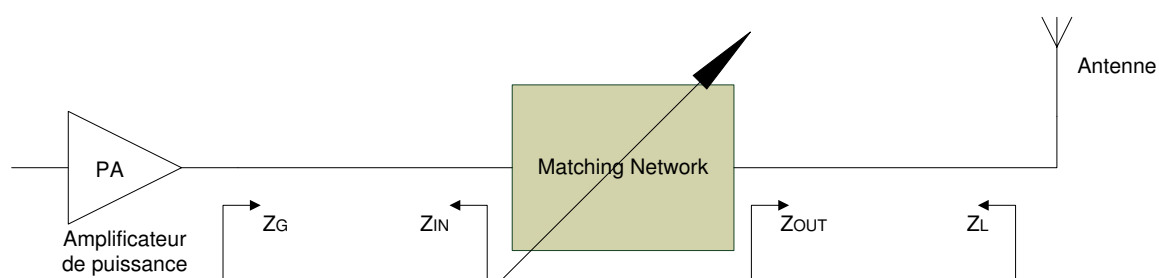


Figura i : Esquema da *Matching Network* sintonizável para adaptar o amplificador e a antena.

O sistema deve funcionar numa largura de banda de wifi (2,4 à 2,5GHz) e ter um VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) máximo de 4 : 1, ou seja, um coeficiente de reflexão cujo módulo deve ser  $|\Gamma_L| < 0,6$ , bem como uma perda de inserção (*Insertion Loss – IL*) de  $IL < 2dB$ . A impedância de saída do amplificador varia em um intervalo de  $10\Omega$  a  $20\Omega$  e a impedância de entrada da antena varia de forma que seu coeficiente de reflexão não exceda 0,6. A impedância de referência é sempre  $50\Omega$ .

## 1. ADAPTAÇÃO DE IMPEDÂNCIA

### 1.1. Condições de adaptação

O melhor caso para qualquer circuito elétrico é obtido quando a máxima potência de saída do gerador é transmitida para a carga. Esta condição é obtida quando a impedância de carga é igual ao conjugado complexo da impedância do gerador. Neste caso, dizemos que o circuito está adaptado.

Em estado bruto os circuitos não possuem suas impedâncias adaptadas. É necessário adicionar, entre o amplificador e a antena, uma rede para adaptar o sistema.

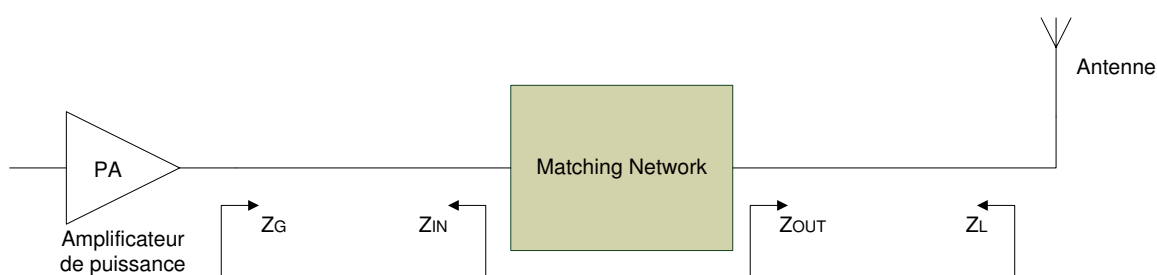


Figura 1.1 : Esquema de um circuito contendo um amplificador, uma *Matching Network* e uma antena.

O esquema da figura 1.1 mostra um circuito de transmissão que contém um amplificador de sinal (Amplificateur de Puissance - PA), uma rede de adaptação (*Matching Network* - MN) e uma antena. Na figura são indicadas as impedâncias de saída do amplificador ( $Z_G$ ) e da antena ( $Z_L$ ). Nós temos ainda a impedância do conjunto formado pelo MN e pela antena ( $Z_{IN}$ ), além da impedância fornada pelo conjunto PA e MN ( $Z_{OUT}$ ).

Neste caso, a máxima transferência de potência é obtida quando nós temos:

$$\begin{cases} Z_{IN} = Z_G^* \\ Z_{OUT} = Z_L^* \end{cases} \quad (1.1)$$

onde,  $Z_G^*$  é o conjugado complexo de  $Z_G$  e  $Z_L^*$  é o conjugado complexo de  $Z_L$ .

Visto que temos um circuito funcionando nos domínios da radiofrequência, podemos, também, avaliar a adaptação de impedância utilizando o coeficiente de reflexão. Da mesma forma que para a avaliação pelas impedâncias, a adaptação do circuito neste caso é dada quando o coeficiente de reflexão da carga for igual ao conjugado complexo do coeficiente do gerador. A condição de adaptação torna-se :

$$\begin{cases} \Gamma_{IN} = \Gamma_G^* \\ \Gamma_{OUT} = \Gamma_L^* \end{cases} \quad (1.2)$$

onde,  $\Gamma_G^*$  é o conjugado complexo de  $\Gamma_G$  e  $\Gamma_L^*$  é o conjugado complexo de  $\Gamma_L$ .

Uma solução é utilizar o que em inglês chamamos de “*Matching Network*” (MN). A MN é feita de componentes discretos: indutores e capacitores.

## 1.2. O circuito de adaptação (*Matching Network*)

Para as redes de adaptação temos duas grandes famílias de topologias realizáveis: A família da topologia *L* e a da topologia *Double L*. A topologia *L* se divide em *reversed L-Section* e *normal L-section* (figura 1.2). A topologia *Double L* é formada por duas *L-section* conectadas e é divididas em 4 tipos: PI, T, *Double L-section reversed* e *Double L-section normal*.

### 1.2.1. Topologia *L*

A topologia *L*, como já dito acima, se divide em *reversed* e *normal L-section*. Esta topologia proporciona uma cobertura parcial da Carta de Smith. A região possível de se adaptar depende do tipo de *L-section* utilizada, *normal* ou *reversed*, dos valores dos componentes utilizados e da sua natureza, indutiva ou capacitiva. A determinação do tipo de topologia é subordinada ao valor da impedância do gerador ( $Z_G$ ) e da carga ( $Z_L$ ).

A topologia *normal L-section* é formada por duas impedâncias, a primeira conectada em paralelo à saída do gerador e a segunda em série com a carga. (Figura 1.2).

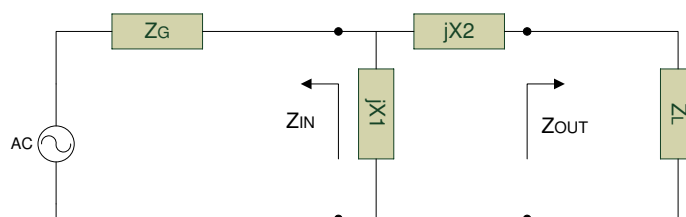


Figura 1.2: *Normal L-section*.

A *reversed L-section* possui também duas impedâncias, sendo que a primeira conectada em série com o gerador e a segunda em paralelo com a carga. (Figura 1.3).

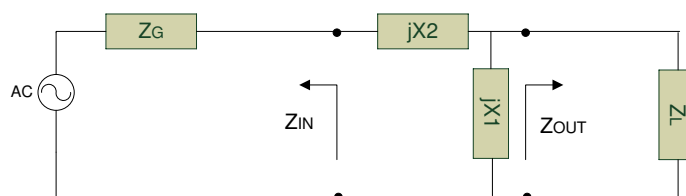


Figura 1.3: *Reversed L-Section*.

A *Matching Network*, a *normal L-section*, a *L-section reversed* ou todas as duas, transforma a impedância da carga para obter um valor igual ao conjugado complexo da impedância do gerador.

$$Z_{in} = Z_G^* \quad (1.3)$$

O sistema de equação que permite obter os valores de  $X_1$  e  $X_2$  para os dois tipos de topologia  $L$  são [2]:

$$X_1 = \frac{X_G \pm R_G Q}{\frac{R_G}{R_L} - 1} \quad X_1 = \frac{X_L \pm R_L Q}{\frac{R_L}{R_G} - 1}$$

$$X_2 = -(X_L \pm R_L Q) \text{ (normal)} \quad X_2 = -(X_G \pm R_G Q) \text{ (reversed)} \quad (1.4)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_G}{R_L} - 1 + \frac{X_G^2}{R_G R_L}} \quad Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_G} - 1 + \frac{X_L^2}{R_G R_L}}$$

onde  $Q$  representa o fator de qualidade.

A condição que permite obter os valores reais para  $X_1$  e  $X_2$  e escolher o tipo de *L-section* é que o fator de qualidade  $Q$  seja positivo, portanto, é preciso que  $R_G$ ,  $R_L$ ,  $X_G$  e  $X_L$  respeitem as condições estabelecidas na tabela abaixo:

Condição de existência	Tipo de <i>L-section</i>
$R_G > R_L,  X_L  \geq \sqrt{R_L(R_G - R_L)}$	<i>Normal e reversed</i>
$R_G < R_L,  X_L  < \sqrt{R_L(R_G - R_L)}$	<i>Normal</i>
$R_L > R_G,  X_G  \geq \sqrt{R_G(R_L - R_G)}$	<i>Reversed e normal</i>
$R_L < R_G,  X_G  < \sqrt{R_G(R_L - R_G)}$	<i>Reversed</i>

Tabela 1.1 – Relação entre os tipos de *L-section* e os valores de  $R_G$ ,  $R_L$ ,  $X_G$  e  $X_L$ .

