

SÍNTESE DE CASADORES DE IMPEDÂNCIA DE BAIXA SENSIBILIDADE  
UTILIZANDO TÉCNICAS EVOLUCIONÁRIAS PARA APLICAÇÕES EM  
RADIOFREQUÊNCIA

Leandro Teixeira Dornelles

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antonio Carneiro de Mesquita Filho

Rio de Janeiro  
Setembro de 2015

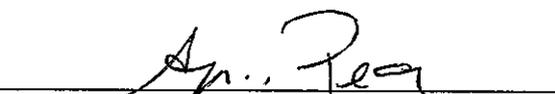
SÍNTESE DE CASADORES DE IMPEDÂNCIA DE BAIXA SENSIBILIDADE  
UTILIZANDO TÉCNICAS EVOLUCIONÁRIAS PARA APLICAÇÕES EM  
RADIOFREQUÊNCIA

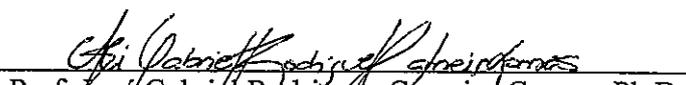
Leandro Teixeira Dornelles

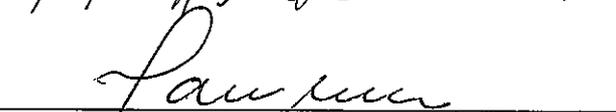
TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ  
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS  
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM  
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

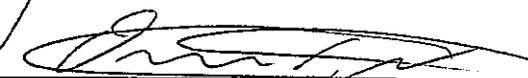
Examinada por:

  
Prof. Antonio Carneiro de Mesquita Filho, Dr. d'État

  
Prof. Aloysio de Castro Pinto Pedroza, Dr.

  
Prof. José Gabriel Rodríguez Carneiro Gomes, Ph.D.

  
Prof. Marco Aurélio Cavalcanti Pacheco, Ph.D.

  
Prof. Omar Paranaíba Vilela Neto, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL  
SETEMBRO DE 2015

Dornelles, Leandro Teixeira

Síntese de Casadores de Impedância de Baixa Sensibilidade Utilizando Técnicas Evolucionárias para Aplicações em Radiofrequência / Leandro Teixeira Dornelles. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2015.

X, 120 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Antonio Carneiro de Mesquita Filho

Tese (doutorado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2015.

Referências Bibliográficas: p. 111-120.

1. Síntese de Circuitos. 2. Casamento de Impedância. 3. Eletrônica Evolucionária. I. Mesquita Filho, Antonio Carneiro de. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

## DEDICATÓRIA

Aos meus familiares, amigos e todos aqueles que acreditaram, às vezes mais do que eu, que era possível.

## AGRADECIMENTO

A Deus, pela proteção e oportunidade de conviver com pessoas especiais, sem as quais não teria conseguido chegar até aqui.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

SÍNTESE DE CASADORES DE IMPEDÂNCIA DE BAIXA SENSIBILIDADE  
UTILIZANDO TÉCNICAS EVOLUCIONÁRIAS PARA APLICAÇÕES EM  
RADIOFREQUÊNCIA

Leandro Teixeira Dornelles

Setembro/2015

Orientador: Antonio Carneiro de Mesquita Filho.

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta uma nova metodologia de síntese para redes de casamento de impedância baseada em Algoritmos de Seleção Clonal (*Clonal Selection Algorithms – CSA*). O algoritmo evolucionário desenvolvido utiliza modelos comerciais dos componentes da rede, fornecidos pelos fabricantes em formato de arquivo Spice. A avaliação dos circuitos é baseada no Ganho de Potência de Transdução (*Transducer Power Gain – TPG*) e na sensibilidade do TPG em relação aos valores dos componentes. Esses parâmetros são deduzidos considerando os modelos reais dos componentes. Uma nova função de objetivo único é formulada, eliminando a necessidade de atribuir pesos apropriados aos parâmetros. Além disso, uma nova formulação para a redução de redes baseada na sensibilidade do TPG é deduzida. Assim, somente os componentes relevantes são considerados e os circuitos podem ser simplificados. A eficiência de metodologia é testada em dois casos encontrados na literatura: o casamento de impedância para uma carga RLC e a síntese de um acoplador para uma antena chicote monopolo real. Os resultados mostram-se superiores a outros obtidos pelas técnicas *Real Frequency Technique (RFT)* e outras duas baseadas em Algoritmos Genéticos. Um segundo acoplador é sintetizado para uma segunda antena

monopolo chicote visando a uma perda de retorno menor do que 10 dB.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

SYNTHESIS OF LOW SENSITIVITY IMPEDANCE MATCHERS USING  
EVOLUTIONARY TECHNIQUES FOR APPLICATIONS IN RADIO FREQUENCY

Leandro Teixeira Dornelles

September/2015

Advisor: Antonio Carneiro de Mesquita Filho

Department: Electrical Engineering

This work presents a new synthesis methodology for impedance matching networks based on Clonal Selection Algorithms (CSA). The developed evolutionary algorithm uses commercial models of the network components, provided by the manufacturers in Spice file format. The evaluation of the circuits is based on the Transducer Power Gain (TPG) and on the sensitivity of the TPG with respect to the component values. Those parameters are derived considering the real models of the components. A new single objective function is formulated eliminating the need for assigning appropriate weights to the parameters. Also, a closed form for networks reduction based on the TPG sensitivity is derived. So only the relevant components are considered and the circuits can be simplified. The efficiency of the methodology is tested in two cases found in the literature: the impedance matching for a simple RLC load and the synthesis of a coupler for a real monopole whip antenna. The results show up higher than those obtained by Real Frequency Technique (RFT) and two others based on Genetic Algorithms. A second coupler is synthesized to a second whip antenna aiming a return loss lower 10 dB.

## Índice

1. Introdução	Pg 1
1.1. Objetivos do Trabalho	Pg 2
1.2. Estrutura do Trabalho	Pg 2
2. Casamento de Impedância	Pg 4
2.1. Transmissão de Sinais	Pg 4
2.1.1. Condição de Máxima Transferência de Potência	Pg 5
2.1.2. Condição de Mínima Reflexão de Sinais	Pg 6
2.1.3. Máxima Transferência de Potência e Mínima Reflexão de Sinal	Pg 9
2.2. O Casamento de Impedância	Pg 9
2.3. Avaliação do Casamento de Impedância	Pg 11
2.3.1. Perda de Retorno ( <i>RL</i> )	Pg 11
2.3.2. Raxão de Onda Estacionária de Tensão ( <i>VSWR</i> )	Pg 12
2.3.3. Ganho de Potência de Transdução ( <i>TPG</i> )	Pg 13
2.4. Casamento em Banda Larga – Abordagens Analíticas e Técnicas Numéricas	Pg 15
2.4.1. Teoria Analítica I – Bode	Pg 16
2.4.2. Teoria Analítica II – Fano	Pg 16
2.4.3. Teoria Analítica III – Youla	Pg 17
2.4.4. Teoria do Espaço de Funções – Helton	Pg 20
2.4.5. Técnica da Frequência Real ( <i>RFT</i> ) – Carlin e Yarman	Pg 22
3. Técnicas de Inteligência Computacional Aplicadas à Síntese de Casadores de Impedância	Pg 28
3.1. Inteligência Computacional	Pg 29
3.1.1. Redes Neurais	Pg 29
3.1.2. Lógica <i>Fuzzy</i>	Pg 31
3.1.3. Algoritmos Evolucionários	Pg 32
3.1.4. <i>Simulated Annealing</i>	Pg 39
3.1.5. Inteligência de Enxames	Pg 40
3.1.6. Evolução Diferencial	Pg 42
3.2. Sistemas Imunológicos Artificiais	Pg 43
3.2.1. Algoritmos de Seleção Clonal (CSAs)	Pg 43
3.2.1.1. Princípio de Seleção Clonal	Pg 43
3.2.1.2. Tabela de Analogias	Pg 45
3.2.1.3. Mecanismo Geral dos CSAs	Pg 45
3.2.1.4. Características Estruturais	Pg 46
3.2.1.5. Observações sobre os CSAs	Pg 47
3.2.1.6. Aspectos Comparativos entre GAs e CSAs	Pg 47
3.2.1.7. Algoritmos de Seleção Clonal Aplicados à Síntese de Filtros Analógicos	Pg 48

4. Síntese de Casadores de Impedância de Baixa Sensibilidade Utilizando Algoritmos de Seleção Clonal	Pg 49
4.1. Especificações do Problema	Pg 50
4.2. O Algoritmo <i>Nelder-Mead Downhill Simplex – NMDS</i>	Pg 50
4.3. Parâmetros de Avaliação das Redes de Casamento	Pg 53
4.2.1. TPG	Pg 57
4.2.2. Sensibilidade do TPG	Pg 58
4.4. Matriz Adjacência	Pg 63
4.5. Metodologia Proposta	Pg 64
4.5.1. Representação das Redes de Casamento	Pg 65
4.5.2. Geração das Redes de Casamento	Pg 66
4.5.3. Valores dos Componentes	Pg 68
4.5.4. Avaliação das Redes de Casamento	Pg 69
4.5.5. Operações de Variação das Redes de Casamento	Pg 71
4.4.5.1. Operações em Ramos	Pg 71
4.4.5.2. Operações em Nós	Pg 72
4.5.6. Redução da Rede de Casamento	Pg 74
4.5.7. Substituição por Valores Comerciais	Pg 76
4.5.8. Visão Geral do Algoritmo	Pg 76
4.4.8.1. Etapa 1: Síntese baseada em CSA e NMDS	Pg 76
4.4.8.2. Etapa 2: Redução da Rede de Casamento	Pg 78
4.4.8.3. Etapa 3: Conversão para Valores Comerciais	Pg 78
5. Estudos de Casos	Pg 79
5.1. Casamento de Carga RLC	Pg 80
5.2. Antena VHF Monopolo 1	Pg 84
5.2.1. Desenvolvimento de Topologias Utilizando Modelos Ideais de Componentes	Pg 81
5.2.1.1. Substituição dos Componentes Ideais por Comerciais	Pg 88
5.2.2. Desenvolvimento de Topologias Utilizando Modelos Comerciais de Componentes	Pg 91
5.2.2.1. Redução da Rede de Casamento	Pg 93
5.2.2.2. Ajuste dos Valores dos Componentes e Substituição por Componentes Comerciais	Pg 95
5.3. Antena VHF Monopolo 2	Pg 98
5.3.1. Redução da Rede de Casamento	Pg 101
5.3.2. Ajuste dos Valores dos Componentes e Substituição por Componentes Comerciais	Pg 103
6. Conclusões e Propostas de Trabalho	Pg 107
6.1. Conclusões	Pg 107
6.2. Propostas de Trabalho	Pg 109
Referências Bibliográficas	Pg 111

# Capítulo 1 – Introdução

Os sistemas eletrônicos concebidos na atualidade precisam satisfazer inúmeros requisitos para que possam executar de maneira eficiente e confiável as tarefas a que se destinam. Funções para o tratamento e conversão de dados analógicos e digitais, os quais precisam ser recebidos, processados e transmitidos em elevadas taxas e ocupando grandes faixas de frequências, devem ser realizadas de forma quase simultânea e em grandes velocidades por circuitos cada vez menores e com reduzidos consumo de energia e dissipação de potência. Requisitos como estes, muitas vezes antagônicos, dificultam sobremaneira o trabalho de projeto e implementação dos circuitos eletrônicos que compõem tais sistemas. Além disso, mesmo os projetistas mais habilidosos e criativos acabam contando apenas com o simples dimensionamento de um conjunto limitado de estruturas pré-concebidas, que acabam não sendo as mais eficientes para as aplicações desejadas.

Partindo da observação dos mecanismos de funcionamento de diversos sistemas biológicos encontrados na natureza, os quais se caracterizam por apresentar níveis de complexidade extremamente maiores do que qualquer sistema concebível pela mente humana, muitos pesquisadores tem desenvolvido heurísticas inspiradas na grande eficiência desses processos naturais, para aplicação nos mais variados tipos de projetos em Eletrônica. Capacidades encontradas nesses processos, como adaptação ao meio, aprendizado, transmissão de características e evolução, são incorporadas aos métodos de síntese, gerando sistemas eletrônicos mais eficientes e robustos.

Uma das aplicações pertencentes à área de projeto de circuitos analógicos e onde métodos automáticos, inspirados na natureza, concorrem com o projeto humano, é a síntese de casadores de impedância de baixa sensibilidade para aplicações em radiofrequência. As metodologias convencionais utilizadas na solução desse tipo de problema apresentam as seguintes limitações: necessitam de um modelo racional a partir do qual a rede é implementada de forma imprecisa; e utilizam topologias fixas de propósito geral, não otimizadas para as especificações a serem atendidas. Esses problemas podem ser resolvidos com maior eficiência através de uma abordagem bioinspirada para a síntese, que permite a manipulação direta da topologia da rede de casamento e dos seus componentes, evitando assim os erros de aproximação decorrentes da implementação prática de funções racionais, e o uso de topologias não

convencionais, desenvolvidas especificamente para atender aos requisitos do projeto. Este tipo de metodologia de síntese de acopladores produz circuitos com menor número de componentes, capazes de realizar o casamento em maiores faixas de frequência e com menor sensibilidade às variações de parâmetros.

### 1.1. Objetivos do Trabalho

O objetivo principal do presente trabalho consiste no estudo do problema da síntese de casadores de impedância de baixa sensibilidade e das técnicas convencionais de projeto utilizadas nessa aplicação, seguido pela investigação de métodos evolucionários que possam resolver esse tipo de problema de forma mais eficiente.

Particularmente, é feita uma análise da sensibilidade do ganho de potência em relação aos componentes da rede de casamento, e de como esse parâmetro pode ser aplicado em uma metodologia de síntese desses circuitos, de modo que o comportamento previsto em simulação seja mais próximo da resposta real do circuito implementado na prática.

### 1.2. Estrutura do Trabalho

O presente trabalho encontra-se dividido em seis capítulos. O Capítulo 2 introduz o tema casamento de impedância, com uma análise dos prejuízos decorrentes de uma transmissão entre impedâncias descasadas em circuitos práticos, seguida pela proposição, classificação e formulação matemática de grandezas relacionadas ao problema em questão. O capítulo termina com um estudo dos principais métodos analíticos e técnicas numéricas desenvolvidos para a síntese de circuitos de casamento em banda larga. O Capítulo 3 faz um sumário dos estudos de maior relevância, a respeito da aplicação de técnicas de inteligência computacional na resolução de problemas de casamento de impedância. Esse sumário é seguido por uma descrição dos Algoritmos de Seleção Clonal (*Clonal Selection Algorithms – CSA*) [1-4], uma meta-heurística inspirada no mecanismo de funcionamento dos sistema imunológico dos animais vertebrados, e que é a base da metodologia de síntese de casadores de impedância de baixa sensibilidade proposta. O Capítulo 4 faz a descrição dessa metodologia, que utiliza um algoritmo baseado em CSA para o desenvolvimento de topologias ao longo de mecanismo de busca. Os valores dos componentes de cada uma dessas topologias geradas são determinados com auxílio do método numérico de otimização local *Nelder-Mead Downhill Simplex* [5], que se destaca pela velocidade de

execução, já que não utiliza derivadas em sua formulação matemática. Modelos comerciais dos componentes, fornecidos pelos respectivos fabricantes, foram introduzidos no algoritmo, de modo a tornar a avaliação dos circuitos gerados mais próxima da realidade. Com isso, uma nova formulação matemática para os parâmetros de Ganho de Potência de Transdução (*Transducer Power Gain – TPG*) e de sensibilidade do TPG em relação aos componentes foi desenvolvida, incluindo as perdas decorrentes dos modelos reais desses componentes. O parâmetro de sensibilidade é utilizado ainda, de forma secundária, na formulação de uma nova proposta para a redução de redes de casamento com um número elevado de componentes que torne sua implementação impraticável. O Capítulo 5 apresenta três aplicações da nova metodologia proposta em sínteses de redes para o casamento em banda larga, sendo duas delas apresentadas na literatura [6-7]. Também duas dessas aplicações consistem em problemas reais de síntese de acopladores de antenas VHF monopolo. Finalmente, o Capítulo 6 discute as conclusões obtidas e sugestões propostas para trabalhos futuros.

# Capítulo 2 – Casamento de Impedância

Um dos requisitos fundamentais a serem atendidos no projeto de sistemas de radiofrequência consiste na garantia de uma eficiente transmissão de sinais entre seus estágios. Tal eficiência é traduzida, normalmente, na maximização da potência transferida e/ou na minimização dos sinais refletidos durante a transmissão. O alcance de qualquer desses objetivos, se desconsideradas as perdas e reflexões inseridas pelo meio transmissor, depende, exclusivamente, da relação entre a impedância de saída do estágio emissor (fonte) e a impedância de entrada do estágio receptor (carga). Quando essas impedâncias não se relacionam da maneira desejada, diz-se estarem descasadas, sendo necessária, então, a utilização de redes de casamento de impedância, para melhorar esse ajuste.

O presente capítulo aborda o tema casamento de impedância, começando com uma discussão a respeito dos prejuízos decorrentes de perdas e reflexões na transmissão de sinais. Em sequência, o problema é apresentado e classificado de acordo com suas especificações. Mais adiante, é feita a formulação matemática das grandezas utilizadas na avaliação do casamento de impedância. O capítulo termina com um resumo das mais relevantes abordagens teóricas e técnicas numéricas desenvolvidas para o projeto de circuitos de casamento de impedância em banda larga entre uma fonte resistiva e uma carga complexa. Este é um problema bastante comum em projetos de radiofrequência, porém de difícil solução, dada a complexidade em se modelar a variação da impedância da carga com a frequência do sinal transmitido.

## 2.1. Transmissão de Sinais

A Figura 2-1 ilustra um modelo do circuito de transmissão de sinais entre dois estágios de um sistema de radiofrequência.

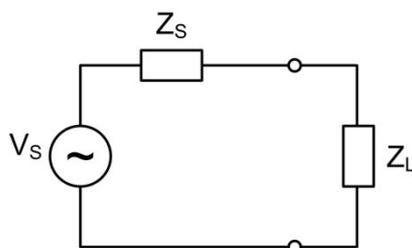


Figura 2-1. Modelo de um circuito de transmissão de sinais entre dois estágios de um sistema de radiofrequência.

Em um circuito como esse, as condições de máxima transferência de potência e/ou de mínima reflexão de sinais na carga podem ser deduzidas e expressas através de relações matemáticas entre as impedâncias de fonte e carga.

### 2.1.1. Condição de Máxima Transferência de Potência

A maximização da potência transferida é um requisito típico de estágios de transmissão e recepção de sistemas de comunicações e consiste na garantia de que a potência dissipada pela carga seja máxima. Nos transmissores, uma transferência ineficiente de sinal para a antena, por exemplo, reduz a potência irradiada e, conseqüentemente, o alcance da transmissão. Já nos receptores, os sinais captados encontram-se bastante atenuados, com baixos níveis de potência. Nesse caso, a transferência da antena para o módulo de RF do equipamento deve garantir relações sinal/ruído suficientes para o correto processamento dos sinais recebidos.

Novamente, tomando por base a Figura 2-1, a condição de máxima transferência de potência pode ser determinada a partir da expressão da potência  $P_L$  entregue à carga  $Z_L$ .

$$P_L = \frac{1}{2} \Re\{V_L \cdot I^*\} = \frac{1}{2} |I|^2 \cdot R_L \quad (2.1)$$

A corrente  $I$  que circula pelo circuito pode ser expressa em função da tensão  $V$  da fonte e das impedâncias de fonte  $Z_S$  e carga  $Z_L$ .

$$I = \frac{V}{Z_S + Z_L} \quad (2.2)$$

Substituindo a expressão (2.2) em (2.1),

$$P_L = \frac{1}{2} \left| \frac{V}{Z_S + Z_L} \right|^2 R_L = \frac{1}{2} |V|^2 \frac{R_L}{(R_S + R_L)^2 + (X_S + X_L)^2} \quad (2.3)$$

A expressão (2.3) mostra que uma das condições a serem atendidas, para que a potência fornecida à carga seja máxima, é que as reatâncias de fonte e carga sejam simétricas, ou seja:

$$X_L = -X_S \quad (2.4)$$

Substituindo a condição em (2.4) na expressão (2.3):

$$P_L|_{X_L=-X_S} = \frac{1}{2}|V|^2 \frac{R_L}{(R_S + R_L)^2} \quad (2.5)$$

A outra condição para que a carga dissipe a máxima potência é obtida anulando-se a derivada parcial da expressão de  $P_L$  em relação a  $R_L$ .

$$\frac{\partial P_L|_{X_L=-X_S}}{\partial R_L} = 0 \rightarrow \frac{1}{2}|V|^2 \frac{(R_S + R_L)^2 - 2R_L(R_S + R_L)}{(R_S + R_L)^4} = 0 \rightarrow R_L = R_S \quad (2.6)$$

As expressões (2.4) e (2.6) mostram, juntas, que a condição de máxima transferência de potência ocorre quando a impedância da carga é igual ao complexo conjugado da impedância da fonte, ou seja:

$$Z_L = Z_S^* \quad (2.7)$$

### 2.1.2. Condição de Mínima Reflexão de Sinais

A análise da reflexão de sinais considera a propagação em linhas de transmissão. A Figura 2-2 mostra uma linha de transmissão conectada entre uma fonte e uma carga. Quando o sinal transmitido pela fonte chega à carga, uma parte da potência é absorvida e a outra parte é refletida de volta para a fonte, podendo danificá-la por aquecimento. Além disso, a reflexão de sinais pode ocorrer em ambas as conexões da linha de transmissão, formando um estado estacionário de energia. Esse estado estacionário aumenta as perdas de potência ao longo da linha e é capaz, inclusive, de comprometer sua estrutura.