### 1.2.2. Topologia *Double L*.

Nós sabemos que a topologia *Double L* é formada pela conexão de duas *L-section* e que se divide em 4 tipos: *T*, *PI*, *Double L-Section reversed* e *Double L-Section normal*.

- ***T-section*.**

A topologia *T* é formada por uma *L-section reversed* conectada ao gerador e por uma *L-section normal* conectada à carga. (Figura 1.4).

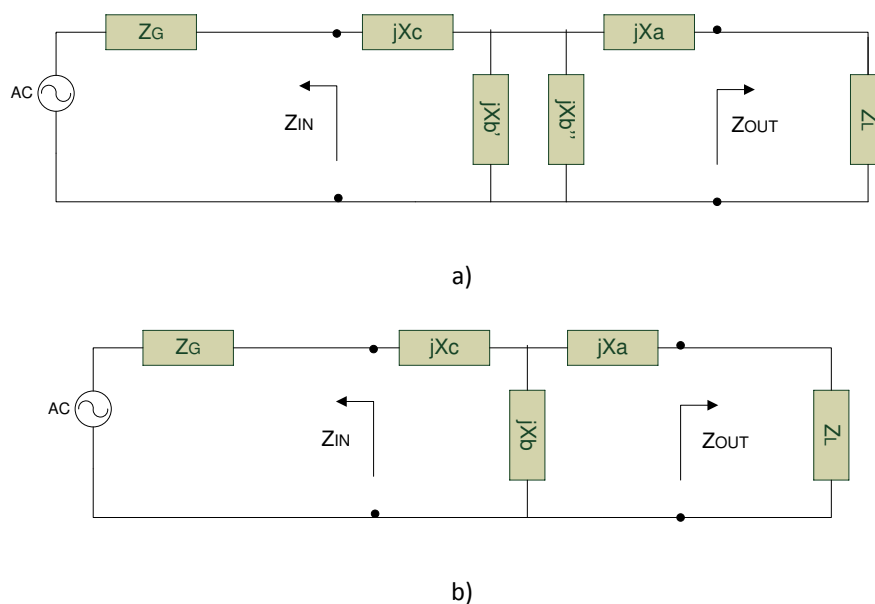


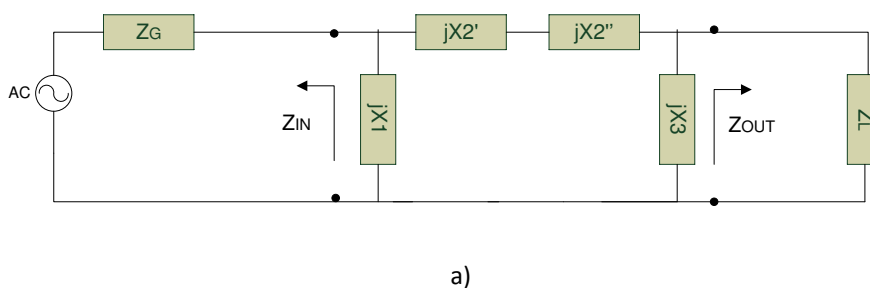
Figura 1.4: Topologia  $T$ . a)  $L$ -section reversed e normal. b) Topologia  $T$  equivalente.

Esta topologia não é muito utilizada em função de suas perdas por inserção. A presença de duas impedâncias em série ( $jX_c$  e  $jX_a$ ) causa maiores perdas por inserção que para o caso da topologia  $L$ -section ou mesmo para o caso da topologia  $PI$ .

A solução imediata para este problema da topologia  $T$  é sua substituição por um circuito  $PI$  através de uma transformação  $\Delta$ - $Y$ .

- ***PI-section.***

A  $PI$ -section, bem como a  $T$ -section, possui um grau de liberdade, o fator de qualidade  $Q$ , que determina a largura de banda desejada. (Figura 1.6).



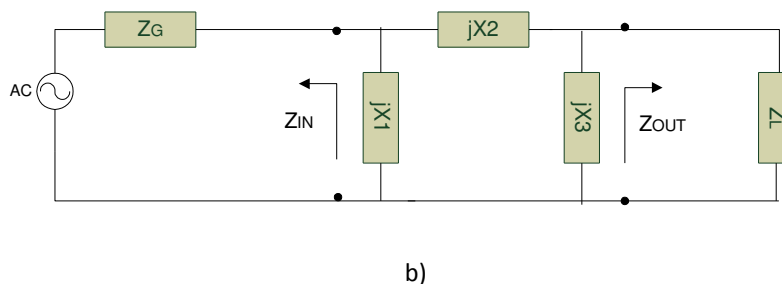


Figura 1.5: Topologia PI. a) *L-section normal e reversed*. b) Topologia PI equivalente.

Uma maior cobertura da Carta de Smith, a partir de uma estrutura *L*, é também obtida com a topologia *PI*. Os valores dos componentes utilizados na *Matching Network* e sua natureza, indutiva ou capacitiva, determinam a região que pode ser coberta pela *PI-section*.

Para encontrar os valores das impedâncias do circuito *PI*, os cálculos são feitos considerando a *PI-section* como duas *L-sections* diferentes.

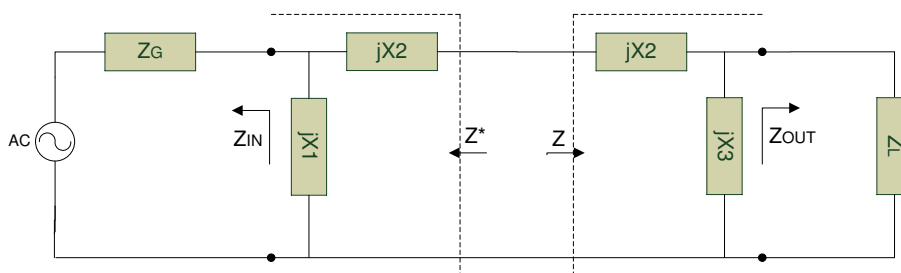


Figura 1.6: Equivalente *L-section* para o cálculo da *MN* com  $Z$  e  $Z^*$ .

O MatLab® permite de fazer estes cálculos diretamente. É preciso fornecer o valor da impedância  $Z = R + jX$ . Este valor é arbitrário, entretanto,  $R$  deve ser escolhido de acordo com as seguintes condições [2]:

$$\begin{cases} Q_0 > Q_{min} \\ R < R_{min} \end{cases} \quad (1.5)$$

onde,

$$\begin{cases} Q_{min} = \sqrt{\frac{R_{max}}{R_{min}} - 1} \\ R_{max} = \max(R_G, R_L) \\ R_{min} = \min(R_G, R_L) \end{cases} \quad (1.6)$$



O valor  $R$  é calculado com a equação abaixo:

$$R = \frac{(R_G - R_L)^2}{(R_G + R_L)Q_0^2 - 2Q_0 \sqrt{R_G R_L Q_0^2 - (R_G - R_L)^2}} \quad (1.7)$$

- **Double L-section reversed e normal.**

A *Double L-section* é desta forma denominada por ser formada por duas *L-section reversed* ou duas *L-section normal* (Figura 1.7).

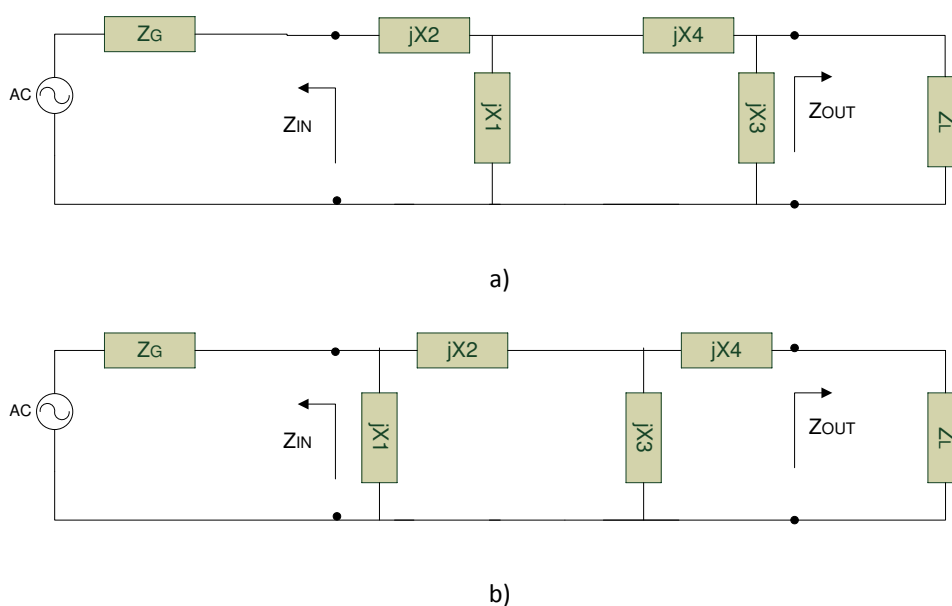


Figura 1.7: *Double L-section*. a) *Reversed*. b) *Normal*.

A vantagem deste circuito é a maior largura de faixa em relação aos outros casos. Os valores dos componentes do circuito são determinados calculando-se cada *L-section* a partir da outra.