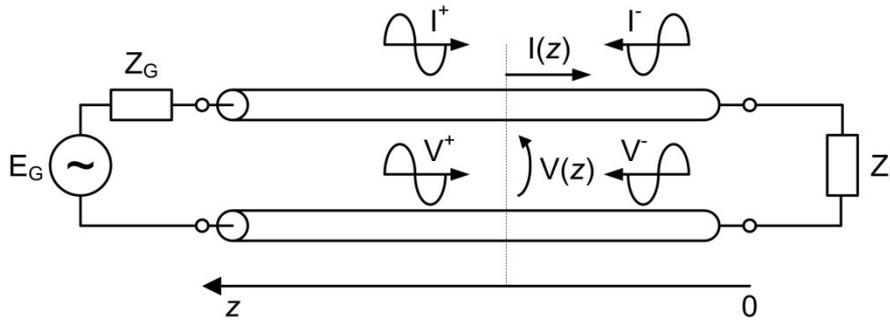


Figura 2-2. Propagação de sinais em uma linha de transmissão

Os sinais propagam-se em linhas de transmissão como ondas de tensão e corrente. Considerando um regime harmônico e seguindo a orientação indicada pelo eixo  $z$  na Figura 2-2, as ondas de tensão e corrente podem ser representadas por seus fasores nas formas  $V^+ e^{-\gamma z}$  e  $I^+ e^{-\gamma z}$ , para as ondas incidentes, e  $V^- e^{\gamma z}$  e  $I^- e^{\gamma z}$ , para as ondas refletidas. Nesta representação,  $\gamma = \alpha + j\beta$  é a *constante de propagação complexa* associada à onda, com  $\alpha$  sendo a *constante de atenuação* e  $\beta$  a *constante de fase* [8]. Assim, a tensão em qualquer ponto da linha é dada pela soma das ondas de tensão e a corrente que flui no sentido da carga é dada pela diferença das ondas de corrente, como mostram as expressões em (2.8).

$$\begin{aligned} V(z) &= V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} \\ I(z) &= I^+ e^{-\gamma z} - I^- e^{\gamma z} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Além disso, as ondas de tensão e corrente relacionam-se através da *impedância característica da linha de transmissão*  $Z_c$ , como expresso em (2.9).

$$\begin{aligned} V^+ &= Z_c I^+ \\ V^- &= Z_c I^- \end{aligned} \quad (2.9)$$

Considerando, agora, a interface entre a linha de transmissão e a carga, ilustrada na Figura 2-3, e utilizando as expressões (2.8) e (2.9), é possível relacionar a impedância da carga  $Z_L$  com a impedância característica da linha de transmissão  $Z_c$ .

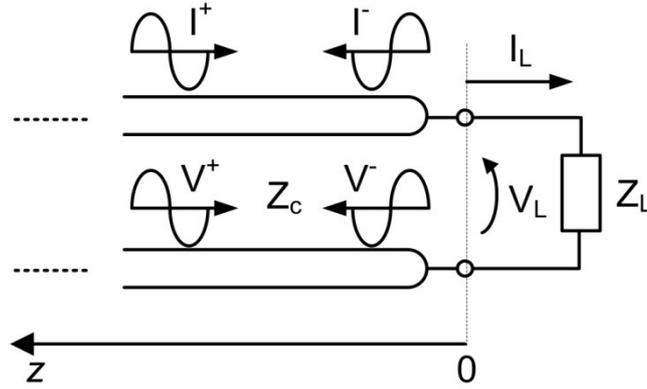


Figura 2-3. Interface entre a linha de transmissão e a carga  $Z_L$ .

$$Z_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{V^+ e^{-\gamma 0} + V^- e^{\gamma 0}}{I^+ e^{-\gamma 0} - I^- e^{\gamma 0}} = \frac{V^+ + V^-}{I^+ - I^-} = \frac{V^+ + V^-}{\frac{V^+}{Z_c} - \frac{V^-}{Z_c}} = \frac{V^+ + V^-}{V^+ - V^-} Z_c \quad (2.10)$$

A razão entre as ondas refletida e incidente em qualquer ponto da linha de transmissão é chamada de *coeficiente de reflexão*, cujo símbolo é a letra grega  $\Gamma$ . Assim, o coeficiente de reflexão na carga ( $\Gamma_L$ ) pode ser determinado a partir das ondas de tensão (ou corrente), através da expressão (2.11).

$$\Gamma_L = \frac{V^-}{V^+} = -\frac{Z_c I^-}{Z_c I^+} = -\frac{I^-}{I^+} \quad (2.11)$$

Aplicando a expressão de  $\Gamma_L$  em (2.10), é possível se obter o coeficiente de reflexão na carga em função das impedâncias  $Z_c$  e  $Z_L$ .

$$Z_L = \frac{V^+ + V^-}{V^+ - V^-} Z_c \rightarrow \frac{Z_L}{Z_c} = \frac{V^+ + V^-}{V^+ - V^-} = \frac{V^+ + \Gamma_L V^+}{V^+ - \Gamma_L V^+} = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \rightarrow \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (2.12)$$

A expressão (2.12) indica que a mínima reflexão de sinais na carga ocorre quando sua impedância é igual à impedância da linha de transmissão, ou seja:

$$Z_L = Z_c \quad (2.13)$$

### 2.1.3. Máxima Transferência de Potência e Mínima Reflexão de Sinal

Grande parte dos circuitos de comunicações utiliza linhas de transmissão de impedância característica aproximadamente resistiva, de modo que a condição de mínima reflexão passa a coincidir com a de máxima transferência de potência, como mostram as expressões (2.14).

$$\begin{aligned} R_L &= R_c \\ X_L &= X_c = 0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

### 2.2. O Casamento de Impedância

Quando, em uma transmissão de sinais, as condições de casamento são atendidas, diz-se que as impedâncias de fonte e carga estão casadas, ou seja, ajustadas uma à outra para o propósito desejado. Se tais condições não forem satisfeitas a priori, utiliza-se um circuito de casamento de impedância, com o objetivo de tornar a impedância de carga  $Z_L$  igual ou à impedância de fonte  $Z_S$ , ou ao seu complexo conjugado  $Z_S^*$ , conforme o caso. A Figura (2-4) mostra um circuito de casamento de impedância realizando a transformação da impedância de carga.

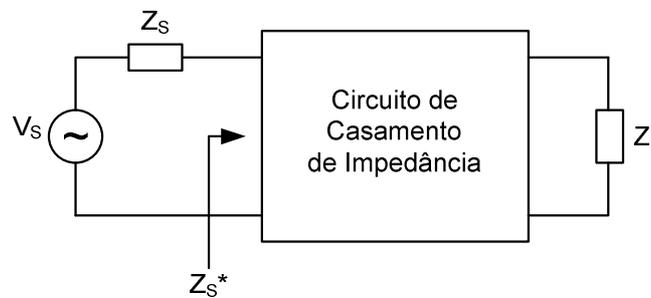


Figura 2-4. Representação de um circuito de casamento de impedância para máxima transferência de potência

Qualquer que seja o propósito, um projeto de casamento de impedância pode ser classificado quanto ao tamanho da banda de frequências na qual o casamento deve ocorrer, às características das impedâncias de fonte e carga, ao número de portas a serem casadas e à necessidade de alimentação do circuito de casamento.

As impedâncias da fonte e da carga, bem como dos componentes do próprio circuito de casamento, variam com frequência do sinal transmitido. Essa dependência faz com que o casamento seja realizado somente em frequências específicas ou, de

forma aproximada, em uma banda limitada do espectro. O *casamento em banda estreita* é normalmente realizado com o objetivo de sintonia, selecionando-se uma, ou algumas, frequência(s) do espectro, na(s) qual(is) deve ocorrer. Nesse caso, costuma-se utilizar estruturas já consagradas, como as redes L, T e  $\Pi$  [9-10] de capacitores e indutores, stubs simples e duplos de linhas de transmissão, ou abordagens mistas envolvendo componentes discretos e stubs [11-12]. Transformadores podem ser incluídos em qualquer dessas abordagens. Projetos de *casamento em banda larga*, nos quais a largura da banda de frequências é de, pelo menos, 20% da frequência central [13-14], apresentam uma complexidade maior, pela dificuldade em se obter um modelo da impedância de carga que possa direcionar a síntese da rede de casamento em uma grande faixa do espectro. As principais abordagens analíticas e técnicas numéricas desenvolvidas para o projeto de redes de casamento em banda larga são descritas na Seção 2.4.

O casamento de impedância convencional, entre uma fonte resistiva e uma carga de impedância complexa, é chamado *casamento simples*. Nesse caso, havendo o casamento, as condições de mínima reflexão de sinal e de máxima transferência de potência são atendidas simultaneamente. É o casamento típico de uma linha de transmissão de impedância característica resistiva alimentando uma antena, por exemplo. Por outro lado, quando ambas as impedâncias de fonte e carga são complexas, tem-se um projeto de *casamento duplo*.

Muitas vezes, dispositivos de mais de uma porta precisam ter todas as suas portas casadas. Nesse caso, podem ocorrer várias fontes e cargas, e o projeto consiste em um *casamento multiportas*. Exemplos de projetos de casamento multiportas ocorrem em amplificadores, quando a entrada do transistor é casada com a fonte e a saída com a carga, e divisores de potência, onde, normalmente, uma fonte alimenta duas ou mais cargas.

Quanto à necessidade de alimentação, a maior parte dos projetos consiste na síntese de *circuitos de casamento passivos*, formados por elementos reativos (capacitores, indutores, transformadores e linhas de transmissão) que, idealmente, não dissipam potência e dispensam um consumo adicional de energia para sua alimentação. *Circuitos de casamento ativos*, por sua vez, utilizam sistemas de controle ótimos, a fim de ajustar seus componentes, para manter o casamento mesmo sob variações ambientais, fenômenos de grandes sinais, ou então, em uma banda de frequências maior [15-18].

### 2.3. Avaliação do Casamento de Impedância

O nível de casamento entre as impedâncias de fonte e carga numa transmissão pode ser avaliado através de relações entre parâmetros do sinal transmitido pela fonte, do sinal efetivamente entregue à carga e do sinal refletido nesta. As grandezas normalmente utilizadas nessa avaliação são a *perda de retorno* (*Return Loss – RL*), a *razão de onda estacionária de tensão* (*Voltage Standing Wave Ratio – VSWR*) e o *ganho de potência de transdução* (*Transducer Power Gain – TPG*).

#### 2.3.1. Perda de Retorno (*RL*)

A perda de retorno é definida pela razão entre as potências dos sinais refletido ( $P_r$ ) e incidente ( $P_i$ ). Seu valor é comumente dado em decibéis, como mostra a expressão (2.15).

$$RL(dB) = 10 \log \frac{P_r}{P_i} = P_r(dB) - P_i(dB) \quad (2.15)$$

Na ausência de dispositivos de ganho, a potência refletida é menor ou igual à potência incidente e a perda de retorno apresenta valores que variam de  $-\infty$ , quando não há reflexão e toda a potência incidente é entregue à carga, a 0, quando a reflexão é total e nenhuma potência é entregue efetivamente à carga.

Expressando as potências  $P_i$  e  $P_r$  em função das respectivas ondas de tensão e da impedância característica da linha  $Z_c$ , é possível se obter uma relação entre a perda de retorno  $RL$  e o coeficiente de reflexão na carga  $\Gamma_L$ .

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{1}{2} \Re(V^+ I^{+*}) = \frac{1}{2} \Re \left[ V^+ \left( \frac{V^+}{Z_c} \right)^* \right] = \frac{1}{2} |V^+|^2 \Re \left( \frac{1}{Z_c} \right)^* = \frac{1}{2} |V^+|^2 \Re \left( \frac{1}{Z_c} \right) \\ P_r &= \frac{1}{2} |V^-|^2 \Re \left( \frac{1}{Z_c} \right) \\ RL(dB) &= 10 \log \frac{P_r}{P_i} = 10 \log \frac{|V^-|^2}{|V^+|^2} = 20 \log \left| \frac{V^-}{V^+} \right| \\ RL(dB) &= 20 \log |\Gamma_L| \end{aligned} \quad (2.16)$$

### 2.3.2. Razão de Onda Estacionária de Tensão (*VSWR*)

Considerando uma linha de transmissão sem perdas conectada a uma carga, a superposição entre as ondas de tensão incidente e refletida nessa carga gera padrões de onda estacionária ao longo da linha, como mostra a Figura 2-5. A razão entre as amplitudes máxima e mínima dessa onda estacionária define a Razão de Onda Estacionária de Tensão, expressa matematicamente em (2.17).

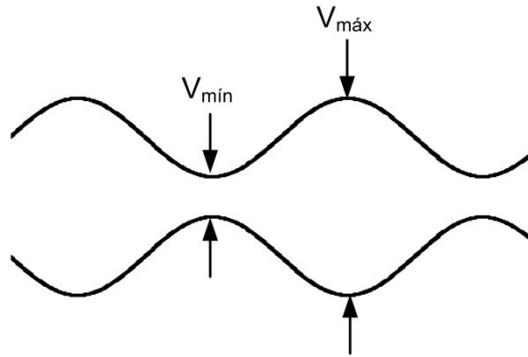


Figura 2-5. Representação da onda estacionária no interior de uma linha de transmissão.

$$VSWR = \frac{|V_{máx}|}{|V_{mín}|} \quad (2.17)$$

Utilizando a representação das ondas de tensão por fasores, é possível relacionar a *VSWR* com o módulo do coeficiente de reflexão na carga  $\Gamma_L$ . A tensão  $V(z)$  em qualquer ponto  $z$  da linha de transmissão foi apresentada na expressão (2.8).

$$V(z) = V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{j\beta z} \quad (2.18)$$

Aplicando a definição do coeficiente de reflexão na carga, representada pela expressão (2.11).

$$V(z) = V^+ e^{-j\beta z} + |\Gamma_L| V^+ e^{j\beta z} = V^+ (e^{-j\beta z} + |\Gamma_L| e^{j\beta z}) \quad (2.19)$$

O módulo da tensão  $V(z)$  em (2.19) é dado por:

$$|V(z)| = |V^+| \left| e^{-j\beta z} + |\Gamma_L| e^{j\beta z} \right| \quad (2.20)$$

Se a expressão (2.20) for multiplicada por  $|e^{j\beta z}|$ , o módulo de  $V(z)$  permanece o mesmo, havendo apenas um deslocamento referencial de fase. Assim:

$$\begin{aligned} |V| &= |V^+| \left| e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{j\beta z} \right| |e^{j\beta z}| = |V^+| \left| 1 + |\Gamma_L| e^{2j\beta z} \right| = \\ &= |V^+| \left| [1 + |\Gamma_L| \cos(2\beta z)] + j|\Gamma_L| \text{sen}(2\beta z) \right| = \\ &= |V^+| \sqrt{[1 + |\Gamma_L| \cos(2\beta z)]^2 + [|\Gamma_L| \text{sen}(2\beta z)]^2} = \\ &= |V^+| \sqrt{1 + 2|\Gamma_L| \cos(2\beta z) + |\Gamma_L|^2} \end{aligned}$$

Dado que  $-1 \leq \cos(2\beta z) \leq 1$ ,

$$\begin{aligned} |V_{\max}| &= |V^+| \sqrt{1 + 2|\Gamma_L| + |\Gamma_L|^2} = |V^+| \sqrt{(1 + |\Gamma_L|)^2} = |V^+| (1 + |\Gamma_L|) \\ |V_{\min}| &= |V^+| \sqrt{1 - 2|\Gamma_L| + |\Gamma_L|^2} = |V^+| \sqrt{(1 - |\Gamma_L|)^2} = |V^+| (1 - |\Gamma_L|) \end{aligned} \quad (2.21)$$

Aplicando a expressão (2.21) em (2.17),

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (2.22)$$

A análise da expressão (2.22) mostra que, no caso ideal em que todo o sinal é entregue à carga, não havendo reflexão, o coeficiente de reflexão  $\Gamma_L$  é igual a 0 e a  $VSWR$  igual a 1:1. Já no pior caso possível, em que todo o sinal é refletido, com nenhuma parcela sendo efetivamente entregue à carga, o coeficiente de reflexão  $\Gamma_L$  é igual a 1 e a  $VSWR$  igual a  $\infty$ :1.

### 2.3.3. Ganho de Potência de Transdução (TPG)

O Ganho de Potência de Transdução na transmissão de uma fonte para uma carga é definido pela razão entre a potência entregue à carga  $P_L$  e a máxima potência

disponibilizada pela fonte  $P_{av,s}$  [19]. Com o auxílio da Figura 2-6, é possível determinar a expressão do  $TPG$  em função das tensões e impedâncias (ou admitâncias) do circuito.

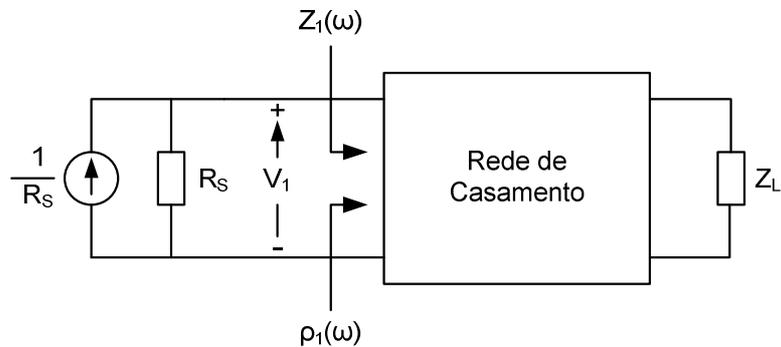


Figura 2-6. Circuito auxiliar para a determinação do TPG

A potência disponibilizada pela fonte é máxima, quando ela está casada com a carga, como mostra a expressão (2.23).

$$P_{av,s} = \frac{1}{2} \frac{|V_s|^2}{Z_s + Z_s^*} = \frac{1}{4} \frac{|V_s|^2}{R_s} \quad (2.23)$$

A potência entregue à carga, por sua vez:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{|V_L|^2}{R_L} \quad (2.24)$$

Assim, o  $TPG$  é dada por:

$$TPG = \frac{\frac{1}{2} \frac{|V_L|^2}{R_L}}{\frac{1}{4} \frac{|V_s|^2}{R_s}} = 2 \frac{|V_L|^2}{|V_s|^2} \frac{R_s}{R_L} \quad (2.25)$$

Se as perdas inseridas pela rede de casamento puderem ser desprezadas, a potência entregue à carga torna-se igual à potência efetiva na porta de entrada da rede. Essa potência efetiva pode ser expressa pela diferença entre as potências incidente  $P_i$  e

refletida  $P_r$ . Assim, para uma rede de casamento sem perdas, o TPG pode ser relacionado com a *potência normalizada rejeitada* na porta de entrada da rede  $|\Gamma_i|^2$ , definida pela razão entre as potências refletida e incidente nessa porta, através da seguinte expressão:

$$TPG = \frac{P_i - P_r}{P_i} = 1 - \frac{P_r}{P_i} = 1 - |\Gamma_i|^2 \quad (2.26)$$

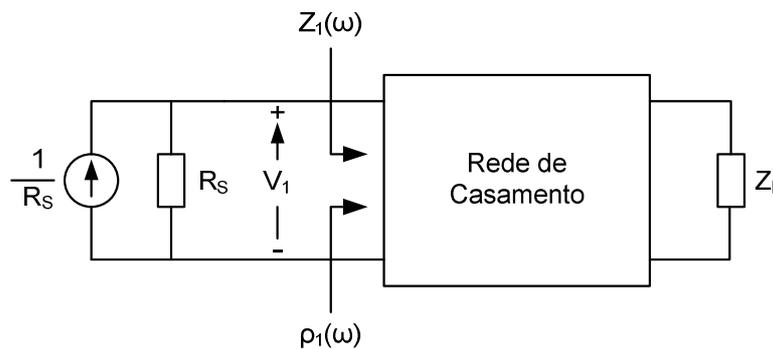


Figura 2-7. Rede de Casamento de Impedância

#### 2.4. Casamento em Banda Larga – Abordagens Analíticas e Técnicas Numéricas

A síntese de casadores de impedância de banda larga consiste em um problema de casamento do tipo simples, no qual a banda de frequências especificada tem largura maior ou igual a 20% do valor de sua frequência central [13-14]. Apesar da sua recorrência em projetos de sistemas de radiofrequência, trata-se de um problema de considerável complexidade, já que as cargas reais costumam variar de forma não-linear com a frequência, sendo difícil obter um modelo para esse comportamento em grandes larguras de banda. A síntese de acopladores de antenas é um exemplo típico de projeto de casamento em banda larga.

As principais contribuições relacionadas ao desenvolvimento de uma metodologia para a síntese de redes casamento de impedância em banda larga foram as Teorias Analíticas de Bode [20], Fano [7] e Youla [21], a Teoria do Espaço de Funções de Helton [22] e a Técnica da Frequência Real de Carlin e Yarman [23-25].

### 2.4.1. Teoria Analítica I – Bode [20]

Os primeiros estudos relacionados ao problema do casamento de impedâncias em banda larga foram realizados por Bode. Uma de suas principais contribuições foi mostrar que o produto ganho x banda passante da transmissão de potência de uma fonte para uma carga  $RC$  em paralelo apresentava um limite, dado pela expressão (2.27).

$$\int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|\rho|} \cdot d\omega \leq \frac{\pi}{RC} \quad (2.27)$$

onde  $\rho$  é o coeficiente de reflexão de entrada da rede de casamento e  $\omega$  é a frequência angular.

Esse resultado obtido por Bode é de fundamental importância para o projeto de redes de casamento em banca larga, por indicar a existência de um limite da largura de banda na qual é possível se obter um ganho mínimo especificado.

### 2.4.2. Teoria Analítica II – Fano [7]

Fano estendeu as relações de Bode para redes de casamento terminadas em qualquer impedância de carga  $Z_L$  que possa ser modelada por uma função racional. A Figura 2-8 mostra a representação de Darlington [26] para a carga  $Z_L$  a partir de uma resistência unitária, juntamente com a rede de casamento a ser projetada. Com auxílio desse modelo e utilizando a expressão (2.28), do coeficiente de transmissão de tensão  $t$ , e (2.29), do coeficiente de reflexão  $\rho_1$  do circuito, Fano deduziu as condições necessárias e suficientes para a que  $\rho_1$  fosse fisicamente realizável, com base na análise

dos polos e zeros de  $t$  e dos coeficientes da expansão de Taylor de  $\ln \frac{1}{|\rho_1|}$ .

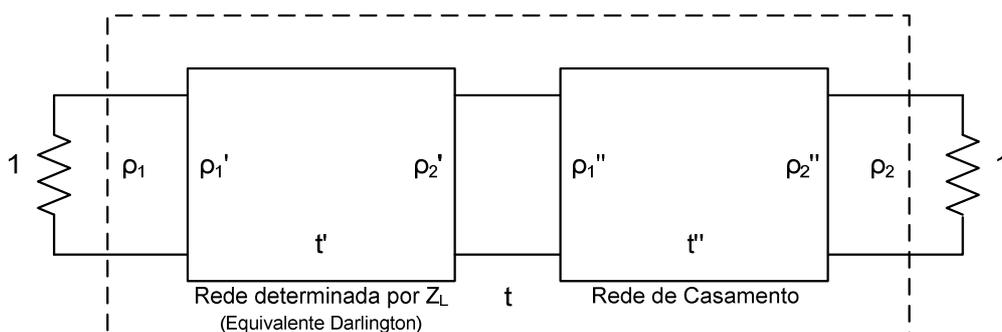


Figura 2-8. Rede de Casamento – Teoria Analítica II (Fano)

$$t = \frac{t' t''}{1 - \rho'_2 \rho''_1} \quad (2.28)$$

$$\rho_1 = \rho'_1 + \rho''_1 \cdot \frac{(t')^2}{1 - \rho'_2 \rho''_1} \quad (2.29)$$

Fano ainda transformou as condições para a realização física de  $\rho_1$  em um conjunto de relações integrais para a determinação do limite teórico do produto ganho x banda passante do casamento. O alcance desse limite, no entanto, requer uma rede de casamento com um número infinito de componentes. Assim, Fano sugeriu a utilização de aproximações para o módulo do coeficiente de reflexão, como o polinômio de Tchebysheff e a função Elíptica Jacobiana, para a resolução problemas práticos.

#### 2.4.3. Teoria Analítica III – Youla [21]

A dificuldade de se transferir certas propriedades da carga para o modelo Darlington equivalente limita a aplicação da metodologia de casamento de Fano a cargas mais simples, representáveis por até dois elementos reativos. Youla desenvolveu uma metodologia equivalente à de Fano, porém, trabalhando com refletância complexa normalizada em relação à impedância de carga, no lugar do equivalente Darlington.

As relações deduzidas por Youla apoiam-se no circuito ilustrado na Figura 2-9, onde a rede de casamento deve proporcionar um ganho de transdução racional  $G(\omega^2)$ , pertencente ao intervalo [0,1].



Figura 2-9. Equalizador Reativo – Teoria Analítica III (Youla)

A matriz espalhamento da rede de casamento, normalizada em relação às impedâncias de fonte  $Z_S$  e carga  $Z_L$ , e o ganho de potência de transdução  $G(\omega^2)$  são expressos em (2.30) e (2.31), respectivamente.

$$S(j\omega) = \begin{bmatrix} s_{11}(j\omega) & s_{12}(j\omega) \\ s_{21}(j\omega) & s_{22}(j\omega) \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$G(\omega^2) = 1 - |s_{22}(j\omega)| \quad (2.31)$$

Seja  $s(p)$  a função de fase mínima (analítica e desprovida de zeros no semi-plano direito aberto) que satisfaz a igualdade (2.31). Então  $s(p)$  pode ser expressa como em (2.32), onde  $b(p)$  é uma função passa-tudo, representada em (2.33), e  $v_r$  são os polos de  $Z_L(-p)$  no semi-plano direito aberto.

$$s(p) = b(p)s_{22}(p) = b(p) \cdot \frac{Z_2(p) - Z_L(-p)}{Z_2(p) + Z_L(p)} \quad (2.32)$$

$$b(p) = \prod_{r=1}^m \frac{p - v_r}{p + \bar{v}_r}; \quad \text{Re}[v_r] > 0 \quad (2.33)$$

Os zeros de transmissão são os zeros de  $\lambda(p)$ , localizados no semi-plano direito fechado. Nessa expressão,  $R_L(p)$  é a parte par da impedância de carga  $Z_L(p)$ .

$$\lambda(p) = \frac{R_L(p)}{Z_L(p)} \quad (2.34)$$

$$R_L(p) = \frac{Z_L(p) + Z_L(-p)}{2} \quad (2.35)$$

Esses zeros de transmissão podem ser divididos em quatro classes mutuamente exclusivas, cada uma apresentando restrições próprias. Essas restrições podem ser verificadas através dos coeficientes das expansões em séries de Laurent de  $s(p)$ ,  $b(p)$  e  $f(p) = 2R_L(p)b(p)$ .

$$s(p) = \sum_{r=0}^{\infty} S_r (p - p_0)^r \quad (2.36)$$

$$b(p) = \sum_{r=0}^{\infty} B_r (p - p_0)^r \quad (2.37)$$

$$f(p) = 2R_L(p)b(p) = \sum_{r=0}^{\infty} F_r (p - p_0)^r \quad (2.38)$$

Assim, sendo  $p_0 = \sigma_0 + j\omega_0$  um zero de transmissão de ordem  $k$ , as classes, com as respectivas restrições, são as seguintes:

$$\text{Classe I: } \begin{cases} \sigma_0 > 0 \\ B_r = S_r, r = 0, 1, 2, \dots, k-1 \end{cases}$$

$$\text{Classe II: } \begin{cases} \sigma_0 = 0 \\ Z_L(j\omega_0) = 0 \\ B_r = S_r, r = 0, 1, 2, \dots, k-1 \\ \frac{B_r - S_r}{F_{r+1}} \geq 0 \end{cases}$$

$$\text{Classe III: } \begin{cases} \sigma_0 = 0 \\ 0 < |Z_L(j\omega_0)| < \infty \\ B_r = S_r, r = 0, 1, 2, \dots, k-2 \\ \frac{B_{r-1} - S_{r-1}}{F_r} \geq 0 \end{cases}$$

$$\text{Classe IV: } \begin{cases} \sigma_0 = 0 \\ |Z_L(j\omega_0)| \rightarrow \infty \\ B_r = S_r, r = 0, 1, 2, \dots, k-1 \\ \frac{F_{r-1}}{B_r - S_r} \geq a_{-1}(\omega_0), \text{ o resíduo de } Z_L(p) \text{ no polo } j\omega_0 \end{cases}$$

Finalmente, a impedância de saída da rede de casamento,  $Z_2(\omega)$ , é dada pela expressão (2.39):

$$Z_2(p) = \frac{2R_L(p)b(p)}{b(p) - s(p)} - Z_L(p) \quad (2.39)$$

#### 2.4.4. Teoria do Espaço de Funções – Helton [22]

Apesar da grande importância dos trabalhos de Fano e Youla, eles são limitados pela necessidade de um modelo racional da carga. Quando esse modelo requer o uso de três ou mais elementos reativos, a solução do sistema de equações não-lineares resultante, para a determinação do limite do produto ganho x banda passante, torna-se extremamente complexa.

Helton desenvolveu uma técnica para a determinação dos limites teóricos de ganho e largura de banda, usando valores medidos diretamente da carga, sem a necessidade de obtenção de um modelo racional. Sua metodologia trabalha com discos construídos num espaço de funções, fazendo uma analogia à construção de círculos e seleção de pontos no plano complexo (Carta de Smith), utilizados em projetos de casamento em banda estreita.

Sejam duas funções,  $c(e^{j\theta})$  limitada e  $r(e^{j\theta})$  estritamente positiva. Definindo  $H^\infty$  como o espaço das funções  $k(e^{j\theta})$  analíticas em  $\mathbb{C}$  e com norma  $\|k(p)\|$  limitada no disco unitário  $|p| \leq 1$ , a metodologia do Espaço de Funções verifica se existe uma função  $h(e^{j\theta})$  do espaço  $H^\infty$  contida no disco de centro  $c(e^{j\theta})$  e raio  $r(e^{j\theta})$ . Ainda, existindo essa função, a metodologia mostra como construí-la. Isso é feito com base nos dois lemas descritos a seguir, adaptados para o casamento de uma porta:

- Lema I: Supondo que  $c(e^{j\theta})$  e  $r^2(e^{j\theta})$  sejam funções racionais reais, com  $r^2(e^{j\theta})$  estritamente positiva, existe uma função racional real  $H_{\tau_0}$  do espaço  $H^\infty$  e pertencente ao disco de centro  $c$  e raio  $r$ , se e somente se o maior autovalor  $\tau_0^2$  de  $\left( H_C \left[ T_{p-2} \right]^{-1} H_C^* \right) w = \tau^2 T_{R^2} w$  for menor ou igual a 1, onde  $H_F$  e  $T_F$  são, respectivamente, as matrizes de Hankel e Toeplitz para a função  $F$ , e  $w$  é o autovetor correspondente ao autovalor  $\tau_0^2$ .

- Lema II: Existindo  $H_{\tau_0}$  que atenda às condições do Lema I,  $H_{\tau_0}$  é determinada a partir da execução dos seguintes passos:
  1. Guardar o autovalor  $\tau_0^2$  obtido do Lema I.
  2. Determinar o fator espectral de fase mínima  $\alpha$  de  $r^2$ , ou seja,  $|\alpha(e^{j\theta})|^2 = r^2(e^{j\theta})$ , com  $\alpha$  uma função em  $H^\infty$  sem zeros.
  3. a) Determinar o vetor  $x = T_\alpha^* w$ 
    - b) Checar se  $[H_{c/\tau_0\alpha}] \bar{x} = x$
    - c) Se não, então  $y = j([H_{c/\tau_0\alpha}] \bar{x} - x)$  satisfaz  $[H_{c/\tau_0\alpha}] \bar{y} = y$
    - d) Fazer  $(f_0, f_1, f_2, \dots)$  igual ao vetor  $x$ , para a opção b), ou  $y$ , para a opção c).
  4. Construir a função  $f(e^{j\theta}) = f_0 + f_1 e^{j\theta} + f_2 e^{j2\theta} + \dots$
  5. Construir a função  $M_0(e^{j\theta}) = \left[ \frac{c(e^{j\theta})}{\tau_0 \alpha(e^{j\theta})} \right] - e^{-j\theta} \frac{\bar{f}(e^{j\theta})}{f(e^{j\theta})}$ , onde
 
$$[g]_- = \sum_{k=1}^{\infty} \hat{g}_{-k} e^{-jk\theta}$$
  6. A solução é  $H_{\tau_0} = \tau_0 \alpha M_0$ , a qual pertence a  $H^\infty$  e satisfaz  $|c - H_{\tau_0}|^2 \equiv \tau_0^2 r^2$ , desde que  $c$  e  $r$  sejam racionais.

Assim dada uma função  $G(j\omega)$  em uma banda de frequências  $\Omega$ , o problema ilustrado pela Figura 2-10 consiste na verificação da existência de uma rede de casamento sem perdas  $U$ , com matriz espalhamento  $S(j\omega)$ , cujo ganho de potência de transdução seja dado por  $G(j\omega)$ . Existindo esse circuito, uma segunda parte do problema seria encontrar a função  $H(j\omega)$  para  $U$ , com resposta em frequência, que realize esse ganho. Helton mostrou que existe esse circuito  $U$  que proporcione um ganho mínimo  $G(j\omega)$  para  $\omega \in \Omega$ , se e somente se  $H(j\omega)$  satisfizer a expressão (2.40). O conjunto dessas funções  $H(j\omega)$  forma o disco de centro  $c(j\omega)$  e raio  $r(j\omega)$ , com expressões dadas em (2.41) e (2.42), respectivamente.



Figura 2-10. Rede de Casamento – Teoria do Espaço de Funções (Helton)

$$G(j\omega) = 1 - \left| \frac{H(j\omega) - \bar{S}(j\omega)}{1 - \bar{H}(j\omega)\bar{S}(j\omega)} \right|^2 \quad (2.40)$$

$$c(j\omega) = \frac{G(j\omega)\bar{S}(j\omega)}{1 - |S(j\omega)|^2 [1 - G(j\omega)]} \quad (2.41)$$

$$r(j\omega)^2 = [1 - G(j\omega)] \left\{ \frac{1 - |S(j\omega)|^2}{1 - |S(j\omega)|^2 [1 - G(j\omega)]} \right\}^2 \quad (2.42)$$

Finalmente, a resolução do problema passa pela transformação bilinear das expressões (2.41) e (2.42) para coordenadas polares e pela aplicação dos Lemas I e II.

A metodologia do Espaço de Funções consegue determinar o melhor ganho de potência de transdução possível de ser obtido com o uso de redes de casamento sem perdas, a partir dos dados diretos da carga, sem que seja necessário o uso de funções racionais para modelá-la. Contudo, sua implementação para a solução de problemas práticos é bastante complexa.

Schwartz e Allen [27] aplicaram a técnica de Helton em dois problemas de casamento: casamento de uma carga RLC normalizada, proposto por Fano [7]; e casamento de uma antena HF, na faixa de 2 a 8 MHz.

#### 2.4.5. Técnica da Frequência Real (RFT) – Carlin e Yarman [23-25]

A relevância dos trabalhos desenvolvidos por Fano, Youla e Helton no estudo do problema do casamento de impedância em banda larga está na capacidade de determinar os limites teóricos alcançáveis para o produto ganho x banda passante da transferência de potência, mesmo quando aplicáveis apenas ao casamento de cargas mais simples.

Entretanto, a complexidade matemática utilizada por essas metodologias torna-as inaplicáveis quando o problema consiste na síntese dos circuitos práticos.

Carlin desenvolveu um método conhecido como Técnica da Frequência Real que, assim como a metodologia de Helton, manipula os dados da carga diretamente, sem a necessidade de um modelo analítico que descreva a função impedância. Mais especificamente, a *RFT* utiliza a parte real da impedância de carga para determinar, de maneira direta, a impedância da porta de saída de uma rede de casamento sem perdas, permitindo a síntese prática dessa rede.



Figura 2-11. Rede de Casamento – SRFT (Carlin e Yarman)

Diferentes abordagens matemáticas dadas à RFT levaram a três formas de implementação dessa técnica, conhecidas como *Line Segment Technique – LST* [23], *Direct Computational Technique – DCT* [24] e *Parametric Approach* [28-29]. Em todas elas, a impedância de saída da rede de casamento  $Z_Q(j\omega)$  é descrita por uma função real e positiva, com reatância mínima, e sempre um dos seus parâmetros é determinado através da otimização do TPG do circuito, dado pela expressão (2.43).

$$TPG(\omega) = \frac{4R_L(\omega)R_Q(\omega)}{|Z_L(j\omega) + Z_Q(j\omega)|^2} \quad (2.43)$$

A LST é a forma na qual a RFT foi proposta originalmente. Nessa abordagem, as partes real e imaginária de  $Z_Q(j\omega)$  são representadas por combinações lineares de segmentos de retas desconhecidos, com os mesmos pontos de quebra  $R_k$ . Além disso, os coeficientes da parte imaginária podem ser determinados através da aplicação da Transformada de Hilbert  $H[\cdot]$  nos coeficientes da parte real.

$$Z_Q(j\omega) = A_Q(\omega) + jB_Q(\omega) \quad (2.44)$$

$$A_Q(\omega) = \sum_{k=1}^N a_k(\omega) \cdot R_k \Rightarrow B_Q(\omega) = \sum_{k=1}^N b_k(\omega) \cdot R_k$$

$$a_k(\omega) = \begin{cases} 1; & \omega_k \leq \omega \\ \frac{\omega - \omega_{k-1}}{\omega_k - \omega_{k-1}}; & \omega_{k-1} \leq \omega \leq \omega_k \\ 0; & \omega \leq \omega_{k-1} \end{cases} \quad (2.45)$$

$$b_k = H[a_k] = \frac{1}{(\omega_k - \omega_{k-1})\pi} \int_{\omega_{k-1}}^{\omega_k} \ln \left| \frac{y + \omega}{y - \omega} \right| dy$$

Os parâmetros utilizados na otimização do TPG são pontos de quebra  $R_k$ .

Na forma DCT,  $Z_Q$  é descrita por uma função racional da frequência complexa  $p$ .

$$Z_Q(p) = \frac{n_Q(p)}{d_Q(p)} = Ev(p) + Odd(p); \quad p = \sigma + j\omega \quad (2.46)$$

$$Ev(p) = \frac{1}{2} \cdot [Z_Q(p) + Z_Q(-p)] = \frac{1}{2} \cdot \frac{n_Q(p) \cdot d_Q(-p) + n_Q(-p) \cdot d_Q(p)}{d_Q(p) \cdot d_Q(-p)} \quad (2.47)$$

A função  $Z_Q(p)$  é obtida a partir de sua parte par, aplicando-se o procedimento de Gewertz [30].

$$Ev(p) = \frac{N(p^2)}{D(p^2)} \geq 0; \quad \forall \sigma \geq 0$$

$$N(p^2) = p^{2k} \quad (2.48)$$

$$D(p^2) = d_Q(p) \cdot d_Q(-p) = D_0 + D_1 p^2 + \dots + D_n p^{2n}$$

onde o índice  $k$  está relacionado ao número de zeros de transmissão e ao tipo de filtro (passa-baixa, passa-alta ou passa-faixa) utilizado.

Considerando que os coeficientes  $D_i$  sejam determinados através da otimização do TPG, o polinômio  $d_Q(p)$  é construído a partir das raízes de  $D(p^2)$  localizadas no semi-plano esquerdo. Assim, sendo  $d_Q(p)$  e  $N(p^2)$  conhecidos,  $n_Q(p)$  pode ser obtido através da igualdade:

$$N(p^2) = \frac{1}{2} \cdot [n_Q(p) \cdot d_Q(-p) + n_Q(-p) \cdot d_Q(p)] \quad (2.49)$$

Na RFT paramétrica,  $Z_Q(s)$  é descrita por funções de Brune expressas na forma de expansões em frações parciais [31].

$$Z_Q(s) = B_0 + \sum_{i=1}^n \frac{B_i}{s - p_i} = Ev(s) + Odd(s); p_i = \alpha_i + j\beta_i \text{ e } \alpha_i < 0 \quad (2.50)$$

onde  $B_i$  são os resíduos calculados no semi-plano esquerdo de frequências.