## 2. AS TOPOLOGIAS DO CIRCUITO DE ADAPTAÇÃO

---

Nós precisamos fazer um dispositivo que adapte a antena e o amplificador num sistema de telefonia móvel para uma ampla faixa de impedâncias. Para melhor definir o valor máximo e mínimo da impedância do adaptador sintonizável, nós optamos por usar uma *Matching Network*.

Em tese, a topologia PI proporciona uma maior cobertura da Carta de Smith, entretanto, a topologia L é de mais simples implementação. É preciso testar as duas topologias utilizando todos os valores possíveis para a impedância do gerador e da antena a fim de se obter os valores máximos e mínimos das impedâncias da melhor topologia. O circuito de adaptação *Double L-section* é também testado no intuito de se obter uma maior largura de banda.

Nós precisamos de um circuito que adapte a saída do amplificador (gerador)  $Z_G$  à entrada da antena  $Z_L$  num sistema de telefonia móvel de tal forma que o coeficiente de reflexão final associado, seja  $|\Gamma_L| \leq 0,6$  numa faixa de frequência que varia de 2,4GHz a 2,5 GHz. A impedância de referência é sempre  $Z_0 = 50\Omega$ . O módulo da impedância do gerador deve variar entre  $[10,20]\Omega$ .

A sequência de trabalho começou com o estudo das características gerais de cada topologia. Em seguida, fizemos uma rotina em MatLab® com as equações estudadas para obter os valores iniciais. Para a última etapa, foram feitas simulações com o Agilent ADS® para se definir a região de sintonia na Carta de Smith.

### 2.1. Os métodos

Os valores  $Z_G$  e  $Z_L$  são variáveis e é preciso analisar esta variação na faixa de frequência acima mencionada. É complicado fazer isso simultaneamente e se deve, portanto, inicialmente fixar esses valores. Fixamos a frequência de operação em  $f = 2,45GHz$  e a impedância do gerador em  $Z_G = 15 + j10\Omega$ . Para a impedância da antena, efetuamos diferentes tratamentos com o MatLab® e com o ADS®.

Inicialmente, no MatLab®, fixamos o valor da carga  $Z_L = 50\Omega$  e calculamos a *Matching Network* que faz a adaptação entre  $Z_G$  e  $Z_L$ . Em seguida, nós fizemos variar a impedância  $Z_L$  de maneira a encontrar valores para seu coeficiente de reflexão, tal que  $|\Gamma_L| \leq 0,6$  ( $|S_{22}| \leq 0,6$ ). Após isso, obtivemos os valores de impedância que formam a *Matching Network* para cada valor  $Z_L$ . Este método foi executado para encontrar os valores máximos e mínimos das impedâncias da *MN*.

Utilizamos no ADS® os valores obtidos no MatLab®, com  $Z_L = 50\Omega$  como referência para a *MN* como também os valores máximos e mínimos obtidos anteriormente, para começar as simulações. Fixamos o valor  $Z_L = 50\Omega$  e mantivemos o mesmo valor para  $Z_G$ . O objetivo é determinar os valores máximos e mínimos da *MN* que adapta impedâncias na região  $|\Gamma_L| \leq 0,6$  da Carta de Smith.

Cada valor de impedância da *MN*, entre o máximo e o mínimo, produz um valor correspondente do parâmetro  $S_{22}^*$  o qual corresponde à carga que pode ser adaptada pela *Matching Network*.

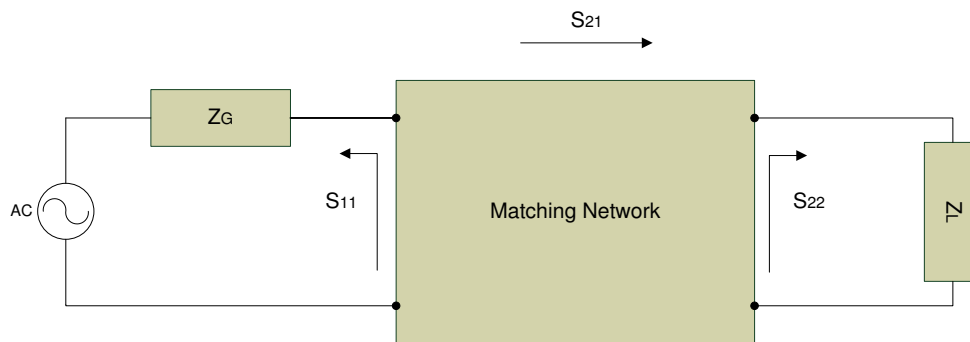


Figura 2.1: Circuito de adaptação e os parâmetros S.

A melhor topologia para a *Matching Network* deve adaptar o maior número de impedância contidas no círculo azul na figura abaixo, ou seja, ter a maior superfície de cobertura para  $S_{22}^*$  num círculo de raio igual a 0,6 na Carta de Smith.

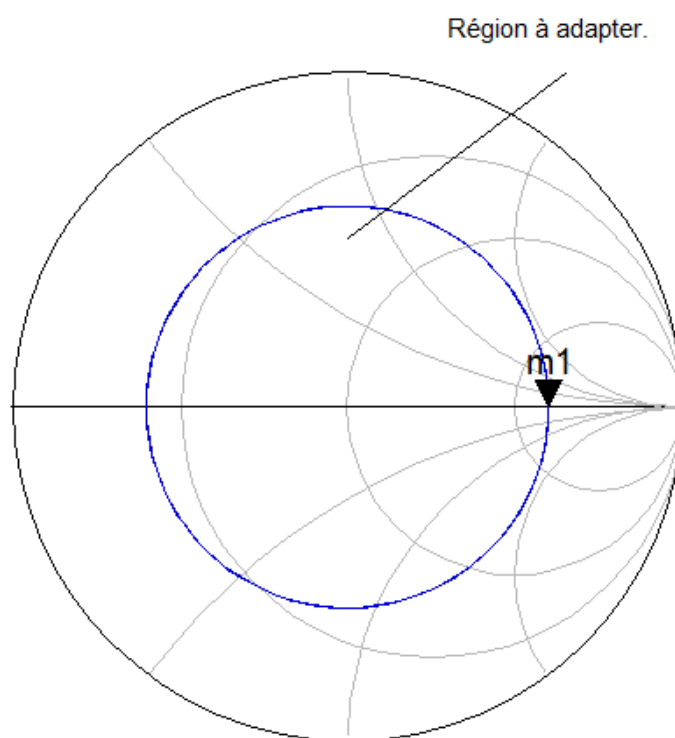


Figura 2.2: Região na Carta de Smith a se adaptar  $|\Gamma_L| \leq 0,6$  e VSWR = 4:1.

## 2.2. Topologia L

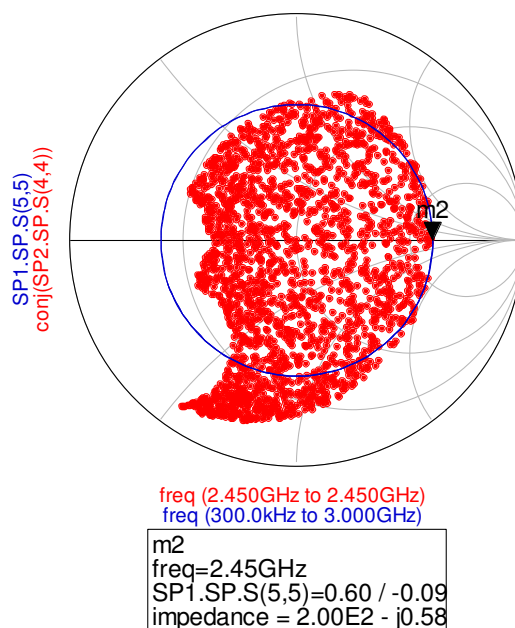
### 2.2.1. Resultados.

A função  $X12 = lmatch(zg, zl, 'type')$  permite encontrar os valores  $X_1$  e  $X_2$  no MatLab®. Os valores  $Z_G$  e  $Z_L$  são os da impedância do gerador e da carga respectivamente. Para identificar o tipo de *L-section* considerada, nós utilizamos o caractere 'r' para o *reversed* e 'n' para o *normal*. O resultado  $X12$  é uma matriz 2 X 2 onde cada linha representa uma possível solução [2].

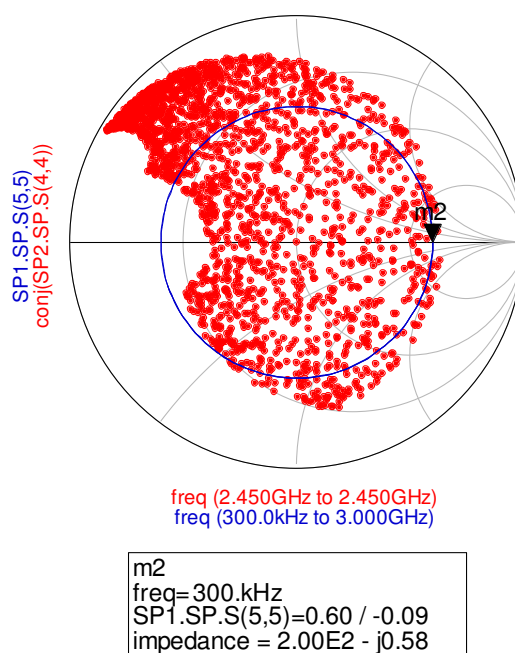
Escrevemos um programa em MatLab® para determinar a MN para uma carga de impedância  $Z_L = 50\Omega$  e um gerador de impedância  $Z_G = 15 + j10\Omega$ . Este programa faz o teste na condição de existência (Tabela 2.1) e seleciona a melhor *L-section*. Todos os valores são dados em ohms ( $\Omega$ ).

$$X_{12r} = \begin{bmatrix} 32.7327 & -32.9129 \\ -32.7327 & 12.9129 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Inicialmente, fizemos as simulações no ADS® com os valores acima (2.1). Em seguida, realizamos várias simulações Mont Carlo com uma estatística gaussiana variando entre os valores de máximo e de mínimo de  $X_1$  e  $X_2$  e obtemos o resultado abaixo:



a) *L\_Section CSLPr.*

b) *L\_Section LSCPr.*Figura 2.3: Região adaptada pela MN *L-section reversed*. a) *L\_Section CSLPr.* b) *L\_Section LSCPr.*

A figura 2.3a) representa a primeira solução dada pelo MatLab® e a figura 2.3b) representa a segunda. Os valores máximos e mínimos correspondentes são dados abaixo.

$X_{12r}(\Omega) = [-32.73 \quad 12.91]$		
	$X_1(\Omega)$	$X_2(\Omega)$
Mínimo	-1000.00	0.05
Máximo	-111.11	47.00

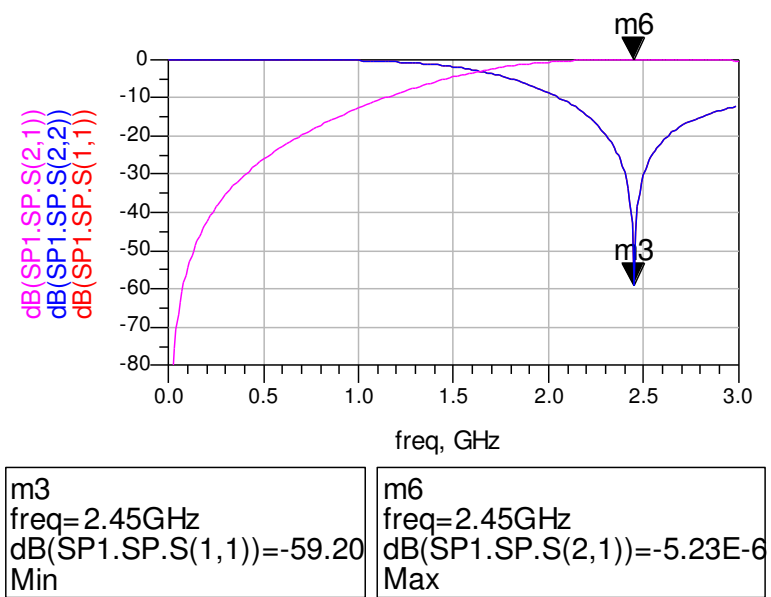
a)

$X_{12r}(\Omega) = [32.73 \quad -32.91]$		
	$X_1(\Omega)$	$X_2(\Omega)$
Mínimo	18.05	-62.678
Máximo	200.42	-20.205

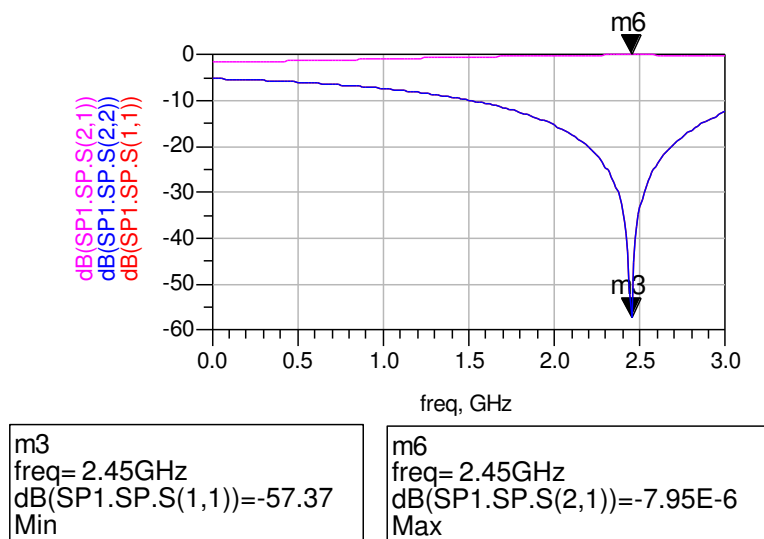
b)

Tabela 2.1: Valores máximo e mínimo para a *L-section reversed*. a) *L\_Section CSLPr.* b) *L\_Section LSCPr.*

O coeficiente de reflexão em dB, da entrada ( $S_{11}$ ) e da saída ( $S_{22}$ ) da *Matching Network*, bem como o coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ) também foram calculados.



a) *L\_Section CSLPr.*



b) *L\_Section LSCPr.*

Figura 2.4: Parâmetros  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  e  $S_{21}$  da *L-section reversed*. a) *L\_Section CSLPr*. b) *L\_Section LSCPr*.

Para uma carga  $Z_L = 50\Omega$  não é possível ter um circuito de adaptação com a topologia *L-section normal*, porque a parte real da impedância da carga é maior do que a parte real da impedância do gerador ( $R_L = 50\Omega > R_G = 15\Omega$ ).

### 2.2.2. Análise dos resultados

Entre as duas soluções anteriores, a segunda (Figura 2.3b) é a mais adequada por abranger uma maior parte da área delimitada pelo círculo  $\Gamma \leq 0,6$  (círculo azul).

Podemos observar ainda que ambos os resultados não cobrem na totalidade a região delimitada pelo círculo azul. O primeiro caso pode ser explicado pelos limites máximo e mínimo da variação de impedância da *MN*. Eles não são suficientes para cobrir toda a região considerada.

A segunda solução tem uma pequena região na Carta de Smith que a *MN* não cobre. Isso corresponde a uma região onde o valor da resistência do gerador é maior que a resistência equivalente da carga ( $R_G > R_L$ ). Sob essa condição, a *L-section normal*, não é capaz de realizar a adaptação para todos os valores internos ao círculo.

$$R_G > R_L, |X_L| < \sqrt{R_L(R_G - R_L)}$$

$$\begin{cases} Z_G = 15 + j10\Omega \\ Z_L = 50\Omega \end{cases}$$

Como :

$$R_G = 15\Omega \rightarrow 0 < R_L < 15$$

$$|X_L| < \sqrt{R_L(15 - R_L)}$$

$$15R_L - R_L^2 = 0 \rightarrow R_L = 7,5$$

$$|X_L| < \sqrt{R_L(15 - R_L)} \rightarrow |X_L| < 7,5$$

logo:

$$\begin{cases} -7,5 < X_L < 7,5 \\ 0 < R_L < 15 \end{cases} \quad (2.2)$$

Esta região diminui, portanto, com a diminuição da impedância do gerador em relação a da carga. Como ela não apresenta uma boa cobertura na região  $\Gamma \leq 0,6$  e não se aplica ao nosso objetivo, nós não consideramos a topologia *L*.

## 2.3. Topologia PI

### 2.3.1. Resultados

Escrevemos um programa em MatLab® para determinar a *MN* para uma carga de impedância  $Z_L = 50\Omega$  e um gerador de impedância  $Z_G = 15 + j10\Omega$ . Esse programa realiza um teste sobre o fator de qualidade  $Q_0$  e sobre o valor  $R$  para encontrar a melhor *PI-section*. O fator de qualidade adotado é  $Q_0 = 5$ .

$$X_{123}(\Omega) = \begin{bmatrix} 8.54 & -15.78 & 10.00 \\ -5.60 & 15.78 & -10.00 \\ 8.54 & 3.45 & -10.00 \\ -5.60 & -3.45 & 10.00 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

A matriz  $X_{123}$  contém as quatro soluções possíveis para as nossas especificações. Para cada valor acima, encontramos seu máximo e seu mínimo que permitem adaptar valores de impedância dentro da região delimitada pelo círculo azul na Carta de Smith.

Utilizamos os valores acima para iniciar a análise no ADS® e depois realizamos várias simulações para otimizar o resultado. Chegamos, pois, a resultado abaixo (figura 2.5). Os valores extremos utilizados são os da Tablea 2.2.