Dados:

$$\begin{aligned} Ev(s) &= H(s) \cdot H(-s) \\ H(s) &= \frac{F(s)}{D(s)} \\ F(s) &= s^k \\ D(s) &= D_n \prod_{i=1}^n (s - p_i) \end{aligned} \quad (2.51)$$

onde o índice  $k$  está relacionado ao número de zeros de transmissão e ao tipo de filtro (passa-baixa, passa-alta ou passa-faixa) utilizado.

Os coeficientes  $B_i$  podem ser determinados através das expressões:

$$B_i = -\frac{F(p_i) \cdot F(-p_i)}{p_i D_n^2 \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n (p_k^2 - p_i^2)} \quad (2.52)$$

$$B_0 = \begin{cases} 1 & m = n \\ D_n^2 & m = n \\ 0 & m < n \end{cases}$$

Os parâmetros  $D_n$ ,  $\alpha_i$  e  $\beta_i$  são determinados através da otimização do TPG.

O uso das funções de Brune para descrever a impedância da rede de casamento dispensa a utilização da Transformada de Hilbert ou do procedimento de Gewertz, reduzindo consideravelmente o esforço computacional na implementação da RFT.

Carlin e Yarman desenvolveram, ainda, uma simplificação da RFT, conhecida como *Simplified Real Frequency Technique – SRFT* [25, 32-33]. Sua implementação é análoga a da RFT – DCT. Contudo, a rede de casamento é descrita por seu coeficiente de reflexão da porta de saída  $S_{22}(p)$ , em vez da impedância. Com isso, sendo a rede sem perdas, seus demais coeficientes são determinados diretamente.

$$TPG(\omega) = \frac{|S_{21}(\omega)|^2 \cdot (1 - |S_L(\omega)|^2)}{|1 - S_{22}(\omega) \cdot S_L(\omega)|^2}$$

$$S_{22}(p) = \frac{h(p)}{g(p)}$$

$$|S_{21}(p)|^2 = 1 - |S_{22}(p)|^2 = \frac{|f(p)|^2}{g(p) \cdot g(-p)} \quad (2.53)$$

$$g(p) \cdot g(-p) = h(p) \cdot h(-p) + f(p) \cdot f(-p)$$

$$S_L = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1}$$

A RFT não garante o alcance dos limites ótimos para o produto ganho x banda passante obtidos com as metodologias analíticas e a teoria do espaço de funções. Contudo, é o método de casamento utilizado atualmente, pela possibilidade de síntese

prática dos circuitos. Yegin e Martin aplicaram a SRFT para fazer o casamento de uma antena dipolo de 10m, na faixa de 3 a 30 MHz [34].

# Capítulo 3 – Técnicas de Inteligência Computacional Aplicadas à Síntese de Casadores de Impedância

O notável desenvolvimento dos sistemas de comunicações móveis nos últimos anos gerou uma demanda equivalente por equipamentos eletrônicos com as seguintes características: capacidade de operação em grandes faixas de frequências; robustez, de modo a resistirem a variações nos parâmetros dos seus componentes, decorrentes de fatores como temperatura, umidade, envelhecimento, ou mesmo a tolerância do seu processo de fabricação; dimensões reduzidas; e baixo consumo de energia. Um exemplo de projeto fundamental em todos os sistemas de comunicações e bastante complexo, por ter suas especificações intimamente relacionadas com as características citadas, consiste na síntese de casadores de impedância de baixa sensibilidade.

A síntese convencional de casadores de impedância faz uso de um modelo racional para a representação da rede de casamento e de topologias fixas de propósito geral para a implementação dessa rede. Isso dificulta a obtenção de uma solução ótima, já que, em aplicações de maior complexidade, como é o caso da síntese de acopladores de antenas, torna-se difícil realizar de forma precisa a implementação da rede a partir da função racional que a descreve. Além disso, o fato de se trabalhar com topologias fixas impede a exploração de novas alternativas que possam ser mais adequadas ao atendimento dos requisitos do projeto.

As técnicas de inteligência computacional vêm despertando grande interesse em aplicações voltadas para o casamento de impedância, por permitirem a manipulação direta da topologia da rede de casamento e dos seus componentes, evitando assim os erros de aproximação decorrentes da implementação prática de funções racionais. Além disso, esses métodos possibilitam o uso de topologias não convencionais, aumentando consideravelmente o espaço de soluções para o problema.

O presente capítulo inicia-se com um sumário de estudos de maior relevância dedicados à aplicação das principais técnicas de inteligência computacional ao problema do casamento de impedância. Mais especificamente, essas técnicas são utilizadas no projeto de linhas de transmissão (dimensionamento, *stubs* simples e duplos) e de redes LC (determinação de reatâncias em redes *ladder* e síntese topológica). Em sequência, é feita uma descrição dos Algoritmos de Seleção Clonal, uma meta-heurística que imita o funcionamento do sistema imunológico dos animais vertebrados e que motivou o desenvolvimento da metodologia de síntese de casadores de impedância proposta neste trabalho.

### 3.1. Inteligência Computacional

A Inteligência Computacional é o ramo da Ciência da Computação que estuda a teoria e a aplicação de técnicas inspiradas na Natureza, para o desenvolvimento de sistemas inteligentes, fazendo uso de algoritmos que imitam algumas habilidades cognitivas, como aprendizado, percepção, raciocínio, evolução e adaptação [35]. Dentre essas técnicas, a literatura apresenta aplicações voltadas para a síntese de redes de casamento de impedância utilizando Redes Neurais, Lógica *Fuzzy*, Algoritmos Evolucionários, *Simulated Annealing*, e Inteligência de Enxames.

#### 3.1.1. Redes Neurais

As Redes Neurais (“*Neural Networks*”) [36] são modelos computacionais inspirados no funcionamento do cérebro humano, que atuam como redes de neurônios com capacidade de aprendizado. Esse aprendizado ocorre através de um treinamento prévio, pelo qual um conjunto de exemplos similares ao problema proposto, com entradas e saídas conhecidas, é aplicado à rede, ajustando os pesos das entradas dos neurônios.

Hemminger propôs um sistema de controle em malha fechada, para o dimensionamento em tempo real de *stubs* duplos, utilizados no casamento de antenas [37]. As distâncias do primeiro *stub* para a carga e dos *stubs* entre si são fixas e iguais a  $\lambda/8$ , onde  $\lambda$  é o comprimento de onda do sinal. Apenas os comprimentos dos *stubs* são controlados. Para isso, três pequenas redes neurais e um controlador Proporcional-Integral (Controlador PI) são utilizados e o controle é feito com base no valor da VSWR. As redes são treinadas

através do algoritmo Levenberg-Marquardt [38], rodado em MATLAB, e duas delas geram impedâncias correspondentes ao valor da VSWR lida. A primeira rede é treinada em baixas frequências e as impedâncias geradas destinam-se ao casamento de antenas capacitivas. A segunda rede, treinada em altas frequências, gera impedâncias para o casamento de antenas indutivas. Um multiplexador é utilizado para selecionar, aleatoriamente, uma dessas impedâncias. A terceira rede neural utiliza o valor dessa impedância escolhida, para sintonizar os parâmetros do controlador PI necessários ao ajuste dos comprimentos dos *stubs*. O valor da VSWR é atualizado e, caso seja pior do que o valor anterior, o multiplexador seleciona a outra impedância gerada e o processo de sintonia dos parâmetros do controlador PI é repetido. Em uma antena dipolo de comprimento igual a  $\lambda/2$  e projetada para operar em 50 MHz, o sistema foi capaz de realizar o casamento na faixa de frequências de 40 MHz a 57 MHz, resultando em VSWRs mínimo e médio iguais a 1,7 e 2,1, respectivamente. Os valores dos coeficientes do controlador PI foram determinados por tentativa e erro, sendo aproximadamente iguais a 0,77 e 0,12. Esses valores forneceram a resposta mais rápida ao degrau, com estabilização em torno de 1,5 s. Hemminger sugeriu, ainda, a utilização de um sistema análogo, como ferramenta auxiliar para o ensino do uso da Carta de Smith no projeto de *stubs* simples, destinados ao casamento de impedâncias. Esse sistema possibilita a verificação dos resultados obtidos pelo método gráfico [39].

Vai e Prasad implementaram uma rede neural de Hopfield [40] capaz de sintonizar, em tempo real, *stubs* simples e duplos, destinados ao casamento de impedâncias em circuitos de microondas [41]. A rede ajusta a(s) posição(ões) e o(s) comprimento(s) do(s) *stub(s)*, a partir da análise da VSWR ou do coeficiente de reflexão lido. Um *stub* duplo com *stubs* terminados em curto-circuito foi projetado através de simulação computacional, para casar uma carga de impedância  $100+j80 \Omega$  a uma linha de transmissão de  $50 \Omega$ , na frequência de 2 GHz. As posições dos *stubs* foram fixadas, sendo a primeira sobre a carga e a segunda distando  $\lambda/8$  da mesma, onde  $\lambda$  é o comprimento de onda do sinal. Os resultados foram condizentes com os obtidos através de métodos analíticos convencionais, alcançando-se um coeficiente de reflexão aproximadamente nulo na frequência de operação. Vai e Prasad sugeriram a implementação dos *neurons* da rede através de integradores construídos a partir de amplificadores operacionais. As ligações entre esses *neurons* seriam ponderadas com resistores. Os comprimentos dos *stubs* poderiam ser

ajustados de duas maneiras, ambas em tempo real. A primeira delas faria uso de um bloco de silicone com uma pequena tira condutora na sua parte inferior, capaz de deslizar sobre a *microstrip*, aumentando ou diminuindo seu comprimento. A saída da rede neural seria usada para controlar esse deslizamento. A segunda solução seria eletrônica e adequada para circuitos integrados de microondas monolíticos (“*Monolithic Microwave Integrated Circuits – MMICs*”). A saída da rede neural seria codificada para, seletivamente, ligar ou desligar diodos PIN, conectando ou desconectando seções de *microstrip*.

### 3.1.2. Lógica *Fuzzy*

A Lógica *Fuzzy* (“*Fuzzy Logic*”) [42] tem por objetivo modelar, de modo aproximado, o raciocínio humano, visando a desenvolver sistemas computacionais capazes de tomar decisões racionais em um ambiente de incerteza e imprecisão [35]. Funções de pertinência são utilizadas na avaliação do grau de veracidade de uma proposição. Como exemplo, uma função de pertinência pode avaliar um determinado tom de cinza como 30% branco e 70% preto. Assim, as funções de pertinência transformam os parâmetros de um problema em variáveis *fuzzy*, num processo conhecido como *fuzificação* (“*fuzzified*”). As variáveis *fuzzy* são relacionadas entre si através de operadores *fuzzy*, formando sentenças. Essas sentenças são submetidas a um mecanismo de inferência, com regras definidas, gerando saídas, que são avaliadas e convertidas, novamente, em parâmetros do problema, através de um processo de *defuzificação* (“*fuzzified*”).

Arroyo Huerta, Díaz Méndez, *et al.* propuseram um casador de impedâncias automático para sistemas de comunicações sem fio, utilizando um controlador *fuzzy* Takagi-Sugeno (T-S) de ordem zero [43], para variar, adaptativamente, o valor de um dos capacitores em uma rede de casamento Pi passa-baixas [44]. A estabilidade do controlador é estabelecida pela existência de uma função de Lyapunov quadrática comum a todos os subsistemas do sistema *fuzzy* T-S [45]. O sinal de erro na entrada do controlador é *fuzificado*, usando-se funções de pertinência dos tipos S, Z e triangular, uniformemente distribuídas sobre a faixa de entrada e com grau dois de superposição. A saída é obtida usando-se o método de *defuzificação* conhecido como centro de gravidade para singletons (“*center of gravity for singletons*”) [46]. O controlador *fuzzy* proposto foi aplicado no casamento de uma impedância de carga de  $25+j43,33 \Omega$  com uma fonte de  $50 \Omega$ , na

frequência de 2,4 GHz. A máxima transferência de potência foi alcançada, com ganho de potência máximo de -3 dB. A resposta do sistema também foi testada para variações na impedância de carga, mostrando grande eficiência no ajuste do casamento. Além disso, comparado ao algoritmo de mínimos quadrados (“*Least Minimum Square – LMS*”), o controlador *fuzzy* mostrou realizar o casamento em 8  $\mu$ s, contra 30  $\mu$ s gastos pelo controlador LMS. Arroyo Huerta, Díaz Méndez, *et al.* estenderam a mesma aplicação para redes de casamento T e L [47]. O controlador *fuzzy* proposto apresentou convergência mais rápida para a rede Pi, levando, em média, 60 iterações para alcançar o valor desejado, contra 120 para a rede T e 160 para a rede L. Neste segundo trabalho, uma nova comparação entre o controlador *fuzzy* e o controlador LMS mostrou que o primeiro alcançou o casamento desejado com 80 iterações, contra cerca de 500 iterações demandadas pelo segundo.

### 3.1.3. Algoritmos Evolucionários

Os Algoritmos Evolucionários (“*Evolutionary Algorithms – EAs*”) [48-49] consistem em mecanismos de busca adaptativa, que imitam as forças da evolução natural e da auto-adaptação, para resolver problemas complexos. Eles baseiam-se na filosofia neo-Darwiniana que diz que processos estocásticos como reprodução e seleção, atuando nas espécies, são responsáveis pelas formas de vida que conhecemos hoje [35]. Os principais grupos de EAs são:

- Algoritmos Genéticos (*Genetic Algorithms – GAs*) [48], que utilizam técnicas de reprodução e sobrevivência de indivíduos mais aptos, na busca por soluções;
- Programação Genética (*Genetic Programming – GP*) [50], que utiliza os mesmos princípios dos GAs para evoluir, em vez de soluções, programas que encontram soluções;
- Estratégias Evolutivas (*Evolution Strategies – ESs*) [51-52], que realizam a evolução dos parâmetros do processo juntamente com o processo, apresentando uma forte característica de auto-adaptação; e
- Programação Evolutiva (*Evolutionary Programming – EP*) [48-59], cuja característica principal consiste na habilidade de previsão de ambientes, sendo aplicada na evolução de máquinas de estados finitos.

Dentre esses subgrupos, os GAs e os GPs têm sido utilizados na solução de problemas relacionados à sínteses de casadores de impedância.

Günel apresentou uma abordagem para a síntese de seções de linhas de transmissão *composite right/left-handed (CRLH)* [60], baseada em algoritmos genéticos de parâmetros contínuos (“*Continuous Parameters Genetic Algorithms – CPGA*”), e com o propósito de casamento de impedância [61]. Materiais *right-handed (RH)* apresentam permissividade elétrica e permeabilidade magnética positivas. Com isso, o campo elétrico, o campo magnético e o vetor de onda de uma onda eletromagnética obedecem à regra da mão direita nesses materiais. O contrário ocorre com materiais *left-handed (LH)*, ou seja, apresentam permissividade elétrica e permeabilidade magnética negativas, e o campo elétrico, o campo magnético e o vetor de onda obedecem à regra da mão esquerda. Günel analisou linhas CRLH uniformes e não-uniformes exponencialmente afuniladas (“*exponentially tapered*”), apresentando uma formulação para a determinação da impedância de entrada dessas linhas, quando há uma carga na outra extremidade. A abordagem proposta determina o comprimento da linha, as capacitâncias e indutâncias que modelam a impedância e a admitância por unidade de comprimento, e, no caso da linha não uniforme, a razão de afunilamento. Duas linhas, uma uniforme e a outra não, foram sintetizadas computacionalmente, para a obtenção de uma impedância de entrada de  $100+j50 \Omega$ , a partir de uma carga de impedância  $200-j100 \Omega$ , na frequência de 2 GHz. Populações de 5000 indivíduos foram utilizadas, com taxa de mutação igual a 4%. O artigo não comenta os mecanismos de cruzamento e seleção utilizados. A impedância gerada pela linha uniforme foi igual a  $99.9+j50 \Omega$  e a impedância gerada pela linha exponencialmente afunilada foi igual a  $99.9+j49.9 \Omega$ . Esses resultados foram obtidos com, aproximadamente, 25 iterações.

Rodríguez, García-Tuñón, *et al.* propuseram um algoritmo genético para a determinação das reatâncias de uma rede *ladder* destinada ao casamento de impedâncias [62]. A dimensão da rede é pré-definida e cada solução é representada por um cromossomo de números reais, cujos valores correspondem às reatâncias dos componentes. O tipo de componente em cada ramo é determinado pelo sinal da reatância e perdas podem ser incorporadas aos indutores, através de uma resistência em série, calculada com base no fator de qualidade do componente. Além disso, resistores e transformadores ideais em posições pré-definidas também podem ser representados. Um valor  $N>0$  encontrado pelo

algoritmo corresponde à resistência de um resistor ou à razão de espiras 1:N de um transformador. Um valor negativo, por sua vez, corresponde a uma resistência nula ou a uma razão de espiras N:1 do transformador. A função objetivo utiliza o critério *minimax* e considera o TPG para redes sem perdas e o TPG associado à  $|\Gamma|^2$  para redes com perdas. Neste algoritmo, o mecanismo de seleção é estocástico, o cruzamento é uniforme e a mutação é modelada por um erro gaussiano, cujo desvio padrão diminui para gerações sucessivas, num processo análogo ao resfriamento do *simulated annealing*. Elitismo é utilizado. O critério de parada baseia-se no número máximo de iterações ou na inexistência de uma melhora considerável da função objetivo para um número de gerações sucessivas. Ao final do processo, o algoritmo *Nelder-Mead Downhill Simplex* [5], um método numérico de otimização local que se destaca pela velocidade de execução, já que não utiliza derivadas em sua formulação matemática, é executado para realizar o ajuste fino dos valores dos componentes. O método foi aplicado no casamento de uma carga RLC com valores dos componentes normalizados em relação ao valor da resistência de fonte [7]. A topologia utilizada foi uma rede Pi com reatâncias ideais. Os valores obtidos para o ganho de transdução mínimo e o ripple foram compatíveis com os encontrados através da aplicação da RFT e da equalização estocástica recursiva (“*Recursive Stochastic Equalization – RSE*”) [63]. Um segundo exemplo consistiu no casamento de uma antena HF banda larga, na faixa de 2 MHz a 30 MHz. O objetivo a ser atingido era um TPG mínimo igual a 0,6 e um VSWR máximo igual a 3. As perdas nos indutores foram consideradas, com base em seus fatores de qualidade, e a rede Pi foi adaptada com o acréscimo de um resistor, uma associação ressonante paralela e um transformador. Uma população de 100 indivíduos, rodando por 100 gerações, seguidas por 100 iterações do algoritmo *Nelder-Mead Downhill Simplex*, durou menos de 9s em um laptop com Pentium M e CPU de 2 GHz. As especificações de ganho mínimo e TPG máximo foram aproximadamente alcançadas para a faixa de 2 MHz a 20 MHz. Os autores fizeram uma análise de tolerância para uma margem de 10% de variação dos valores dos componentes, utilizando uma simulação Monte Carlo. Houve uma pequena degradação da resposta do circuito para o pior caso. Os autores discutem, ainda, o ajuste da rede de casamento, realizado através da escolha de uma capacitância, cujo valor obtido proporciona uma boa margem de variação, ou seja, com razoável distância dos valores limites. Assim, uma nova

simulação Monte Carlo é realizada, onde a margem de tolerância é assumida para todos os elementos de rede, com exceção da capacitância escolhida, e para cada ensaio a função objetivo é minimizada, sendo a capacitância escolhida o elemento desconhecido.

de Sá e Mesquita desenvolveram uma metodologia para síntese topológica de circuitos de casamento de impedância, utilizando GAs [6-64]. Diferentemente de outras propostas, essa técnica possibilita a síntese de qualquer tipo de topologia, extrapolando a limitação do uso de redes *ladder*. Isso é possível devido à analogia dos circuitos a grafos e à representação por matrizes adjacência [65]. Os valores dos componentes são representados por números inteiros de 16 bits, distribuídos pelas faixas de valores de capacitores e indutores. Para cada topologia gerada, o algoritmo *Nelder-Mead Downhill Simplex* [5] é executado, a fim de otimizar os valores dos componentes. A função objetivo considera o TPG e a sensibilidade do TPG em relação aos valores dos componentes do circuito. A formulação desses parâmetros é desenvolvida, permitindo que esses parâmetros sejam calculados a partir das tensões obtidas com a simulação de circuitos de teste. Essa abordagem possibilita a síntese de redes de baixa sensibilidade, melhorando a qualidade da conversão dos componentes de valores contínuos para valores comerciais. Operações de cruzamento são realizadas através da transmissão genética de sub-matrizes da matriz admitância que representa a rede de casamento. As mutações são realizadas a partir de trocas de elementos dessas matrizes. Essa metodologia é testada no casamento de uma carga RLC com valores dos componentes normalizados em relação ao valor da resistência de fonte [7]. A rede obtida foi do tipo Pi passa-baixas, com TPG mínimo igual 0,855. Também foi realizado o casamento de uma antena VHF monopolo na faixa de 65 MHz a 90 MHz. A rede obtida apresentou uma topologia não-convencional e o TPG mínimo foi de 0,911. Esses resultados são apresentados e melhor discutidos no Capítulo 5.

Tan, Yi, *et al.* apresentaram uma técnica baseada algoritmos genéticos hierárquicos (“*Hierarchical Genetic Algorithms – HGA*”) [66], para a sintonia adaptativa de uma rede Pi passa-baixas, utilizada no casamento de impedância de antenas em banda larga [67]. Os HGAs consistem em uma variação dos GAs, nos quais o espaço de busca é dividido em sub-espacos, em quantidade relacionada ao número de hiperplanos necessários para representar a função a ser otimizada. Assim, um GA convencional roda em cada sub-espaco, simultaneamente, aumentando a eficiência da busca. Os valores dos componentes

da rede Pi são representados por números decimais de ponto flutuante, a fim de se evitar erros de aproximação na conversão de formatos. A função objetivo é formulada com base na impedância e no coeficiente de reflexão desejados. A seleção de indivíduos para reprodução é feita por *ranking*, utilizando-se uma função exponencial da posição do indivíduo na ordenação, para o cálculo da sua probabilidade de seleção. A operação de cruzamento é realizada entre um indivíduo sorteado e o indivíduo de maior *fitness* da população. A operação de mutação ocorre pela troca de posição de genes escolhidos aleatoriamente. Três exemplos foram simulados para testar o método proposto. O primeiro consistiu no casamento de uma carga de impedância  $20-j30 \Omega$  com uma fonte resistiva de  $50 \Omega$ , na faixa de frequências de 1,71 GHz a 1,88 GHz, utilizada pela rede GSM-1800. A população era formada por 100 indivíduos e, após 474 gerações, a impedância final variou, aproximadamente, de  $43 \Omega$  a  $56 \Omega$ , na banda de frequências. O coeficiente de reflexão foi menor do que 0,09 e o VSWR menor do que 1,2. No segundo exemplo, a carga era resistiva de  $20 \Omega$  e a faixa de frequências, utilizada em redes 3G, ia de 1,9 GHz a 2,025 GHz. Novamente a população continha 100 indivíduos e a impedância final variou, aproximadamente, de  $48 \Omega$  a  $52 \Omega$ . O coeficiente de reflexão máximo obtido foi, aproximadamente, 0,03 e o VSWR máximo, aproximadamente, 1,06. O terceiro exemplo considerou um sistema capaz de operar em ambos os modos, abrangendo a faixa de frequências entre 1,7 GHz e 2,2 GHz. A carga tinha impedância resistiva igual a  $60 \Omega$ . Dessa vez foi utilizada uma população de 500 indivíduos e a impedância final variou, aproximadamente, de  $48 \Omega$  a  $52 \Omega$ . O coeficiente de reflexão foi menor do que 0,025 e o VSWR menor do que 1,05. Um GA convencional foi aplicado aos três exemplos para efeito de comparação. O método baseado em HGA apresentou impedâncias com precisões de 90,58%, 94,43% e 97,05%, respectivamente, contra 30,00%, 41,20% e 46,40%, apresentadas pelo método baseado em GA convencional. O maior erro quadrático médio do coeficiente de reflexão ou VSWR apresentado pelo método proposto, baseado em HGA, foi 0,102, contra 2,23, apresentado pelo método baseado em GA convencional.

Tan, Sun, *et al.* apresentaram um sistema de controle baseado em algoritmos genéticos quânticos (“*Quantum Genetic Algorithms – QGAs*”) [68-69], capaz de realizar o ajuste adaptativo dos valores dos componentes de uma rede Pi passa-baixas, com o propósito de casamento de impedância em circuitos de comunicações sem fio e móveis

[70]. Os QGAs consistem em uma variação dos GAs que explora as leis da mecânica quântica para obter uma melhor eficiência computacional em relação à computação clássica. Em um QGA, as informações são armazenadas em bits quânticos (*qubits*), representados por vetores binários  $(\alpha, \beta)$ , onde  $\alpha$  e  $\beta$  são números complexos cuja norma fornece a probabilidade do *qubit* ser observado no estado 0 ou 1. Assim, os *qubits* possibilitam o armazenamento dos dois estados simultaneamente, dando a ideia de superposição de estados. Os indivíduos clássicos são gerados através da observação dos *qubits*, uma operação na qual o valor do bit é sorteado de acordo com as probabilidades  $|\alpha|^2$  e  $|\beta|^2$ . No sistema proposto por Tan, Sun, *et al.*, o ajuste dos componentes é feito através da conexão por chaves de capacitores ligados em paralelo e indutores ligados em série. Essas chaves são controladas por cromossomos clássicos de 15 bits, sendo destinados 5 bits para o valor de cada componente. A função objetivo é formulada com base nos valores da impedância e do coeficiente de reflexão desejados. Os cromossomos clássicos, gerados com base nas probabilidades  $|\alpha|^2$  e  $|\beta|^2$ , são avaliados e os *fitness* obtidos determinam a ordenação dos respectivos cromossomos quânticos. Os operadores aplicados nos cromossomos quânticos são cruzamento uniforme, mutação e rotação quântica. O ângulo de rotação aplicado é de  $0,01\pi$ , se o *fitness* do cromossomo em rotação for maior ou igual ao do melhor cromossomo, e  $0,02\pi$ , em caso contrário. Para avaliação do método, uma carga de impedância  $20+j30 \Omega$  foi casada com uma fonte de  $50 \Omega$ , para um sinal de 2,4 GHz e 1 V. Diversos valores dos parâmetros foram testados e muitos resultados foram satisfatórios em termos de precisão e tempo de execução. Contudo, a melhor configuração teve 70 indivíduos, probabilidade de mutação de 0,2%, probabilidade de cruzamento de 9,8%, e probabilidades de transmissão de genes no cruzamento de 82% e 18%. Os códigos, escritos em Matlab, rodaram em um computador com CPU de 2,8 GHz e sistema operacional Pentium 4. Foram utilizadas 500 gerações, com duração total de 6,5 s, e um coeficiente de reflexão aproximadamente nulo foi obtido com cerca de 300 gerações. Outras cargas foram testadas nas frequências de 1,8 e 2,4 GHz, resultando em valores de VSWR aproximadamente iguais a 1, para algumas centenas de gerações. Os mesmos testes foram realizados com um GA convencional, obtendo-se valores semelhantes de VSWR em dezenas de milhares e centenas de milhares de gerações. Os autores sugeriram utilizar o método para aplicações de casamento em banda larga, através de um ajuste adaptativo dos

valores dos componentes para cada mudança da frequência de operação. Eles também testaram o casamento de um sistema de telecomunicações móveis universal (“*Universal Mobile Telecommunications System – UMTS*”) na banda de 2,11 GHz a 2,17 GHz (60 MHz de banda), considerando apenas o casamento na frequência central de 2,14 GHz. A carga tinha impedância de  $20-j30 \Omega$  e a fonte de  $50 \Omega$ . O VSWR máximo na banda foi de 1,15. O mesmo teste foi realizado na faixa de 2,3 GHz a 2,5 GHz (200 MHz de banda), que é a banda Industrial, Científica e Médica (“*Industrial, Scientific and Medical – ISM*”) na qual as redes WLAN, WiFi e Bluetooth operam. O VSWR máximo obtido foi de 1,16. Para bandas maiores, nas quais o método pode não atingir a precisão desejada, os autores sugeriram utilizar uma função objetivo de múltiplas frequências, para encontrar um conjunto ótimo de valores dos componentes, capaz de cobrir a banda inteira com um erro pré-determinado.

Su e Hou propuseram um método baseado em programação genética para gerar redes de casamento de impedância de tamanho reduzido, utilizando valores comerciais para os componentes [71]. O uso de estruturas em árvore [50, 72] possibilita a otimização do tamanho da rede, de forma dedicada às especificações do problema. Além disso, essas estruturas permitem representar qualquer associação RLC série ou paralela em uma rede *ladder*, possibilitando a inclusão de ressonâncias no circuito. Árvores binárias fazem a representação das redes de casamento em populações de 500 indivíduos. As operações de cruzamento e mutação exploram tanto a topologia da rede, como os valores dos componentes, os quais são restritos a um conjunto de valores discretos. O algoritmo é executado até que uma solução totalmente compatível seja encontrada, ou um número máximo de iterações seja alcançado. A função objetivo leva em consideração a soma dos ganhos de potência de transdução, em cada frequência, que são menores do que um valor mínimo pré-determinado e o tamanho máximo pré-estabelecido para o circuito. O algoritmo é dividido em dois procedimentos. No primeiro, o ganho mínimo é fixado e executa-se o algoritmo para redes de ordens cada vez menores, até que a especificação de ganho deixe de ser atendida. Assim, determinada a menor ordem da rede que consiga atingir o ganho mínimo especificado, no segundo procedimento essa ordem é fixada e executa-se o algoritmo para especificações de ganho mínimo cada vez maiores, até que essa especificação deixe de ser atendida. O método foi testado, em dois experimentos, para o

casamento de uma carga RLC com valores dos componentes normalizados em relação ao valor da resistência de fonte [7]. No primeiro experimento foram utilizados valores contínuos para os componentes. O primeiro procedimento mostrou que a menor rede *ladder* capaz de atender ao requisito de ganho mínimo (não informado) é de terceira ordem. No segundo procedimento, a especificação de ganho mínimo foi elevada para uma rede *ladder* de terceira ordem, obtendo-se um VSWR de 2,23. O procedimento 2 foi repetido no segundo experimento, sobre a rede *ladder* de terceira ordem, utilizando-se componentes comerciais de valores 10, 22, 33, 47, 68 e 100, em diferentes ordens de grandeza. O VSWR obtido foi de 2,42.

#### 3.1.4. *Simulated Annealing*

O *Simulated Annealing* [73] é um algoritmo de busca global inspirado no processo termodinâmico de recozimento. Nesse processo, um sólido é aquecido a temperaturas elevadas e resfriado de forma lenta e controlada, a fim de se obter estados de menor energia e uma melhor organização estrutural do material. Em temperaturas elevadas, a agitação térmica é maior, podendo-se fazer uma analogia a um processo de busca aleatória. À medida que a temperatura é reduzida, a agitação das moléculas diminui, sendo este fenômeno representado pela convergência do algoritmo de busca.

Thompson e Fidler compararam a aplicação métodos baseados em GAs e SAs, para a sintonia de uma rede Pi passa-baixas, destinada ao casamento de impedância de uma antena [74]. Eles propuseram a implementação de um controlador adaptativo, para o ajuste dos valores dos componentes da rede Pi, utilizando um microprocessador. Esse ajuste é feito através do controle de um sistema de chaves que associam capacitores em paralelo e indutores em série. Assim, a solução do problema consiste em um vetor binário otimizado, que indica quais chaves devem ser abertas e quais devem ser fechadas. As faixas de valores dos componentes são determinadas com base nas impedâncias a serem casadas e na faixa de frequências do casamento [75]. Assim, cada solução é representada por um cromossomo de 19 bits, sendo 6 bits destinados ao primeiro capacitor, 5 ao segundo e 8 ao indutor. O GA utiliza mecanismos de seleção por roleta com elitismo, cruzamento de ponto duplo e mutação por troca de valor de bit. O SA, por sua vez, é aplicado com temperaturas inicial e final iguais a 1 e 0,001, respectivamente, e redução geométrica de fator 0,95. 30 iterações

são realizadas em cada temperatura. A função objetivo é formada por parâmetros relacionados ao coeficiente de reflexão, com peso 100, e à rejeição de harmônicos, com peso 1. A redução de harmônicos é formulada através da minimização do valor da potência transferida, quando a carga encontra-se casada na frequência do harmônico. Ambos os algoritmos, implementados em código C, foram testados no casamento de algumas impedâncias de carga, normalizadas em relação à impedância resistiva da fonte. Um processador 486 DX 66 MHz foi utilizado na execução. O GA foi aplicado com uma taxa de cruzamento de 20% e taxas de mutação de 3%, 5%, 7,5% e 10%. Para cada uma dessas taxas, foram testadas populações de 10 e 20 indivíduos. 5000 iterações foram realizadas em cada configuração. Essa primeira comparação mostrou que o uso da população com 10 indivíduos, juntamente com uma taxa de mutação de 10% resultou no melhor tempo médio de execução de 0,69 s, com menor variância. O algoritmo baseado em SA, por sua vez, obteve o menor tempo médio com menor variância de execução gerais, igual a 0,3175 s. Finalmente, o algoritmo baseado em SA foi embarcado em um microprocessador para controlar um casador de impedância comercial, utilizado no casamento de uma antena em tempo real. As frequências utilizadas foram de 2,5 MHz, 5 MHz e 7,5 MHz, e o tempo médio de duração dos testes foi de 1,4 s, tendo sido gastos 1 s para a medição do VSWR e 0,4 s para a otimização dos valores. O pior VSWR obtido foi igual a 3,76, sendo todos os demais menores do que 2.

### 3.1.5. Inteligência de Enxames

A Inteligência de Enxames [76] consiste em um conjunto de meta-heurísticas inspiradas no comportamento de coletividades. Os membros pertencentes a essas coletividades apresentam um poder de ação individual bastante simplificado. Contudo, são capazes de perceber modificações no meio ao seu redor, inclusive no comportamento dos demais membros do grupo, interagindo com esses membros e adaptando seu comportamento de acordo com os resultados dessa interação. Assim, agindo coletivamente, conseguem alcançar os objetivos desejados.

Belen, Demirel, *et al.* propuseram utilizar um algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas (“*Particle Swarm Optimization – PSO*”) [77-79] para otimizar os parâmetros de uma linha microstrip com afunilamento exponencial, a ser utilizada no casamento de

impedâncias, dentro de uma faixa de frequências de interesse [80]. Para isso, a linha é dividida em segmentos de comprimento diferencial  $\Delta l$ , cuja largura pode ser considerada uniforme. Esses segmentos são modelados com auxílio da ferramenta de simulação 3-D *SONNET-based Support Vector Regression Machine (SVRM)* [81], que determina, para cada segmento, a impedância característica e a constante dielétrica efetiva, a partir de parâmetros da linha, do substrato e da frequência. A impedância característica e a constante dielétrica efetiva, por sua vez, são utilizadas como parâmetros para a determinação de impedância de entrada em cada segmento da linha. Essas impedâncias são comparadas com valores desejados e as diferenças compõem a função custo a ser reduzida pelo algoritmo PSO. O método proposto foi aplicado no casamento de um amplificador de baixo ruído, na faixa frequências de 11 a 13 GHz. Foram utilizados o transistor de baixo ruído NE3511S02 e o substrato R03006 ( $\epsilon_r = 6.15$ ,  $h = 1.28$  mm,  $\text{tg } \delta = 0.035$ ). As especificações do projeto foram ganho  $G_T = 12$  dB, tensão de entrada  $V_{in} = 1,5$  V e figura de ruído  $NF = 0.7$  dB. As impedâncias de fonte e carga eram resistivas de  $50 \Omega$ . O comprimento diferencial  $\Delta l = l/100$ , e os parâmetros de otimização podiam variar nos limites  $1 \text{ mm} < l < 10 \text{ mm}$ ,  $0.01 < \alpha < 1$ ,  $0.1 \text{ mm} < w_{\text{máx}} < 10 \text{ mm}$ . Os resultados obtidos foram  $GT > 11$  dB,  $NF < 0.85$  e  $RL < 15$  dB.

Aydemir, Buyukataf, *et al.* propuseram um algoritmo baseado em colônia de formigas [82-83], para a síntese de stubs simples, destinados ao casamento de impedância em transmissores de satélite [84]. O algoritmo otimiza a posição e o comprimento do stub. Essas grandezas são representadas por strings de 8 bits e podem assumir valores entre 0 e  $\lambda/2$ , onde  $\lambda$  é o comprimento de onda do sinal. Os caminhos percorridos pelas soluções são representados por transições de valores de bits, as quais são realizadas com probabilidade diretamente proporcional ao feromônio associado à transição. Em cada iteração, após todas as soluções realizarem suas transições e o valor da função objetivo para cada uma delas ser calculado, o feromônio associado a cada transição é atualizado. O novo valor é dado pelo valor anterior multiplicado por um parâmetro de evaporação  $\rho$  ( $0 < \rho < 1$ ) e adicionado a um parâmetro de variação. Esse parâmetro de variação considera o número de soluções que realizaram a respectiva transição e o valor da função objetivo para cada uma delas. O método foi aplicado ao casamento de uma antena de impedância  $25-j50 \Omega$  com uma linha de  $50 \Omega$ . A função objetivo a ser reduzida leva em consideração apenas o valor da

impedância. A colônia utilizada era composta por 80 soluções. O algoritmo foi executado 25 vezes e, na média, a solução desejada foi encontrada com 10 iterações. Um CPGA foi aplicado ao mesmo problema para efeito de comparação. Foram utilizados 40 cromossomos formados por 6 genes de variáveis reais de ponto flutuante. As taxas de cruzamento e mutação utilizadas foram ambas de 30% e o critério de parada foi uma diferença entre os melhores valores da função custo de duas iterações consecutivas, menor do que 1%. Este algoritmo também foi executado 25 vezes. Na aplicação do PSO, 84% dos agentes encontraram a solução exata, contra 42% dos cromossomos no caso do CPGA.

### 3.1.6. Evolução Diferencial

A Evolução Diferencial [85-86] consiste em uma variante dos algoritmos evolucionários, na qual os indivíduos são tratados como vetores. Uma primeira operação é implementada em cada vetor pela adição da diferença ponderada de outros dois vetores. O peso dessa ponderação é determinado em cada iteração e varia, normalmente, entre 0 e 2. Em seguida, o vetor original é substituído pelo respectivo novo vetor gerado, com uma determinada probabilidade.

Bhaskar Gupta e Roy propuseram um algoritmo baseado em Evolução Diferencial (“*Differential Evolution – DE*”) para o projeto de antenas microstrip com abertura acoplada [87]. Os parâmetros da antena considerados na otimização foram o comprimento e a largura da área radiante, o comprimento e a largura da fenda, a largura da linha microstrip e o comprimento do stub aberto utilizado no casamento. A faixa de frequências foi de 5,5 a 5,7 GHz. Um GA com valores reais, cruzamento aritmético com taxa de 0,6, mutação com taxa de 0,05, seleção por torneio e elitismo, bem como um PSO com peso inercial 0,4, confiança local 0,3 e confiança global 0,5, foram utilizados para a solução do mesmo problema. Os algoritmos de otimização foram implementados em MATLAB e fizeram uso de um conjunto de 40 soluções, rodando por 40 iterações. As antenas geradas durante o processo de otimização foram avaliadas através do Método dos Momentos, implementado pelo software IE3D [88]. A função objetivo foi determinada pelo somatório dos quadrados dos módulos dos coeficientes de reflexão nas diversas frequências de medição. Dentre os parâmetros otimizados, a largura da linha microstrip e o comprimento do stub foram os que apresentaram diferenças mais significantes entre os três métodos. O método baseado em

GA apresentou o melhor “*fitness*” de 10,05, contra 5,80 do método baseado em PSO e 4,60 do método baseado em DE.

### 3.2. Sistemas Imunológicos Artificiais

Os Sistemas Imunológicos Artificiais (*Artificial Immunological Systems – AISs*) [89-91], com destaque para os Algoritmos de Seleção Clonal (*Clonal Selection Algorithms – CSAs*) [1-4], modelam o sistema imunológico dos animais vertebrados, tratando o problema a ser resolvido como o antígeno a ser combatido e as possíveis soluções como linfócitos, que podem apresentar uma afinidade maior, ou menor, com o antígeno. Os CSAs funcionam com base nos conceitos de afinidade, que quantifica a qualidade de uma solução, clonagem, pela qual são geradas cópias de soluções que apresentem uma boa afinidade, hipermutação, que modifica os clones, realizando a busca por novas soluções, memória, que mantém soluções de boa afinidade no sistema e edição de receptores, que elimina soluções de baixa afinidade, gerando novas, para substituí-las.