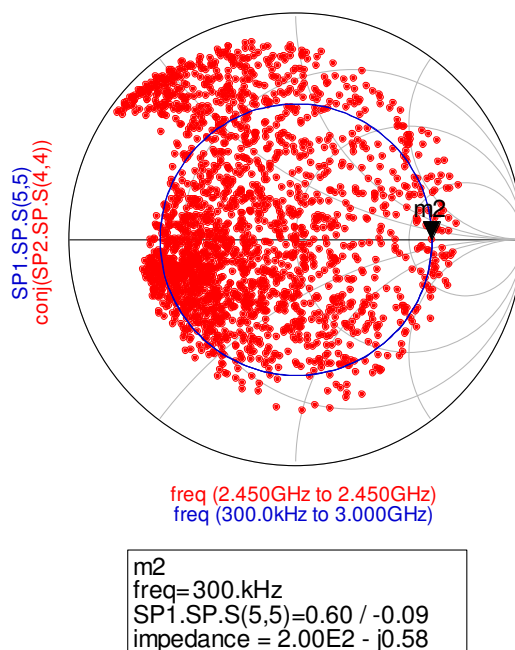


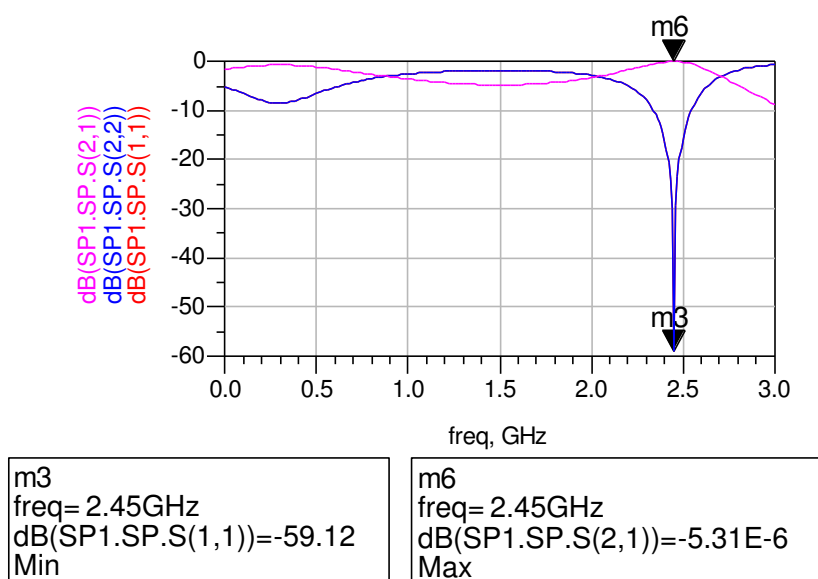
Figura 2.5: Região adaptada pela *MN PI-section*.



$X_{123}(\Omega) = [X_1 \ X_2 \ X_3] = [-5.60 \ 15.78 \ -10.00]$			
	$X_1(\Omega)$	$X_2(\Omega)$	$X_3(\Omega)$
Mínimo	-8.00	13.78	-13.00
Máximo	-3.00	16.78	-7.00

Tabela 2.2: Valores máximos e mínimos da *MN*.

O coeficiente de reflexão em dB, na entrada ( $S_{11}$ ) e na saída ( $S_{22}$ ) da *Matching Network* e o coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ) são dados abaixo.

Figura 2.6: Parâmetros  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  e  $S_{21}$  da *PI-section*.

### 2.3.2. Análise dos resultados

Os resultados determinados no MatLab® servem apenas como ponto de partida para as simulações no ADS. Seus valores máximos e mínimos são muito próximos uns dos outros.

O resultado da Figura 2.5 mostra que temos uma boa *MN*. A região  $\Gamma \leq 0,6$  é inteiramente coberta.

## 2.4. Double L-section

### 2.4.1. Resultados

Como no caso da *L-section*, apenas a topologia *Double L-section reversed* é viável para a *Matching Network*. Em tese a *Double L-section* produz uma maior largura de banda do que a *L-section*.

O cálculo dos elementos do circuito de adaptação é feito utilizando a função  $X_{12} = \text{Imatch}(z_g, z_l, 'type')$  para cada *L-section* existente. A condição para utilizar a *Double L-section reversed* ou a *normal* é:

- $R_G < R < R_L$  (2.4)

$$X_{12} = [X_1, X_2] = \text{Imatch}(Z_G, Z, 'r')$$

$$X_{34} = [X_3, X_4] = \text{Imatch}(Z^*, Z_L, 'r')$$

- $R_G > R > R_L$  (2.5)

$$X_{12} = [X_1, X_2] = \text{Imatch}(Z_G, Z, 'n')$$

$$X_{34} = [X_3, X_4] = \text{Imatch}(Z^*, Z_L, 'n')$$

O valor da impedância  $Z$  é dado pela equação abaixo:

$$R_{opt} = \sqrt{R_G \cdot R_L} \quad (2.6)$$

O valor da parte imaginária  $X$ , de  $Z$ , é arbitrário.

Nós fizemos um programa em MatLab® para determinar os componentes da *Double L-section reversed* para uma carga de impedância  $Z_L = 50\Omega$  e um gerador de impedância  $Z_G = 15 + j10\Omega$ . O resultado, em ohm ( $\Omega$ ), para as duas *L-section* são apresentados abaixo:

$$X_{12r} = \begin{bmatrix} 30.1376 & -23.6306 \\ -30.1376 & 3.6306 \end{bmatrix} \quad X_{34r} = \begin{bmatrix} 55.0235 & -24.8859 \\ -55.0235 & 24.8859 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Temos duas boas soluções. Cada linha da matriz acima forma uma *MN*. Nós verificamos que a primeira linha de  $X_{12r}$  e  $X_{34r}$  é o melhor caso.

Os valores encontrados no MatLab® são utilizados para começar as simulações no ADS®. A região coberta e os melhores valores máximo e mínimo para a *Double L-section reversed* são dados abaixo.

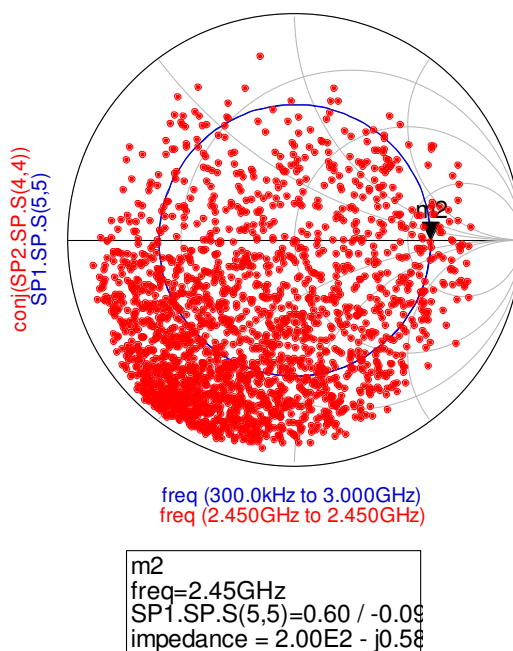


Figura 2.7: a) Região adaptada pela *MN Double L-section reversed*.

$X_{12r}(\Omega) = [30.14 \quad -23.63]$		
	$X_1(\Omega)$	$X_2(\Omega)$
Mínimo	18.050	-64.00
Máximo	200.00	-22.00

a)

$X_{34r}(\Omega) = [55.02 \quad -24.89]$		
	$X_3(\Omega)$	$X_4(\Omega)$
Mínimo	18.050	-64.00
Máximo	200.00	-22.00

b)

Tabela 2.3: Valores máximo e mínimo da *MN*. a) Primeira *L\_Section*. b) Segunda *L\_Section*.

O coeficiente de reflexão em dB, na entrada  $S_{11}$  e na saída  $S_{22}$ , bem como o coeficiente de transmissão da *Matching Network* também foram calculados.

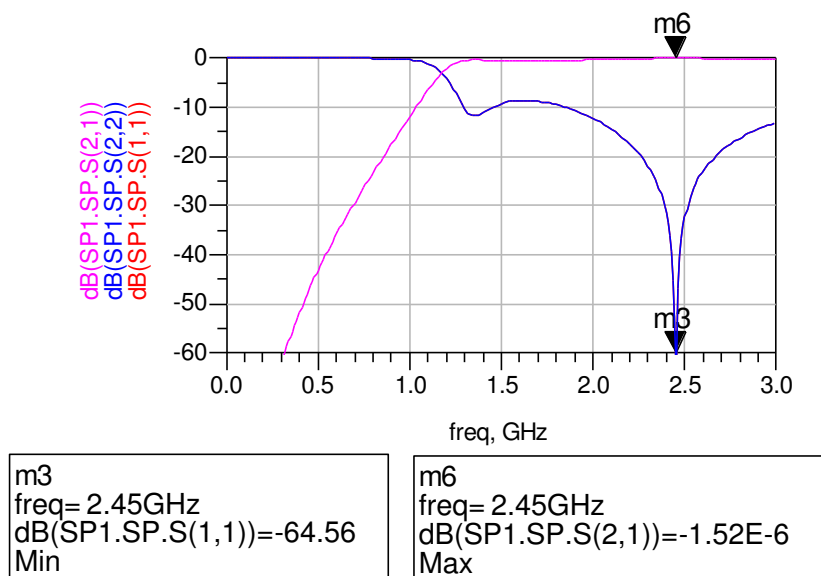


Figura 2.8: Parâmetros  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ , ponto m3, e  $S_{21}$ , ponto m6, da *Double L-section reversed*.

#### 2.4.2. Análise dos resultados

A *Matching Network* de topologia *Double L-section reversed* cobre a maior parte da área delimitada pelo círculo  $\Gamma \leq 0,6$ .

Em relação a largura de banda, podemos ver, comparando as figuras mostradas abaixo, que a *Double L-section reversed* possui uma largura de banda um pouco maior que a *PI\_Section* e a *L\_Section CSLPr*, entretanto, ao contrário do que prevê a teoria, a *L\_Section LSCPr* tem uma largura de banda um pouco maior que a *Double L\_Section reversed*. A *Double L\_Section reversed* tem o menor coeficiente de reflexão na frequência de ressonância.