#### 3.2.1. Algoritmos de Seleção Clonal (CSAs)

Os Algoritmos de Seleção Clonal foram concebidos em sua forma convencional a partir do algoritmo *CLONALG*, desenvolvido por Castro e Von Zuben [1-3]. Consistem em uma meta-heurística inspirada no Princípio de Seleção Clonal, que explica o funcionamento do sistema imunológico dos animais vertebrados. Esse princípio é embasado na Teoria de Seleção Clonal de Burnet, [92-94].

##### 3.2.1.1. Princípio de Seleção Clonal

Quando o organismo é exposto à ação de um antígeno, o pequeno repertório de linfócitos existente no seu sistema imunológico começa a produzir anticorpos com diferentes afinidades em relação a esse antígeno. Se o antígeno conectar-se a um desses anticorpos, ele estimula (*ativação linfocitária*), juntamente com a influência de células T (*sinal co-estimulatório*), o respectivo linfócito a proliferar-se (*expansão clonal*) e a transformar-se em células terminais (*plasmócitos*), capazes de gerar anticorpos em altas taxas. Esse mecanismo caracteriza a *resposta primária* do sistema imunológico.

Alguns linfócitos estimulados podem diferenciar-se em *células de memória*, capazes de sobreviver por longos períodos de tempo, circulando pelo organismo, sem produzirem anticorpos. Essas células de memória, recebendo um novo estímulo do mesmo antígeno, diferenciam-se em plasmócitos geradores de anticorpos já com elevada afinidade antigênica, respondendo muito mais rapidamente (*resposta secundária*). Essa melhora na eficiência da resposta é chamada de *maturação da resposta imune*.

Durante a proliferação dos linfócitos, pode haver mutações genéticas em alguns deles (*hipermutação*). Esses linfócitos mutados passam a gerar anticorpos de um dos seguintes três tipos: *anticorpos com maior afinidade antigênica*, *anticorpos não-funcionais*, ou *anticorpos auto-reativos*. Os linfócitos capazes de gerar anticorpos com maior afinidade antigênica (*maturação da afinidade*) são selecionados para o repertório de memória; os anticorpos não-funcionais são aqueles que não se adaptam ao antígeno e seus respectivos linfócitos são eliminados do organismo (*deleção clonal*); os anticorpos auto-reativos adaptam-se a elementos do próprio organismo (*antígenos próprios*) e os linfócitos aos quais pertencem podem ser eliminados (*deleção clonal*) ou podem deletar seus anticorpos auto-reativos, desenvolvendo receptores novos, através de recombinação genética (*edição de receptores*). Esse mecanismo de combate aos anticorpos auto-reativos caracteriza a propriedade do sistema imunológico de *tolerância ao próprio*.

O mecanismo de memória apresenta, ainda, a característica *associativa*. Se o organismo sofrer uma nova infecção por um antígeno semelhante ao que causou o primeiro estímulo, a afinidade dos anticorpos gerados por células de memória será maior do que a dos anticorpos de resposta primária. Essa interação dos anticorpos de memória com um antígeno similar é chamada de *reação cruzada imunológica*.

O aperfeiçoamento da resposta imunológica, adquirido através dos mecanismos de resposta secundária e reação cruzada imunológica, é conhecido como *aprendizagem por reforço*.

Assim, pode-se dizer que o Princípio de Seleção Clonal é regido pela *aprendizagem imunológica*, adquirida através da proliferação dos linfócitos geradores de anticorpos com elevada afinidade, bem como, da maturação dessa afinidade; e pela *memória imunológica*, resultando na maior eficiência de respostas secundárias e de reações cruzadas imunológicas. Além disso, a operação de hipermutação, responsável pela maturação de

afinidade dos anticorpos, consiste em um mecanismo de “busca local” por linfócitos que produzam anticorpos de maior afinidade. A edição de receptores, por sua vez, é responsável pela diversidade do sistema, realizando o mecanismo de “busca global”, através da substituição dos anticorpos auto-reativos por novos, gerados de forma aleatória.

### 3.2.1.2. Tabela de Analogias

A Tabela 3-3 faz uma analogia dos termos utilizados nos CSAs e nos GAs.

Tabela 3-3. Analogias utilizadas em CSAs [81]

Sistema Imunológico (CSAs)	Genética (GAs)	Algoritmos
<i>Linfócito, Célula B</i>	<i>Indivíduo</i>	Solução
<i>Repertório</i>	<i>População</i>	Conjunto de soluções de um ciclo
<i>Clone</i>	<i>Indivíduo Filho, Descendente</i>	Soluções derivadas de outras
<i>Anticorpo</i>	<i>Gene</i>	Parâmetro do problema codificado
<i>Afinidade</i>	<i>Aptidão</i>	Qualidade da solução
<i>Memória</i>	<i>Elitismo</i>	Mecanismo de seleção das melhores soluções

### 3.2.1.3. Mecanismo Geral dos CSAs

Assim como os GAs, os CSAs destinam-se a resolver problemas de otimização não-lineares, multiobjetivos e multimodais, em um espaço de busca não-convexo. As etapas do mecanismo geral dos CSAs são listadas a seguir:

1. Geração de um repertório  $P$  de linfócitos, formado uma parte por um repertório  $P_m$  de células de memória, e a outra parte  $P_r$  por linfócitos remanescentes. Na primeira iteração, todos são gerados aleatoriamente.  $P = P_m + P_r$ .
2. Avaliação dos linfócitos do repertório  $P$ .
3. Seleção dos  $n$  linfócitos com anticorpos de maior afinidade (*casamento antígeno-anticorpo*), para formarem o repertório  $P_n$ .  $P_n \leq P$ .
4. Proliferação (*clonagem*) dos linfócitos do repertório  $P_n$ , formando o repertório de clones  $P_c$ .  $P_c > P_n$ .
5. *Hipermutação* dos clones do repertório  $P_c$ , formando o repertório  $P_h$  (*Maturação da Afinidade*).  $P_h = P_c$ .

6. Seleção do(s) melhor(es) linfócito(s) de  $P_h$  para compor(em) o repertório  $P_m$  de *células de memória*. Alguns membros do repertório  $P$  podem ser substituídos por linfócitos do repertório  $P_h$ , caso estes tenham maior afinidade do que aqueles.
7. Substituir os  $d$  linfócitos de menor afinidade por novos, gerados aleatoriamente (*Edição de receptores*).

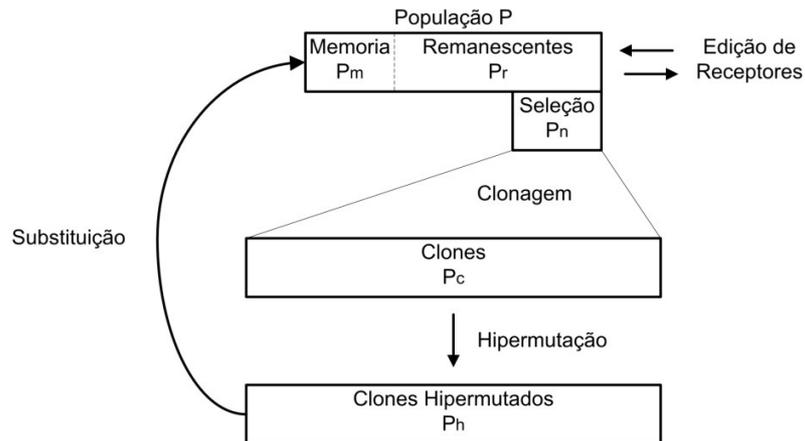


Figura 3-5. Algoritmo de Seleção Clonal

#### 3.2.1.4. Características Estruturais

Comparados aos GAs, os CSAs utilizam as mesmas formas de representação (*strings binários, valores inteiros ou reais, grafos e híbridos*) e de avaliação, e os mesmos critérios de parada (*solução satisfatória, número máximo de iterações e convergência do algoritmo*).

O método de seleção utilizado para clonagem e para a composição do repertório de memória é o *truncamento*, que se caracteriza por ser determinístico. Assim, somente os linfócitos do repertório com maior afinidade são clonados; e somente os clones com maior afinidade podem compor o repertório de memória, ou substituir linfócitos do repertório original. Isso faz dos CSAs algoritmos naturalmente elitistas. Contudo, em [95] um CSA foi adaptado com o método de seleção proporcional, a fim de se evitar a convergência prematura do algoritmo.

O operador de variação dos CSAs é a *hipermutação*, que apresenta um mecanismo semelhante ao da mutação, utilizada nos GAs. Entretanto, por ser o único operador de variação utilizado, a hipermutação é aplicada em todos os clones e a taxas mais elevadas.

### 3.2.1.5. Observações sobre os CSAs

Alguns aspectos devem ser considerados, para uma boa implementação dos CSAs. Esses aspectos são listados a seguir:

- a) A taxa de proliferação de cada linfócito selecionado para a operação de clonagem é proporcional à afinidade do anticorpo que deu origem à clonagem;
- b) A taxa de hipermutação de cada clone é inversamente proporcional à afinidade do anticorpo que deu origem à clonagem;
- c) A operação de hipermutação funciona como um mecanismo de busca local, enquanto que a edição de linfócitos funciona como um mecanismo de busca global, possibilitando aos CSAs resolver problemas de otimização multimodal.
- d) A memória é um mecanismo elitista.
- e) O mecanismo de reação cruzada imunológica possibilita ao CSAs resolver problemas relacionados a reconhecimento de padrões [1].

### 3.2.1.6. Aspectos Comparativos entre GAs e CSAs

O Teorema “*No Free Lunch*” [96] garante não haver uma técnica que seja superior às demais na solução de todos os tipos de problemas de otimização. Contudo, alguns aspectos comparativos entre GAs e CSAs podem ser considerados para a solução de um problema.

- a) Os GAs apresentam opções estocásticas para o mecanismo de seleção (roleta, normalização e torneio). Os CSAs normalmente utilizam o método de truncamento, que exerce grande pressão seletiva. Contudo, nada impede que os CSAs sejam adaptados com a inclusão de um mecanismo de seleção estocástico [100].
- b) Nos GAs, indivíduos mais aptos tem maior probabilidade de transmitir suas características. Isso equivale à proporcionalidade do número de clones em relação à afinidade nos CSAs.
- c) Nos GAs os operadores de variação são estocásticos e com taxas fixas e independentes da aptidão dos indivíduos (cruzamento ~ 60-90% e mutação ~ 10%). Nos CSAs a hipermutação é determinística e com taxa inversamente proporcional à afinidade do anticorpo que gerou o mecanismo de clonagem.

d) Nos GAs, costuma-se utilizar o Elitismo, para evitar que indivíduos com boa aptidão sejam eliminados da população pelas operações de variação (cruzamento e mutação). A utilização do mecanismo de seleção por truncamento torna os CSAs uma técnica elitista por si só, promovendo sempre os melhores linfócitos.

#### 3.2.1.7. Algoritmos de Seleção Clonal Aplicados à Síntese de Filtros Analógicos

Os resultados apresentados na literatura, referentes à aplicação de CSAs em problemas de síntese de filtros analógicos podem ser encontrados nas seguintes referências [97-101]. Dentre essas publicações, o trabalho de Gan, Yang, *et al.* [100] motivou a escolha dessa meta-heurística como base para o desenvolvimento da metodologia de síntese de casadores de impedância proposta neste trabalho.

A metodologia de síntese proposta por Gan, Yang, *et al.* possibilita a síntese de filtros analógicos de qualquer topologia, fornecendo um espaço de soluções consideravelmente maior em relação às técnicas convencionais, que baseiam-se em topologias do tipo *ladder*. Essa flexibilidade decorre da representação dos filtros por matrizes adjacência [65], que armazenam no elemento  $a_{jk}$  o tipo e o valor do componente entre os nós  $j$  e  $k$ . A topologia é gerada a partir de um padrão inicial, formado por fonte, carga e referência. Um número de nós é sorteado e esses nós são conectados entre si através de componentes de tipo e valor sorteados, até que um circuito válido seja formado. Os valores dos componentes são comerciais e escolhidos randomicamente para cada topologia gerada. A função objetivo varia de acordo com a especificação de parâmetros do filtro. As operações realizadas incluem, modificam ou removem ramos e nós do filtro. Essa metodologia foi testada e mostrou eficiência na síntese de filtros passa-baixas, passa-altas e passa-faixa.

# Capítulo 4 – Síntese de Casadores de Impedância de Baixa Sensibilidade Utilizando Algoritmos de Seleção Clonal

O Capítulo 3 mostrou que diversas técnicas de inteligência computacional vêm sendo utilizadas no desenvolvimento de metodologias de síntese de redes de casamento de impedância, com destaque para as implementações baseadas em Algoritmos Genéticos [6, 56-58, 62, 64]. Além disso, o uso de Algoritmos de Seleção Clonal em problemas relacionados à síntese de filtros e outros circuitos analógicos tem mostrado resultados bastante interessantes [97-101], indicando o potencial uso dos CSAs em aplicações dessa natureza.

Nesse contexto, o presente trabalho propõe uma nova metodologia para a síntese automática de casadores de impedância de baixa sensibilidade, utilizando um algoritmo de seleção clonal para o desenvolvimento de topologias, combinado com o método *Nelder-Mead Downhill Simplex – NMDS* [5] para a determinação dos valores dos componentes. O NMDS consiste em um algoritmo de otimização local, cuja principal característica é a velocidade, já que não utiliza derivadas em seu mecanismo de busca. As redes de casamento são representadas por uma adaptação de matrizes adjacência proposta em [65] e capaz de descrever qualquer topologia LC. Os componentes são inseridos no algoritmo através de seus modelos comerciais fornecidos pelos respectivos fabricantes, em formato de arquivo *Spice*. Com isso, uma nova formulação matemática é sugerida para a avaliação do TPG e da sensibilidade do TPG em relação aos componentes da rede, considerando perdas e outros fenômenos representados pelos parâmetros secundários desses componentes. As redes desenvolvidas a partir de modelos comerciais de capacitores e indutores costumam apresentar um número maior de componentes. Com isso, também está sendo proposta uma nova metodologia de redução dessas redes, a partir da análise da sensibilidade do TPG em relação aos seus capacitores e indutores, seguida pela determinação, através de um procedimento de cálculo matemático, dos componentes que podem ser removidos, sem que o TPG do circuito varie dentro de uma tolerância pré-determinada.

#### 4.1. Especificações do Problema

O problema a ser resolvido pelo algoritmo proposto consiste na síntese de uma rede LC passiva e discreta, capaz de realizar o casamento entre uma fonte de resistência  $R_S$  conhecida e uma carga com valores de impedância medidos dentro de uma faixa de frequências de interesse. Essa rede deve maximizar o ganho de potência da transmissão fonte–carga na banda de frequências e minimizar a sensibilidade desse ganho em relação a cada um de seus componentes.

#### 4.2. O Algoritmo *Nelder-Mead Downhill Simplex* – NMDS [5]

O algoritmo *Nelder-Mead Downhill Simplex* é um método numérico de otimização de funções, que se baseia no julgamento de que o valor mínimo da função encontra-se em uma região de pontos onde essa função assume valores menores e distante de pontos onde esses valores são maiores. Trata-se, assim, de um método de busca local, que se destaca pela velocidade, já que não utiliza de derivadas em suas operações matemáticas. Essa característica de rápida execução torna o NMDS apropriado para a determinação dos valores dos componentes de cada topologia gerada pelo Algoritmo de Seleção Clonal.

Sendo  $f(x)$  a função de  $N$  parâmetros a ser minimizada, o algoritmo é executado através dos seguintes passos, ilustrados, para um simplex de 3 pontos (função de 2 parâmetros), nas figuras de 1 a 6:

1. Sorteio  $N + 1$  pontos  $x_i$  ( $1 \leq i \leq N + 1$ ) espalhados pelo espaço de busca e determina-se  $F_i = f(x_i)$  para cada um desses pontos;
2. ORDENAÇÃO dos pontos de acordo com os respectivos valores da função  $F_i$  (Figura 4-1);

$$F_1 < F_2 < \dots < F_N < F_{N+1}$$

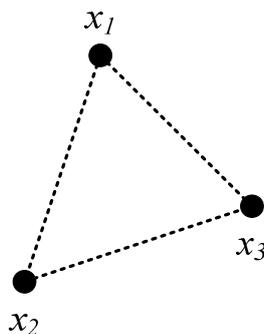


Figura 4-1. Pontos ordenados

3. Determinação do CENTROIDE  $x_M$ , exceto o pior ponto  $x_{N+1}$  (Figura 4-2);

$$x_M = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N x_i$$

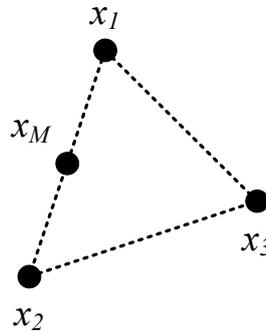


Figura 4-2. Determinação do CENTROIDE  $x_M$

4. REFLEXÃO do pior ponto em relação ao centroide e determinação do valor da função para o ponto refletido  $x_R$  (Figura 4-3);

$$x_R = x_M + (x_M - x_{N+1})$$

$$F_R = f(x_R)$$

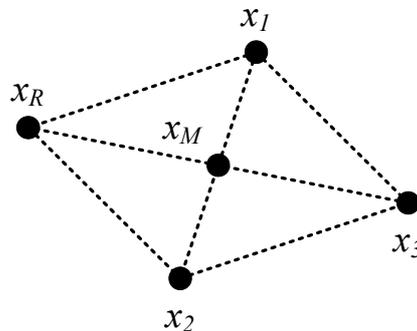


Figura 4-3. REFLEXÃO em  $x_R$

Avaliação do ponto refletido  $x_R$ ;

Se  $F_R < F_1 \Rightarrow$  EXPANSÃO (Passo 5)

Se  $F_1 < F_R < F_N \Rightarrow x_{N+1} \leftarrow x_R \Rightarrow$  ORDENAÇÃO (Passo 2)

Se  $F_R > F_N \Rightarrow$  CONTRAÇÃO (Passo 6)

5. EXPANSÃO do ponto refletido e determinação do valor da função para o ponto expandido  $x_E$  (Figura 4-4);

$$x_E = x_R + (x_R - x_M)$$

$$F_E = f(x_E)$$

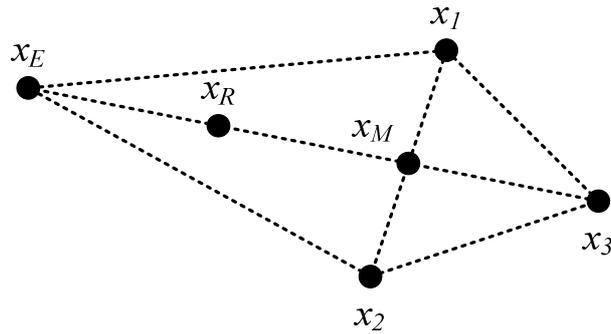


Figura 4-4. EXPANSÃO EM  $x_E$

Avaliação do ponto expandido  $x_E$  ;

$$\text{Se } F_E < F_R \Rightarrow x_{N+1} \leftarrow x_E$$

$$\text{Se } F_E > F_R \Rightarrow x_{N+1} \leftarrow x_R$$

ORDENAÇÃO (Passo 2)

6. CONTRAÇÃO, por aproximação dos pontos  $x_{N+1}$  e  $x_R$  ao centroide, gerando os pontos contraídos  $x_{C1}$  e  $x_{C2}$ , e determinação do valor da função para estes pontos (Figura 4-5);

$$x_{C1} = \frac{1}{2}(x_{N+1} + x_M); F_{C1} = f(x_{C1})$$

$$x_{C2} = \frac{1}{2}(x_M + x_R); F_{C2} = f(x_{C2})$$

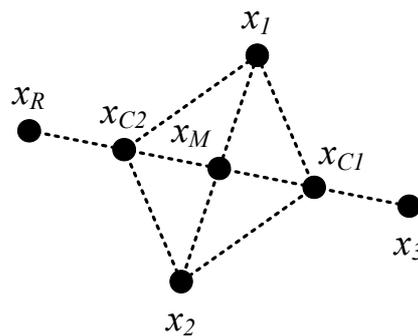


Figura 4-5. CCONTRAÇÃO EM  $x_{C1}$  e  $x_{C2}$

Utilização do ponto contraído de menor função [ $\text{menor}(F_{C1}, F_{C2})$ ], como ponto contraído resultante  $x_C$  ;

$$F_C = \text{menor}(F_{C1}, F_{C2})$$

$$x_c = f^{-1}(F_c)$$

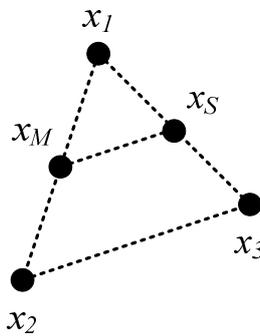
Avaliação do ponto contraído;

Se  $F_c < F_{N+1} \Rightarrow x_{N+1} \leftarrow x_c \Rightarrow$  ORDENAÇÃO (Passo 2)

Se  $F_c > F_{N+1} \Rightarrow$  REDUÇÃO (Passo 7)

7. REDUÇÃO do simplex, aproximando todos os pontos do melhor ponto (Figura 4-6);

$$x_i \leftarrow \frac{1}{2}(x_i + x_1); (2 \leq i \leq N+1)$$



4-6. Redução do Simplex para  $x_1, x_M$  e  $x_S$

ORDENAÇÃO (Passo 2)

#### 4.3. Parâmetros de Avaliação das Redes de Casamento

A avaliação das redes de casamento é feita com base no Ganho de Potência de Transdução (*Transducer Power Gain – TPG*) e na sensibilidade do TPG em relação aos componentes  $p_i$  da rede ( $S_{p_i}^{TPG}$ ) [102-103], definida por:

$$S_{p_i}^{TPG} = \frac{p_i}{TPG} \cdot \frac{\partial TPG}{\partial p_i} \quad (4.1)$$

Sá, Vieira e Mesquita [64] desenvolveram um procedimento de cálculo desses parâmetros para uma rede sem perdas, com base no circuito esquemático da Figura 4-7, onde  $\omega$  é a frequência angular e,  $Z_1(\omega)$ ,  $\rho_1(\omega)$  e  $V_1(\omega)$  são, respectivamente, a impedância, o coeficiente de reflexão e a tensão na porta de entrada da rede de casamento.

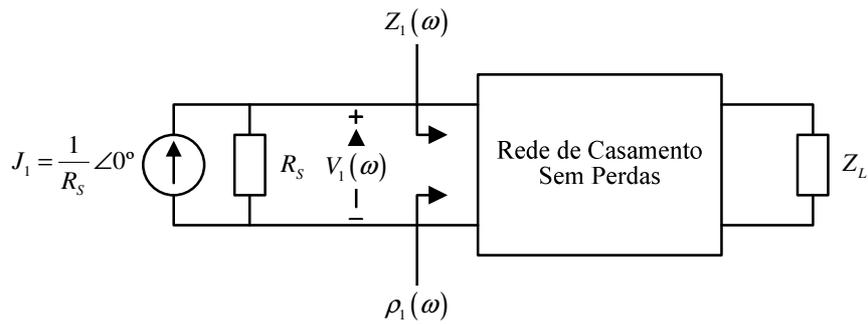


Figura 4-7. Rede de Casamento de Impedância Sem Perdas.

$$\rho_1(\omega) = \frac{Z_1(\omega) - R_s}{Z_1(\omega) + R_s} \quad (4.2)$$

$$V_1(\omega) = \frac{Z_1(\omega)}{Z_1(\omega) + R_s} \quad (4.3)$$

Não havendo perdas na rede, a potência em sua entrada é igual à potência entregue à carga  $Z_L$ . Assim, a verificação da tensão nesse nó de entrada da rede é suficiente para o cálculo do TPG.

$$TPG(\omega) = 1 - |\rho(\omega)|^2 = 1 - |2V_1(\omega) - 1|^2 \quad (4.4)$$

onde  $|\rho_1(\omega)|^2$  é a potência normalizada rejeitada na porta de entrada da rede de casamento.

A sensibilidade  $S_{\rho_i}^{TPG}$ , por sua vez, pode ser determinada com auxílio das seguintes expressões:

$$S_{p_i}^{TPG} = \begin{cases} \frac{4p_i}{|2V_1 - 1|^2 - 1} \cdot \Re\{2V_1 - 1\} \cdot \frac{\partial y_{p_i}}{\partial p_i} \cdot (V_j - V_k) \cdot (V_j^a - V_k^a), \\ \text{para } p_i \text{ conectado entre os nós } j \neq \text{gnd e } k \neq \text{gnd (suspensão)} \\ \frac{4p_i}{|2V_1 - 1|^2 - 1} \cdot \Re\{2V_1 - 1\} \cdot \frac{\partial y_{p_i}}{\partial p_i} \cdot V_j \cdot V_j^a, \\ \text{para } p_i \text{ conectado entre o nó } j \text{ e o nó gnd} \end{cases} \quad (4.5)$$

$$\frac{\partial y_{p_i}}{p_i} = \begin{cases} j \cdot \omega & , \text{ se } p_i \text{ for um capacitor} \\ \frac{j}{\omega \cdot L^2} & , \text{ se } p_i \text{ for um indutor} \end{cases}$$

onde gnd é o nó de terra,  $V_j$  e  $V_k$  são as tensões nos nós  $j$  e  $k$  do circuito da Figura 4-7, e  $V_j^a$  e  $V_k^a$  são tensões do vetor nodal adjunto de tensão  $[V^a]$ , também nos nós  $j$  e  $k$  [102], tal que:

$$[V^a]^t = [-1 \ 0 \ \dots \ 0] \cdot [Y]^{-1} \quad (4.6)$$

onde  $[Y]^{-1}$  é a inversa da matriz admitância nodal  $[Y]$ .

O vetor  $[V^a]$  pode ser determinado diretamente a partir da simulação do circuito da Figura 4-8.

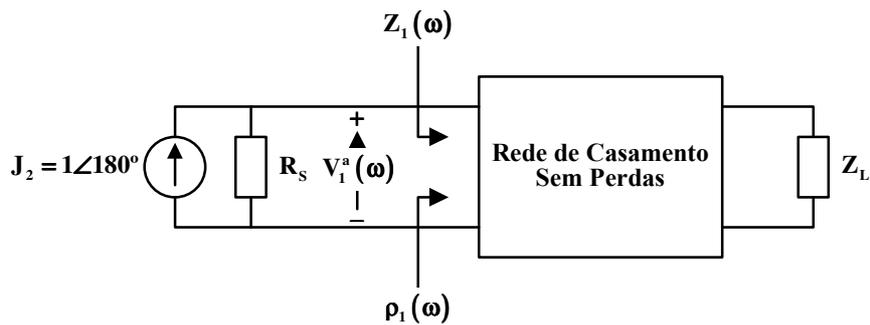


Figura 4-8. Circuito auxiliar para a determinação do vetor tensão nodal adjunto.

A simulação dos circuitos das Figuras 4-7 e 4-8, para a obtenção do vetor de tensões nodais  $[V] = [V_1 \ V_2 \ \dots \ V_N]^t$  e do vetor nodal adjunto  $[V^a]^t$ , pode ser realizada através de chamadas a um simulador de circuitos, feitas pelo algoritmo principal de síntese. Entretanto, esse procedimento não é eficiente, já que para cada

topologia gerada, são necessárias sucessivas chamadas ao simulador externo, enquanto o algoritmo NMDS otimiza os valores dos componentes. Uma alternativa mais conveniente é trabalhar com o cálculo de matrizes admitâncias nodais no próprio algoritmo de síntese. Assim, os sistemas de equações nodais para a obtenção do vetor  $[V]$  na Figura 4-7 e do vetor  $[V^a]$  na Figura 4-8 podem ser representados pelos seguintes produtos de matrizes:

$$[V] = [Y]^{-1} [J_1] = [Y]^{-1} [1/R_s \quad 0 \quad \dots \quad 0]^t \quad (4.7)$$

$$[V^a] = [Y]^{-1} [J_2] = [Y]^{-1} [-1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]^t \quad (4.8)$$

Isso equivale a utilizar a primeira coluna de  $[Y]^{-1}$ , multiplicada pelos fatores  $1/R_s$  e  $-1$ , respectivamente. Assim, uma rotina de construção e inversão de matrizes admitâncias nodais é suficiente para a determinação dos vetores  $[V]$  e  $[V^a]$ , e, conseqüentemente, do TPG e da sensibilidade  $S_{p_i}^{TPG}$ .

Contudo, capacitores e indutores apresentam parâmetros secundários em seus modelos reais, capazes de inserir perdas e gerar outros efeitos, modificando, assim, a resposta esperada para um circuito projetado a partir de modelos ideais dos componentes. Esses modelos reais são normalmente fornecidos pelos fabricantes no formato de arquivo Spice ou através de parâmetros de espalhamento (parâmetros S). No presente trabalho foram utilizados modelos de capacitores SMD das famílias GQM2195C2AXXXJB01 (10 pF – 18 pF), GQM2195C1HXXXJB01 (20 pF – 82 pF) e GRM2165C2AXXXJA01 (100 pF – 820 pF) do fabricante Murata [104] e de indutores SMD da família 0805CS (2,8 nH – 820 nH) do fabricante Coilcraft [105], ambos em formato de arquivo Spice e ilustrados na Figura 4-9. Os modelos dos capacitores foram simplificados, considerando-se apenas os parâmetros de maior relevância dentro da faixa de VHF.

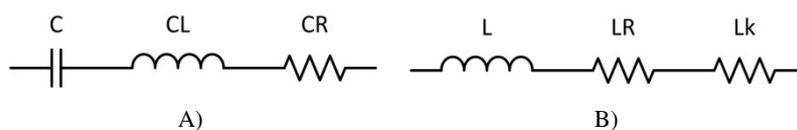


Figura 4-9. Modelos comerciais dos componentes. A) Capacitor. B) Indutor

O uso de modelos reais para os componentes da rede de casamento gerou a necessidade de uma reformulação dos parâmetros de TPG e Sensibilidade, considerando a potência medida diretamente na carga.

#### 4.3.1. TPG

A Figura 4-10 mostra o circuito esquemático da rede de casamento de impedância com perdas.



Figura 4-10. Rede de casamento de impedância com perdas.

Considerando as perdas na rede, a potência efetivamente entregue à carga  $Z_L$  passa a ser diferente da potência em sua porta de entrada. Assim, a dedução da nova formulação para o TPG utiliza as tensões medidas na entrada da rede de casamento e na carga.

O TPG é calculado na situação em que a fonte está casada com a entrada da rede. Nessas condições, a potência disponibilizada pela fonte é máxima e dada por:

$$P_{as,máx} = \frac{1}{8} |J_3|^2 R_s \quad (4.9)$$

A potência efetivamente entregue à carga, por sua vez:

$$P_L(\omega) = \frac{1}{2} \frac{|V_2(\omega)|^2}{R_L} \quad (4.10)$$

O TPG é definido pela relação entre as duas potências.

$$TPG = \frac{P_L(\omega)}{P_{as,máx}} = 4 \cdot \frac{|V_2(\omega)|^2}{|J_3|^2 R_s R_L} \quad (4.11)$$

Considerando uma corrente de fonte unitária ( $J_3 = 1\angle 0^\circ$ ),

$$TPG(\omega) = 4 \cdot \frac{|V_2(\omega)|^2}{R_S R_L} \quad (4.12)$$

As impedâncias de fonte e carga são conhecidas. Assim, o TPG é determinado com a verificação do valor da tensão sobre a carga.

#### 4.3.2. Sensibilidade do TPG

Utilizando, novamente, a expressão (4.1) que define a sensibilidade do TPG em relação a um componente  $p_i$  da rede de casamento:

$$S_{p_i}^{TPG} = \frac{p_i}{TPG} \cdot \frac{\partial TPG}{\partial p_i} \quad (4.13)$$

A expressão da sensibilidade foi deduzida considerando-se apenas o parâmetro de maior relevância de cada modelo de componente, ou seja, a capacitância principal dos capacitores e a indutância principal dos indutores. São estes os parâmetros  $p_i$  utilizados nas expressões.

Desenvolvendo a expressão do TPG em (4.12):

$$TPG = 4 \cdot \frac{|V_2|^2}{R_S R_L} = \frac{4}{R_S R_L} \cdot V_2 \cdot V_2^* \quad (4.14)$$

Derivando em relação a  $p_i$ :

$$\begin{aligned} \frac{\partial TPG}{\partial p_i} &= \frac{4}{R_S R_L} \cdot \left( V_2 \cdot \frac{\partial V_2^*}{\partial p_i} + \frac{\partial V_2}{\partial p_i} \cdot V_2^* \right) = \frac{4}{R_S R_L} \cdot \left[ V_2 \cdot \left( \frac{\partial V_2}{\partial p_i} \right)^* + V_2^* \cdot \frac{\partial V_2}{\partial p_i} \right] \\ \frac{\partial TPG}{\partial p_i} &= \frac{8}{R_S R_L} \cdot \Re \left\{ V_2^* \cdot \frac{\partial V_2}{\partial p_i} \right\} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Substituindo na expressão de  $S_{p_i}^{TPG}$  em (4.13):

$$S_{p_i}^{TPG} = \frac{8}{R_s R_L} \cdot \frac{p_i}{TPG} \cdot \Re \left\{ V_2^* \cdot \frac{\partial V_2}{\partial p_i} \right\} \quad (4.16)$$

A tensão  $V_2$  pode ser obtida a partir do vetor de tensões nodais  $[V]$  representativo do circuito da Figura 4-10, através do seguinte produto de vetores:

$$V_2 = [0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0] \cdot [V] \quad (4.17)$$

Derivando em relação a  $p_i$ :

$$\frac{\partial V_2}{\partial p_i} = [0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0] \cdot \frac{\partial [V]}{\partial p_i} \quad (4.18)$$

O circuito da Figura 4-10 pode ser modelado com auxílio de sua matriz admitância nodal  $[Y]$  e do seu vetor de fontes de correntes nodais equivalentes  $[J_3]$ , pelo seguinte produto de matrizes nodais:

$$[Y] \cdot [V] = [J_3] \quad (4.19)$$

Derivando em relação à  $p_i$ :

$$[Y] \cdot \frac{\partial [V]}{\partial p_i} + \frac{\partial [Y]}{\partial p_i} \cdot [V] = 0 \quad (4.20)$$

Pré-multiplicando por  $[Y]^{-1}$  e reorganizando:

$$\frac{\partial [V]}{\partial p_i} = -[Y]^{-1} \cdot \frac{\partial [Y]}{\partial p_i} \cdot [V] \quad (4.21)$$

Substituindo na expressão de  $\frac{\partial V_2}{\partial p_i}$  em (4.18):

$$\frac{\partial V_2}{\partial p_i} = [0 \quad -1 \quad 0 \quad \dots \quad 0] \cdot [Y]^{-1} \cdot \frac{\partial [Y]}{\partial p_i} \cdot [V] \quad (4.22)$$

Utilizando, novamente, o vetor nodal adjunto de tensão  $[V^a]$ , definido pela expressão (4.6), pós-multiplicando ambos os lados dessa expressão por  $[Y]$  e aplicando a propriedade comutativa do produto de matrizes transpostas:

$$[V^a]^t = [0 \quad -1 \quad 0 \quad \dots \quad 0] \cdot [Y]^{-1} \rightarrow [Y]^t \cdot [V^a] = [0 \quad -1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]^t = [J_4] \quad (4.23)$$

Para um circuito passivo,  $[Y]^t = [Y]$ . Então, (4.23) indica que o vetor nodal adjunto pode ser determinado inserindo-se uma fonte corrente  $J_4 = 1 \angle 180^\circ$  em paralelo à carga (nó 2), como mostra a Figura 4-11.

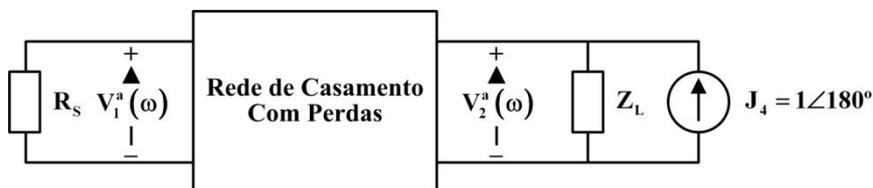


Figura 4-11. Circuito auxiliar para a determinação do vetor tensão nodal adjunto.

Substituindo, em (4.22), a expressão do vetor nodal adjunto pela sua representação,

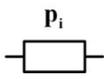
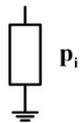
$$\frac{\partial V_2}{\partial p_i} = [V^a]^t \cdot \frac{\partial [Y]}{\partial p_i} \cdot [V] \quad (4.24)$$

Substituindo a expressão de TPG em (4.12) e a expressão de  $\frac{\partial V_2}{\partial p_i}$  em (4.24) na expressão de  $S_{p_i}^{TPG}$  em (4.16):

$$S_{p_i}^{TPG} = 2 \cdot \frac{P_i}{|V_2|^2} \cdot \Re \left\{ V_2^* \cdot [V^a]^t \cdot \frac{\partial [Y]}{\partial p_i} \cdot [V] \right\} \quad (4.25)$$

Considerando, agora, que um componente  $p_i$  da rede de casamento pode estar ou suspenso, ou conectado ao nó de terra, a derivada parcial da matriz admitância nodal em relação a esse componente,  $\frac{\partial [Y]}{\partial p_i}$ , pode ser representada como na Tabela 4-1.

Tabela 4-1. Derivadas parciais de  $[Y]$  em relação a  $p_i$ .

Componente		$\frac{\partial [Y]}{\partial p_i}$						
Flutuante		$\vdots$	$\mathbf{0}$	$\dots$	$\mathbf{0}$	$\dots$	$\mathbf{0}$	
		$j$	$\vdots$	$\frac{\partial y_{p_i}}{\partial p_i}$	$\vdots$	$-\frac{\partial y_{p_i}}{\partial p_i}$	$\vdots$	
Aterrado		$\vdots$	$\mathbf{0}$	$\dots$	$\mathbf{0}$	$\dots$	$\mathbf{0}$	
		$j$	$\vdots$	$\frac{\partial y_{p_i}}{\partial p_i}$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	
		$k$	$\vdots$	$-\frac{\partial y_{p_i}}{\partial p_i}$	$\vdots$	$\frac{\partial y_{p_i}}{\partial p_i}$	$\vdots$	$\vdots$
		$\vdots$	$\mathbf{0}$	$\dots$	$\mathbf{0}$	$\dots$	$\mathbf{0}$	

onde  $y_{p_i}$  é a admitância do componente  $p_i$ .

Substituindo os valores da Tabela 4-1 na expressão (4.25) e desenvolvendo os produtos de matrizes e vetores, chega-se a expressão geral da sensibilidade do TPG em relação aos componentes da rede de casamento.

$$S_{p_i}^{TPG} = \begin{cases} 2 \cdot \frac{P_i}{|V_2|^2} \cdot \Re \left\{ V_2^* \cdot (V_j - V_k) \cdot (V_j^a - V_k^a) \cdot \frac{\partial y_{p_i}}{\partial p_i} \right\} \rightarrow \text{componente suspenso} \\ 2 \cdot \frac{P_i}{|V_2|^2} \cdot \Re \left\{ V_2^* \cdot V_j \cdot V_j^a \cdot \frac{\partial y_{p_i}}{\partial p_i} \right\} \rightarrow \text{componente conectado ao nó de terra} \end{cases} \quad (4.26)$$

A derivada parcial  $\frac{\partial y_{p_i}}{\partial p_i}$  é determinada a partir dos modelos dos componentes fornecidos pelos fabricantes e ilustrados na Figura 4-9. Assim, a admitância de um capacitor é dada por:

$$y_C = \frac{1}{z_C}; z_C = R_C + j\omega L_C + \frac{1}{j\omega C} \quad (4.27)$$

Derivando em relação à capacitância principal do modelo, C,

$$\frac{\partial y_{p_i}}{\partial p_i} = \frac{\partial y_C}{\partial C} = \frac{\omega \left\{ -2(\omega^2 L_C C - 1)(\omega R_C C) + j \left[ (\omega^2 L_C C - 1)^2 - (\omega R_C C)^2 \right] \right\}}{\left[ (\omega^2 L_C C - 1)^2 + (\omega R_C C)^2 \right]^2} \quad (4.28)$$

Analogamente, para um indutor:

$$y_L = \frac{1}{z_L}; z_L = R_L + R_k + j\omega L \quad (4.29)$$

$$\frac{\partial y_{p_i}}{\partial p_i} = \frac{\partial y_L}{\partial L} = \frac{\omega \left\{ -2(\omega L)(R_L + R_k) + j \left[ (\omega L)^2 - (R_L + R_k)^2 \right] \right\}}{\left[ (\omega L)^2 + (R_L + R_k)^2 \right]^2} \quad (4.30)$$

O vetor de tensões nodais  $[V]$  e o vetor nodal adjunto  $[V^a]^t$  podem ser determinados a partir dos respectivos sistemas de equações nodais expressos em (4.19) e (4.23), que caracterizam os circuitos das figuras 4-10 e 4-11. Esses sistemas são reproduzidos a seguir:

$$[Y] \cdot [V] = [J_3] = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \rightarrow [V] = [Y]^{-1} \cdot [1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (4.31)$$

$$[Y] \cdot [V^a] = [J_4] = [0 \ -1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \rightarrow [V^a] = [Y]^{-1} \cdot [0 \ -1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (4.32)$$

A análise das expressões (4.31) e (4.32) mostra que o vetor  $[V]$  é igual à primeira coluna de  $[Y]^{-1}$  e que o vetor  $[V^a]$  é igual à segunda coluna de  $[Y]^{-1}$  multiplicada pelo fator -1. Assim, o TPG e a sensibilidade  $S_{p_i}^{TPG}$  de um circuito podem ser determinados a partir da inversão da matriz admitância nodal  $[Y]$ .