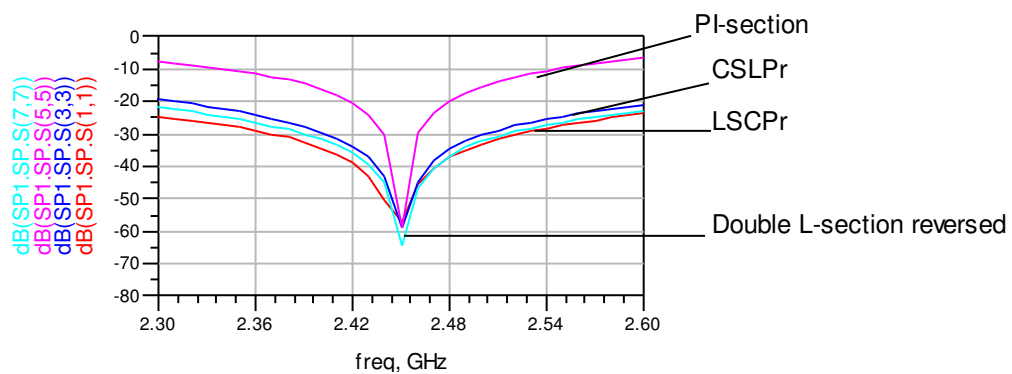


Figura 2.9: Largura de banda das topologias para a *Matching Network*.

### 3. CIRCUITO EM PI - A TOPOLOGIA ESCOLHIDA

Os estudos da topologia do circuito de adaptação para sistemas de telefonia móvel analisaram prioritariamente a região de cobertura da Carta de Smith e os coeficientes de reflexão e transmissão  $S_{11}$  e  $S_{21}$  respectivamente.

Em primeiro lugar, o objetivo era de determinar um circuito com uma topologia de simples fabricação, ou seja, um circuito de topologia  $L$ . Entretanto, esses circuitos não fornecem os melhores resultados no que concerne à cobertura da região desejada na Carta de Smith, os melhores resultados foram obtidos utilizando uma  $PI\_Section\ C1L2C3$ . A Figura 3.1 abaixo apresenta o esquema desta topologia. Os valores nominais que adaptam um circuito com carga  $Z_L = 50\Omega$  e os valores extremos mais adequados são mostrados na Tabela 3.1.

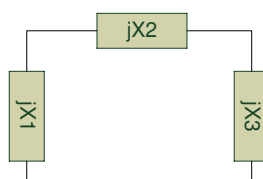


Figura 3.1: Topologia da *Matching Network* escolhida.

$X_{123}\Omega = [X_1\ X_2\ X_3] = [8.54\ -15.78\ 10.00]$			
	$X_1$	$X_2$	$X_3$
Mínimo ( $\Omega$ )	4.00	-21.00	5.00
Máximo ( $\Omega$ )	15.00	-12.00	15.00

Tabela 3.1: Valores nominais, máximos e mínimos para cada elemento de impedância da MN.

#### 3.1. Exemplo de funcionamento

Podemos verificar se a *Matching Network* escolhida funciona corretamente, analisando o procedimento a seguir. Nós temos um aplicador de sinais cuja impedância de entrada é  $Z_G = 15 + j10\Omega$  e uma antena de impedância  $Z_L = 50\Omega$ . Figura 3.2.

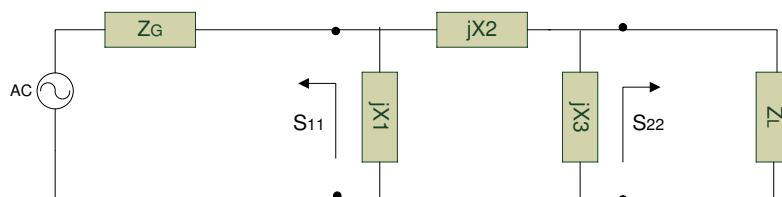


Figura 3.2: Circuito topologia  $PI$ .

Optamos por valores diferentes dos valores nominais, mas entre os extremos, para as impedâncias da *Matching Network*.

$X_{123}\Omega = [X_1 \ X_2 \ X_3] = [8.54 \ -15.78 \ 10.00]$		
$X_1$	$X_2$	$X_3$
-6	16	-8

Tabela 3.2: Valores escolhidos para a verificação da *Matching Network PI C1L2C3*.

A simulação ADS® do parâmetro S forneceu um valor para o coeficiente de reflexão na saída do conjunto *Matching Network* e gerador,  $S_{22}$ , cujo seu complexo conjugado corresponde ao valor normalizado em relação a  $50\Omega$ .

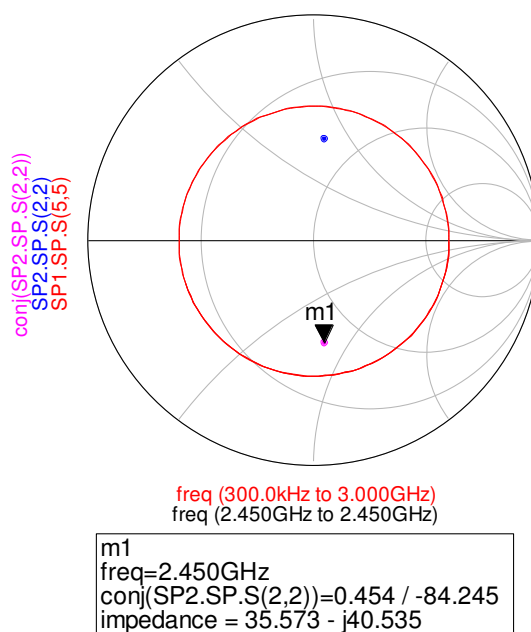


Figura 3.3: Coeficiente de reflexão  $S_{22}$  na saída do circuito de adaptação e seu conjugado complexo.

O ponto **m1** marcado na Carta de Smith na Figura 3.3 indica a carga que o circuito *PI C1L2C3* pode adaptar, ou seja,  $Z'_L = 35.573 - j40.535\Omega$ . Colocamos essa nova carga no circuito da Figura 3.2 e obtemos o seguinte resultado dado na Figura 3.4.

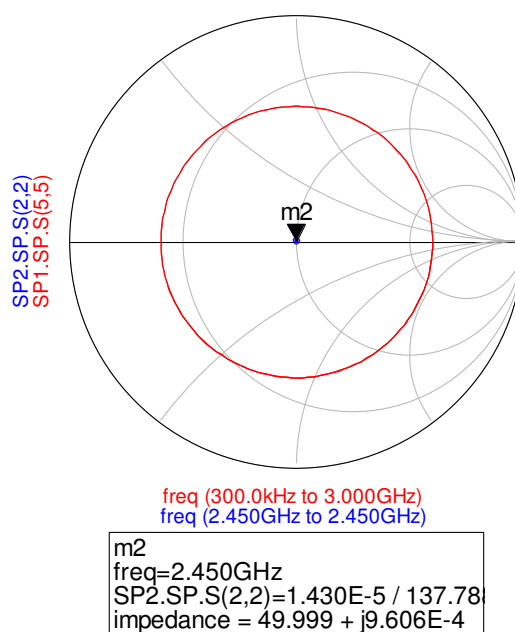


Figura 3.4: Coeficiente de reflexão  $S_{22}$  na saída do sistema adaptado.

A figura 3.4 nos mostra que a *Matching Network* foi bem escolhida. O circuito possui suas impedâncias adaptadas e o coeficiente de reflexão é muito pequeno, praticamente zero,  $S_{22} = 1,43 \cdot 10^{-5} \angle 137,78$ .

### 3.2. Otimização da *Matching Network*.

Como o circuito de adaptação *PI\_Section C1L2C3* é o mais adequado as especificações de nosso projeto, nós otimizamos esta rede. Esse circuito possui duas reatâncias capacitivas em paralelo, uma em relação à saída do amplificador e a outra a entrada da carga e uma reatância indutiva em série. Seus valores diferem dos valores característicos da tecnologia de fabricação escolhida, CMOS AMS 0,35 $\mu$ m, os quais podem ser vistos na tabela abaixo. Tabela 3.3.

Tecnologia CMOS AMS 0,35 $\mu$ m		
	Mínimo	Máximo
Capacitância (pF)	0,81	2,97
Indutância (nH)	1,04	19,06

Tabela 3.3: Valores mínimos e máximos da capacitância e da indutância da tecnologia CMOS AMS 0,35 $\mu$ m.



	$X_{min} (\Omega)$	$X_{max} (\Omega)$	$L_0$ (nH)	$L_{min}$ (nH)	$L_{max}$ (nH)	$C_0$ (pF)	$C_{min}$ (pF)	$C_{max}$ (pF)
$X_1 = -5.60\Omega$	-8.00	-3.00	-	-	-	11,61	8,12	21,65
$X_2 = 15.78\Omega$	13.78	16.78	1.02	0,90	1,09	-	-	-
$X_3 = -10.00\Omega$	-13.00	-7.00	-	-	-	6,50	4,50	9,28

Tabela 3.4: Valores de impedância do circuito de  $PI\_Section\ C1L2C3$  e seus respectivos valores de indutância e capacitância.

No campo dos circuitos integrados é mais difícil a fabricação de indutores do que de capacitores. Como visto acima, o circuito  $PI\_Section\ C1L2C3$  possui dois capacitores e um indutor. Entretanto, os valores obtidos nas simulações com MatLab® e ADS® não correspondem aos valores da tecnologia CMOS AMS 0,35µm.

Para adequar a  $MN$  aos valores dessa tecnologia, substituímos cada componente por um conjunto formado por um indutor e um capacitor série de uma forma tal a diminuir os valores das capacitâncias até aqueles presentes na Tabela 3.4. Na verdade, substituímos apenas os capacitores, uma vez que o indutor possui valores próximos dos desejados.

### Indutor e capacitor em série.

O circuito série capacitor-indutor deve possuir impedância de igual valor ao do capacitor ao qual ele substitui.

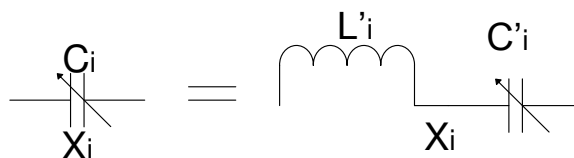


Figura 3.5: Circuito série equivalente do capacitor.

Dessa equivalência, deduzimos:

$$jX_i = j\omega L'_i + \frac{1}{j\omega C'_i} \quad (3.1)$$

$$L'_i = \frac{\omega C'_i X_i + 1}{\omega^2 C'_i} \quad (3.2)$$

$$C'_i = \frac{-1}{\omega(X_i - \omega L'_i)} \quad (3.3)$$

Para encontrar o valor  $L'_i$  nós atribuímos a  $C'_i$  a média aritmética entre o valor máximo e mínimo da tecnologia de fabricação.

$$C'_i = \frac{2,97\text{pF} + 0,81\text{pF}}{2} \rightarrow C'_i = 1,89\text{pF} \quad (3.4)$$

Os novos valores e o esquema do circuito com os novos componentes são dados abaixo.

	$X_{min}$ ( $\Omega$ )	$X_{max}$ ( $\Omega$ )	$L_0$ (nH)	$C_0$ (pF)	$C_{min}$ (pF)	$C_{max}$ (pF)
$X_1 = -5.60\Omega$	-8.00	-3.00	1,87	1,89	1,77	2,04
$X_2 = 15.78\Omega$	13.78	16.78	1.02	-	-	-
$X_3 = -10.00\Omega$	-13.00	-7.00	1,58	1,89	1,74	2,07

Tabela 3.5: Valores da tecnologia CMOS AMS 0,35 $\mu\text{m}$  para indutâncias e para capacitâncias.

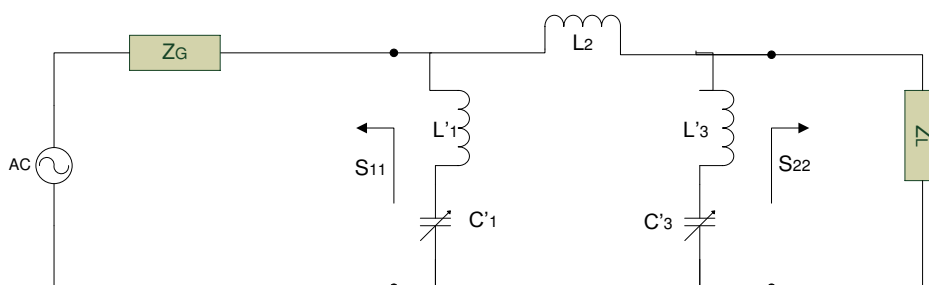


Figura 3.6: Circuito para adaptar as impedâncias  $Z_L$  e  $Z_G$  em função de indutores e capacitores.

Podemos observar que todos os indutores possuem seus valores constantes. Somente os valores das capacitâncias variam. A cobertura da Carta de Smith e os coeficientes de reflexão ( $S_{11}$  e  $S_{22}$ ) e de transmissão ( $S_{21}$ ) podem ser visualizados nas figuras 3.7 e 3.8.

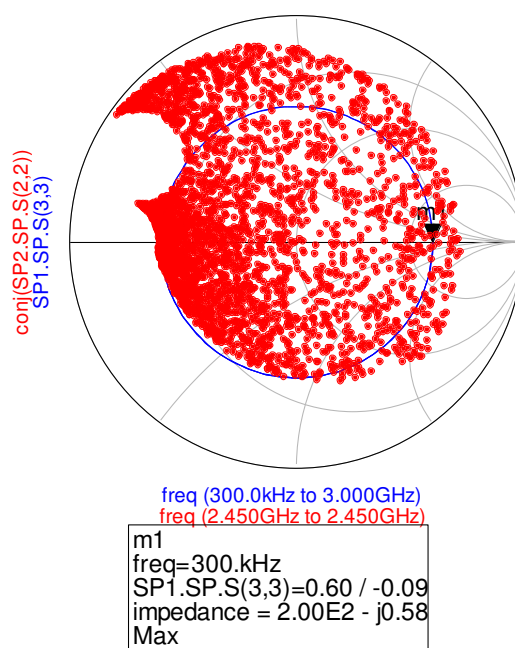


Figura 3.7: Área de cobertura para a MN otimizadas para os valores AMS 0,35 $\mu$ m.

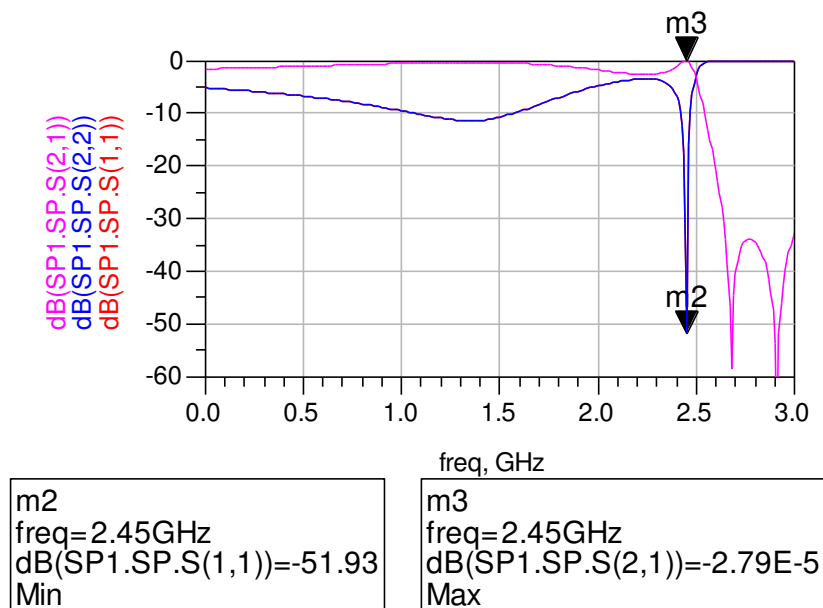


Figura 3.8: Parâmetros  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ , ponto m3, e  $S_{21}$ , ponto m6, da MN otimizada para os valores AMS 0,35 $\mu$ m.

Como podemos ver nas figuras acima, os valores  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  e  $S_{21}$  diminuíram em relação ao primeiro circuito, antes da otimização, mas os resultados ainda assim são satisfatórios correspondendo a valores considerados muito bons para tais parâmetros.

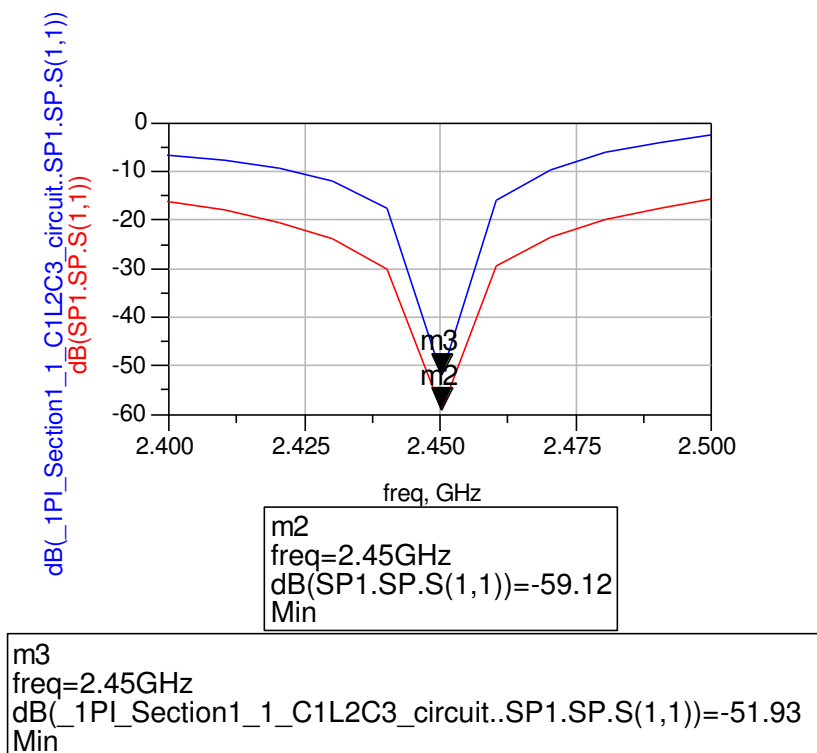


Figura 3.9: Parâmetros  $S_{11}$  da MN otimizada (curva azul) e da MN antes da otimização (curva vermelha).

A largura de banda do circuito otimizado (curva azul) é mais estreita do que a do circuito de adaptação antes da otimização, por causa da inclusão de novos componentes no circuito. 'pela mesma razão, o circuito otimizado possui uma maior perda de inserção na faixa de frequência das especificações do projeto.

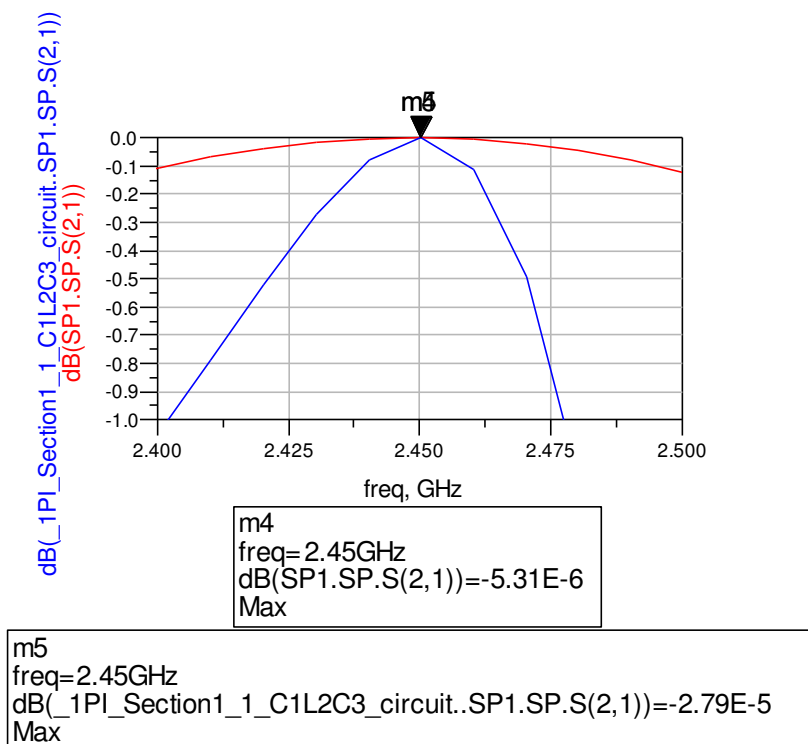


Figura 3.10: Parâmetro  $S_{21}$  da  $MN$  otimizada (curva azul) e da  $MN$  antes da otimização (curva vermelha).

Os pontos **m4** e **m5** indicam os coeficientes de transmissão na frequência de 2,45GHz dos circuitos antes da otimização e otimizados respectivamente. Nessa frequência, o resultado é satisfatório, entretanto, o valor do coeficiente de transmissão diminui consideravelmente na faixa de frequência desejada para o circuito.

## CONCLUSÕES

---

Os resultados mostram que os métodos foram eficazes. Conseuimos atingir nosso objetivo inicial: uma *Matching Network*, um circuito capaz de adaptar a impedância da saída de um gerador à impedância de entrada de uma antena de maneira tal a se ter um coeficiente de reflexão  $|Γ_L| \leq 0,6$ .

Determinamos duas configurações possíveis para a *MN*, a *L-section, reversed* ou *normal*, e a *Double L-section* que se divide em *PI-section*, *T-Section*, *Double L-section normal* e *Double L-section reversed*. A topologia T apresenta significativas perdas de inserção devido aos dois elementos ligados em série entre o gerador e a carga. A *L-section* cobre apenas uma parte da Carta de Smith.

Escolhemos a topologia mais simples, em PI, tendo duas reatâncias capacitivas *shunt* e uma reatância indutiva série. Esse circuito proporcionou a melhor cobertura da Carta de Smith na região correspondente ao coeficiente de reflexão  $|Γ_L| \leq 0,6$ .

A otimização do circuito de adaptação levou a uma diminuição do parâmetro  $S_{21}$  e a um aumento do parâmetro  $S_{11}$  na frequência de 2,45GHz, como também na faixa de frequência das especificações do projeto, de 2,4GHz a 2,5GHz. Contudo, os resultados ainda são satisfatórios, uma vez que o coeficiente de reflexão possui um valor inferior a -50dB e o coeficiente de transmissão um valor em torno de  $2,8 \cdot 10^{-5} dB$ .

Nós determinamos uma *Matching Network* que permite adaptar a impedância de saída do amplificador a impedância de entrada da antena com um coeficiente de reflexão de no máximo 0,6. O circuito otimizado com os valores dos componentes compatíveis com os da tecnologia CMOS AMS 0,35μm possui três indutores de valor constante e dois capacitores variáveis. O que é completamente realizável com esta tecnologia.

Antes de gerar o *layout* do circuito, nós devemos fazer simulações utilizando componentes reais que inserem perdas no circuito de adaptação. Após a análise dos coeficientes de reflexão e transmissão, como também da região da Carta de Smith coberta como o fizemos para o caso ideal, poderemos gerar o *layout* do circuito utilizando o *software Cadence*®.

## PERSPECTIVAS.

---

Após essas etapas de estudo da topologia de circuito sintonizável de adaptação de impedância e do projeto do melhor circuito com o ADS® utilizando os valores da tecnologia CMOS AMS 0,35 $\mu$ m, É previsto para as próximas etapas a simulação com o Cadence® desse circuito utilizando componentes reais. Será possível de observar, por exemplo, o efeito das resistências nos coeficientes de reflexão e transmissão do circuito.

A etapa seguinte é fazer o *layout*, fabricar e caracterizar esse circuito sintonizável de adaptação de impedância.

## BIBLIOGRAFIA

---

- [1] R. Ludwig e P. Bretchko, RF Circuit Design Theory an Applications.
- [2] J.O. Sophocles, Electromagnetic Waves and Antennas, 2008.
- [3] “A Collection of Smith Chart Resources.”
- [4] A. Chamseddine, J.W. Haslett, e M. Okoniewski, “CMOS silicon-on-sapphire RF tunable matching networks,” EURASIP J. Wirel. Commun. Netw., vol. 2006, 2006, pp. 30-30.
- [5] B. Chung, “Q-based design method for T network impedance matching,” Microelectronics Journal, vol. 37, Set. 2006, pp. 1007-1011.
- [6] B.K. Chung, “Variability analysis of impedance matching network,” Microelectronics Journal, vol. 37, Nov. 2006, pp. 1419-1423.
- [7] C. Damm, J. Freese, M. Schussler, e R. Jakoby, “Electrically Controllable Artificial Transmission Line Transformer for Matching Purposes,” IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques, on, vol. 55, 2007, pp. 1348-1354.
- [8] A. Kaya e E.Y. Yuksel, “Design of a new impedance tuning network by using RC mutator,” Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, 2007, pp. 298-302.
- [9] P. Sjoblom e H. Sjoland, “Measured CMOS Switched High-Quality Capacitors in a Reconfigurable Matching Network,” IEEE Transactions Circuits and Systems II: Express Briefs, on, vol. 54, 2007, pp. 858-862.
- [10] M. Thompson e J. Fidler, “Determination of the impedance matching domain of impedance matching networks,” Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, vol. 51, 2004, pp. 2098-2106.
- [11] Yichuang Sun e J. Fidler, “Design of  $\Pi$  impedance matching networks,” 1994, pp. 5-8 vol.5.
- [12] X.Y. Zhang, P. Wang, C.Y. Tan, e C.K. Ong, “ $\pi$ -Section tunable matching network with patterned ferroelectric thin film,” Microwave and Optical Technology Letters, vol. 50, 2008, pp. 3251-3254.
- [13] X. Zhang, P. Wang, S. Sheng, F. Xu, e C.K. Ong, “Ferroelectric Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub> thin-film varactors with parallel plate and interdigital electrodes for microwave applications,” Journal of Applied Physics, vol. 104, Décembre. 2008, pp. 124110-6.



## ESTIMAÇÃO FINANCEIRA.

Este projeto de estágio consiste essencialmente em um estudo bibliográfico e num projeto de um circuito sintonizável de adaptação de impedância. Os custos deste projeto podem ser divididos em três categorias:

- Despesas de escritório (*computador, eletricidade, cadeira, mesa, ventilador, fotocópias, canetas...*).
- Custos dos materiais técnicos (*Licenças de programas “ADS<sup>®</sup>, MatLab<sup>®</sup>, Cadence<sup>®</sup>”*).
- Bolsa do estagiário.

A descrição dos custos do projeto é dada na tabela abaixo (Tabela I):

Estimação financeira		
Descrições das despesas		Custo estimado
Despesas de escritório	Estrutura física da sala de pesquisa	400€
	Material de papelaria	100€
Despesas com o material técnico	Licença de programas “ADS <sup>®</sup> , MatLab <sup>®</sup> , Cadence <sup>®</sup> ”	2700€
Bolsa do estagiário		1895€
Total		5095€

Tabela I: Estimação financeira.

## RESUMO

---

*Palavras chaves:*

Sistemas de telefonia móvel, dispositivo sintonizável de adaptação de impedância, circuito integrado.

*Resumo:*

A exigência no domínio das telecomunicações por dispositivos que permitem a adaptação de impedância aumentou nos últimos anos. Os sistemas de telefonia móvel possuem perdas de energia consideráveis, principalmente entre o amplificador e a antena por causa da variação de suas impedâncias de saída e entrada, respectivamente. O objetivo desse trabalho é estudar as topologias do circuito de adaptação e desenvolver um dispositivo sintonizável de adaptação de impedância, para ser fabricado utilizando a tecnologia CMOS AMS 0,35 $\mu$ m para circuito integrado.

*Key words:*

Systems of mobile telephony, Tuneable device of adaptation of impedance, integrated circuit.

*Abstract:*

The requirement in the field of telecommunications for devices which allow the adaptation of impedance increased during these last years. The systems of mobile telephony have great losses of energy, in particular between the amplifier and the antenna because of the variation of its impedances of exit and among, respectively. The objective of this work is to study topologies of circuit of adaptation and to project a reconcilable device of adaptation of impedance possible to be manufactured by using technology CMOS AMS 0,35  $\mu$ m for integrated circuit.