Visando a um processamento mais eficiente do algoritmo de síntese, optou-se, no procedimento de avaliação das redes de casamento, pelo desenvolvimento de uma rotina interna de construção e inversão de matrizes admitâncias nodais, em vez da realização de chamadas a um simulador externo.

#### 4.4. Matriz Adjacência

A matriz adjacência é uma forma matricial de representação de grafos.

Seja  $G(v,e)$  um grafo orientado com  $n$  vértices numerados de 1 a  $n$  e sem arestas paralelas, onde  $v$  e  $e$  são, respectivamente, os seus conjuntos de vértices e arestas. A matriz adjacência  $n \times n$   $A = [a_{jk}]$  que representa esse grafo é definida como [106]:

$$a_{jk} = \begin{cases} 1; & (j, k) \in e \\ 0; & (j, k) \notin e \end{cases} \quad (4.33)$$

onde  $j$  e  $k$  indicam, respectivamente, os nós inicial e terminal de uma aresta.

A Figura 4-12 mostra um exemplo de representação de um grafo por matriz adjacência. É possível verificar que a diagonal principal da matriz é usada para representar os *auto-loops* do grafo, como é o caso do  $a_{44}$ .

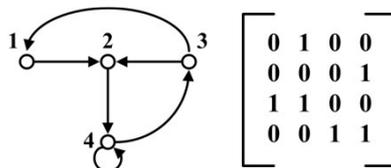


Figura 4-12. Representação de grafo por matriz adjacência.

A definição de matriz adjacência pode ser adaptada para uso na representação de circuitos analógicos, onde os vértices indicam os nós, e as arestas, os ramos. Como esses circuitos, na prática, não possuem *auto-loops*, a diagonal principal pode ser usada

para representar conexões com o nó de terra. Assim, considerando agora que o grafo  $G(v,e)$  tenha  $n+1$  vértices numerados de 0 a  $n$ , onde o vértice 0 indica o nó de terra, a adaptação da matriz adjacência  $n \times n$   $A = [a_{jk}]$  que representa o grafo  $G$  é definida como [65]:

$$\begin{aligned} &\forall j \neq k \neq 0; \\ a_{jk} &= \begin{cases} 1; & (j, k) \in e \\ 0; & (j, k) \notin e \end{cases} \\ a_{ji} &= \begin{cases} 1; & (j, 0) \in e \\ 0; & (j, 0) \notin e \end{cases} \end{aligned} \quad (4.34)$$

A Figura 4-13 mostra um exemplo de representação de um grafo utilizando uma matriz adjacência adaptada para circuitos analógicos.

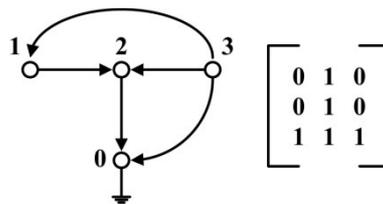


Figura 4-13. Representação de grafo utilizando matriz adjacência adaptada para circuitos analógicos.

As formas tradicionais de representação de circuitos analógicos, como [107, 108], limitam-se a determinadas classes topológicas, como as redes *ladder*. As matrizes adjacência são muito mais flexíveis, podendo representar, de forma eficiente, qualquer configuração. Essa flexibilidade, aplicada a metodologias de síntese evolucionária de circuitos, permite que novas topologias não convencionais possam ser exploradas.

#### 4.5. Metodologia Proposta

A metodologia de síntese de redes de casamento de impedância de baixa sensibilidade proposta pode ser dividida em três etapas. Na primeira delas, o algoritmo principal de síntese, que utiliza um CSA, para o desenvolvimento de topologias, combinado com o método NMDS, para determinação dos valores dos componentes, realiza a busca de uma rede de casamento que atenda aos requisitos do projeto de forma otimizada. Em linhas gerais, um repertório inicial de redes é gerado de forma aleatória.

Esse repertório é, então, submetido a operações de avaliação, seleção, variação e substituição, característicos de um CSA, formando um novo repertório. A avaliação de um repertório determina afinidades para as suas redes e todas as demais operações são regidas por essas afinidades. O mecanismo é repetido, até que um determinado critério de parada seja atingido. No presente trabalho foi utilizado o número de iterações como critério de parada.

A aleatoriedade característica das operações de geração e variação pode resultar em um circuito com um número bastante elevado de componentes, a ponto de tornar sua implementação impraticável. Neste caso, a análise da sensibilidade do TPG em relação a esses componentes pode mostrar que alguns deles exercem pouca influência na resposta do circuito, de modo que, ao removê-los, essa resposta não seja alterada de forma considerável. Um exemplo desse fenômeno são os *loops*, que consistem em ligações que começam e terminam no mesmo nó do circuito, não exercendo efeito algum sobre sua resposta. Isso faz com que a sensibilidade do TPG em relação aos componentes de um *loop* seja nula. Assim, a segunda etapa da metodologia proposta consiste em um novo mecanismo de redução de redes de casamento, com base na análise da sensibilidade do TPG em relação aos seus componentes. Após a redução da rede, os valores dos componentes remanescentes podem ser reajustados à nova topologia, através do método NMDS.

Finalmente, na terceira etapa da metodologia, os componentes com valores contínuos são substituídos por componentes comerciais disponibilizados pelos respectivos fabricantes.

#### 4.5.1. Representação das Redes de Casamento

As redes de casamento sintetizadas são do tipo LC e cada ramo pode ser um capacitor (C), um indutor (L) ou uma associação paralela (C//L). A representação é similar à utilizada em [64], e baseia-se na forma adaptada de matrizes adjacência descrita na Seção 4.3. Cada elemento  $a_{jk}$  ( $j \neq k \neq \text{gnd}$ ) dessas matrizes refere-se ao ramo do circuito conectado entre os nós  $j$  e  $k$ , e a diagonal principal indica as conexões com o nó de terra. Além disso, como os componentes são passivos e de dois terminais, apenas os elementos da diagonal principal e acima dela são utilizados. Assim, os dados de uma rede são armazenados em três matrizes, onde a primeira matriz indica o tipo de ligação (C, L ou C//L), a segunda, os valores das capacitâncias (C), e a terceira, os valores das indutâncias (L). Um valor armazenado na segunda matriz é lido apenas se o ramo

correspondente for um capacitor ou uma associação C//L. Da mesma forma, um valor da terceira matriz somente é utilizado se o ramo correspondente for um indutor ou uma associação C//L. Esses valores de C e L são armazenados na forma de números inteiros de 16 bits, obtidos através de uma transformação linear aplicada às faixas de valores de  $[c_{min}, c_{max}]$  para capacitâncias e  $[l_{min}, l_{max}]$  para indutâncias. A Figura 4-14 mostra um exemplo de representação de uma rede de 3 nós e 4 componentes.

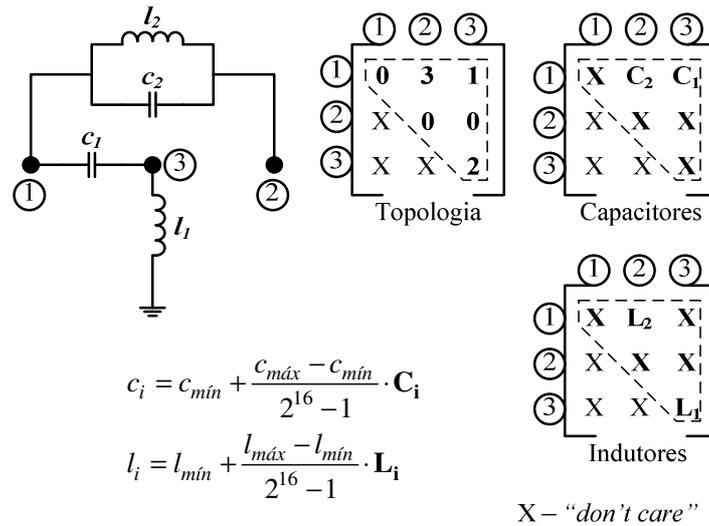


Figura 4-14. Representação da rede de casamento, com base em matrizes adjacência.

#### 4.5.2. Geração das Redes de Casamento

As redes de casamento são geradas de forma similar à proposta em [100]. Adotando a estrutura inicial formada pelos terminais de terra (nó 0), fonte (nó 1) e carga (nó 2), e desconsiderando o terminal de terra para a contagem do número de nós, cada rede deve possuir, no mínimo, 2 nós. O número máximo de nós também é uma das especificações de projeto, sendo representado por  $NN_{m\acute{a}x}$ . Partindo dessas considerações, as seguintes etapas são executadas:

1. Número de nós
  - a. Sorteio do número N de nós da rede ( $2 \leq N \leq NN_{Max}$ ), seguido pela inserção de N-2 nós à estrutura inicial.
2. Conexões com o nó de terra
  - a. Para cada nó de 1 a N, sorteia-se a existência de conexão para o nó de terra, com probabilidade de 15%, a fim de se evitar a formação de um grande número aterramentos do sinal transmitido;

- b. Para cada nó conectado ao nó de terra, sorteia-se o tipo de ligação (C, L ou C//L).

### 3. Conexões suspensas

- a. Sorteia-se um par de nós para realizar a conexão;
- b. Sorteia-se o tipo de conexão (C, L ou C//L);
- c. Os itens a e b são repetidos até que se atinja o critério de parada descrito a seguir.

O critério de parada visa à obtenção de um circuito válido, ou seja, um circuito que não tenha componentes ou subcircuitos isolados. Além disso, estipulou-se que a retirada de um nó qualquer do circuito, juntamente com os ramos conectados a ele, não poderia causar esse isolamento. O grafo que representa um circuito com essas características é dito *biconexo*, uma definição que pode ser formulada a partir dos seguintes conceitos pertencentes à teoria dos grafos [72]:

- *caminho* – sequência alternada de vértices e arestas;
- *grafo conexo* – grafo no qual existe um caminho entre qualquer par de seus vértices;
- *ponto de articulação* – vértice do grafo que, se retirado, divide-o em dois ou mais subgrafos isolados;
- *grafo biconexo* – grafo conexo que não possui pontos de articulação.

Assim, para se testar a validade de um circuito conforme definida, deve-se verificar se o seu grafo representativo é conexo e se não possui pontos de articulação. Essas duas verificações são feitas, normalmente, através de algoritmos de busca em profundidade ou busca em largura [72].

Outra alternativa, proposta em [100], considera os graus  $d_i$  dos vértices  $i$  do grafo representativo do circuito, ou seja, o número de arestas conectadas a cada um dos vértices. Esses graus formam uma sequência  $\Pi = (d_1, d_2, \dots, d_p)$ , que pode ser aplicada no Teorema 4-1 [109], enunciado a seguir:

*Teorema 4-1 [109]: Uma sequência de graus  $\Pi = (d_1, d_2, \dots, d_p)$  de um grafo, com  $d_1 \geq d_2 \geq \dots \geq d_p$ , tem uma realização biconexa, se e somente se:*

$$\begin{cases} d_p \geq 2 \\ \sum_{i=1}^p d_i \geq 2(p-2+d_1) \end{cases} \quad (4.35)$$

Desta forma, conexões suspensas são criadas sistematicamente, até que as desigualdades do Teorema 1 sejam atendidas. Contudo, o fato de uma sequência de graus ter uma realização biconexa, não significa que não possa ter outras realizações não biconexas. A Figura 4-15 mostra um exemplo de um grafo não biconexo, cuja sequência de graus atende às desigualdades do Teorema 4-1.

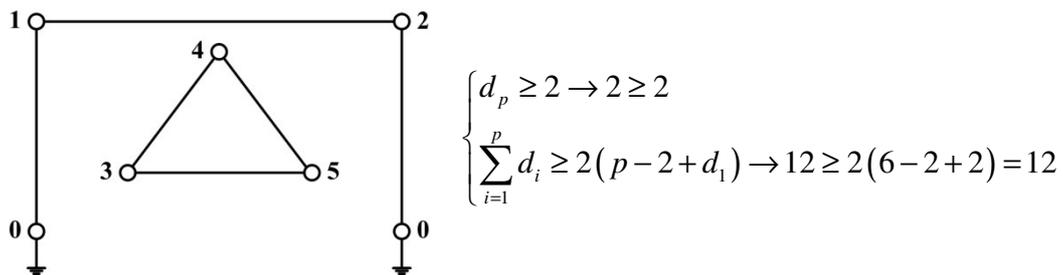


Figura 4-15. Exemplo de grafo não biconexo, cuja sequência de graus atende às desigualdades do Teorema 4-1.

Assim, como o atendimento às desigualdades da expressão (4.35) não é suficiente para que a realização obtida seja biconexa e o circuito seja válido, os nós do circuito gerado são ainda conectados em sequência  $[1-3-4-\dots-(N-1)-N-2]$  com condutâncias de 1 nS, para que as simulações necessárias à determinação do conjunto de valores dos componentes possam ser realizadas. A Figura 4-16 mostra essas conexões.

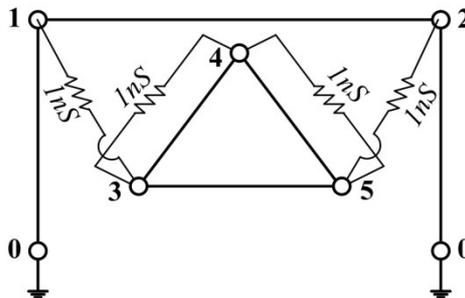


Figura 4-16. Conexão dos nós em série.

#### 4.5.3. Valores dos Componentes

A determinação dos valores dos componentes de uma rede de casamento é feita através do método de otimização local NMDS. Nesse processo, os parâmetros

secundários dos modelos de capacitores e indutores fornecidos pelos fabricantes, cujas estruturas foram apresentadas na Figura 4-9, são obtidos através da interpolação linear dos valores comerciais, menor e maior, mais próximos. Como exemplo, o capacitor  $C = 294,38$  pF tem seu valor posicionado entre os valores comerciais  $C_1 = 270$  pF ( $L_{C1} = 0,508 \times 10^{-10}$  e  $R_{C1} = 0,69 \times 10^{-1}$ ) e  $C_2 = 330$ pF ( $L_{C2} = 1,31 \times 10^{-10}$  e  $R_{C2} = 0,744 \times 10^{-1}$ ) da família de capacitores GRM2165C2AXXXJA01 do fabricante Murata. Assim, seus parâmetros secundários são determinados como segue:

$$L_C = \left[ 0,508 + \frac{294,38 - 270}{330 - 270} \cdot (1,31 - 0,508) \right] \cdot 10^{-10} = 0,834 \cdot 10^{-10} \quad (4.36)$$

$$R_C = \left[ 0,69 + \frac{294,38 - 270}{330 - 270} \cdot (0,744 - 0,69) \right] \cdot 10^{-1} = 0,712 \cdot 10^{-1} \quad (4.37)$$

#### 4.5.4. Avaliação das Redes de Casamento

A avaliação das redes de casamento é feita concomitantemente com a determinação dos valores dos seus componentes, através do método NMDS. A utilização convencional de uma função multiobjetivos, na qual os objetivos são tratados de forma independente, através de um somatório ponderado de erros relacionados aos mesmos, apresenta o inconveniente de ter-se que ajustar os pesos referentes a esses erros, de modo a se evitar a priorização de um ou alguns dos objetivos em detrimento dos demais [110]. No caso do problema proposto, parece mais razoável levar-se em consideração a relação existente entre o TPG e a sensibilidade  $S_{p_i}^{TPG}$ . Assim, retomando a expressão (4.1), que define  $S_{p_i}^{TPG}$ , e aproximando as derivadas parciais para variações:

$$S_{p_i}^{TPG} = \frac{p_i}{TPG} \frac{\partial TPG}{\partial p_i} \cong \frac{\frac{\Delta TPG_i}{TPG}}{\frac{\Delta p_i}{p_i}} = \frac{\Delta TPG_i}{tol(p_i)} \rightarrow \Delta TPG_i \cong tol(p_i) \cdot S_{p_i}^{TPG} \cdot TPG \quad (4.38)$$

onde  $\Delta TPG_i$  é a variação do TPG decorrente da variação do componente  $p_i$  e  $tol(p_i)$  é a tolerância do componente  $p_i$ .

Sendo a sensibilidade um parâmetro indesejado do problema, considera-se que a variação do TPG atue no sentido de reduzir seu valor. Essa redução pode ser expressa como:

$$TPG - |\Delta TPG_i| \cong TPG \left[ 1 - tol(p_i) \cdot |S_{p_i}^{TPG}| \right] \quad (4.39)$$

Assim, a contribuição total dos componentes da rede de casamento na redução do TPG pode ser estimada por:

$$TPG - \sum_{i=1}^m |\Delta TPG_i| \cong TPG \left[ 1 - \sum_{i=1}^m tol(p_i) \cdot |S_{p_i}^{TPG}| \right] \quad (4.40)$$

onde  $m$  é o número de componentes da rede de casamento.

Porém, os valores do TPG e de  $S_{p_i}^{TPG}$  variam com a frequência. Assim, para efeito da determinação da afinidade da rede, considera-se o pior caso, ou seja, que a sensibilidade máxima do TPG em relação a cada componente ocorra sempre na frequência de menor valor do ganho.

$$f = TPG_{\min} - \sum_{i=1}^m |\Delta TPG|_{\max} = \min_{\omega \in \Omega} TPG \left[ 1 - \sum_{i=1}^m tol(p_i) \cdot \max_{\omega \in \Omega} |S_{p_i}^{TPG}| \right] \quad (4.41)$$

onde  $\Omega = [\omega_{\min}, \omega_{\max}]$  é a banda de casamento.

A função  $f$  proposta expressa a relação entre o TPG e sua sensibilidade em relação aos componentes da rede, dispensando a difícil tarefa de escolha de pesos adequados para erros em uma abordagem multiobjetivos. Essa função pode assumir valores de  $-\infty$  a 1. Assim, para que a afinidade  $F$  do circuito possa variar de 0 a 1, esta função é definida a partir da seguinte normalização de  $f$ :

$$F = \frac{1}{2 - f} \quad (4.42)$$

Finalmente, a função custo  $J$  a ser minimizada é dada por:

$$J = 1 - F \quad (4.43)$$

#### 4.5.5. Operações de Variação das Redes de Casamento

As operações de hipermutação aplicadas às redes de casamento podem ser divididas em dois tipos: operações em ramo, que modificam apenas um ramo do circuito; e operações em nó, que modificam ramos e nós.

##### 4.5.5.1. Operações em Ramos

Alguns autores utilizam diversas operações envolvendo ramos, como adição, modificação, remoção, adição em série, adição em paralelo, substituição de associação por ramo equivalente e troca de valor [100,110-111]. Nesta metodologia proposta, o uso apenas de capacitores e indutores, o tratamento da associação C//L como um componente único, e a aplicação posterior de uma rotina de otimização para a determinação dos valores dos componentes, permite a adoção de outro operador, considerados mais simples, por consistir na simples substituição de um tipo de ligação por outro, como apresentado na Tabela 4-2.

Ramo Original	Possibilidades
C	L, C//L, <i>o.c.</i>
L	C, C//L, <i>o.c.</i>
L//C	C, L, <i>o.c.</i>
<i>o.c.</i>	C, L, C//L

*o.c.* – “open circuit”

Assim, as operações de ramo ocorrem mediante as seguintes etapas, ilustradas na Figura 4-17:

1. Sorteio de um par de nós da rede de casamento;
2. Verificação do tipo de ligação existente entre os nós sorteados (C, L, C//L, ou *o.c.*);
3. Sorteio de um novo tipo de ligação, diferente do original, podendo inclusive ser *o.c.*;
4. Substituição da ligação.

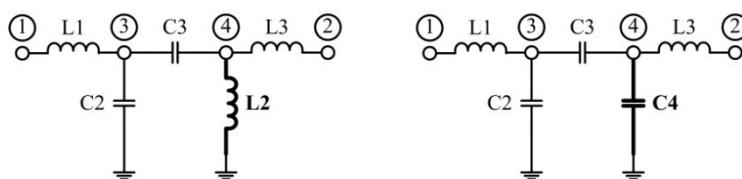
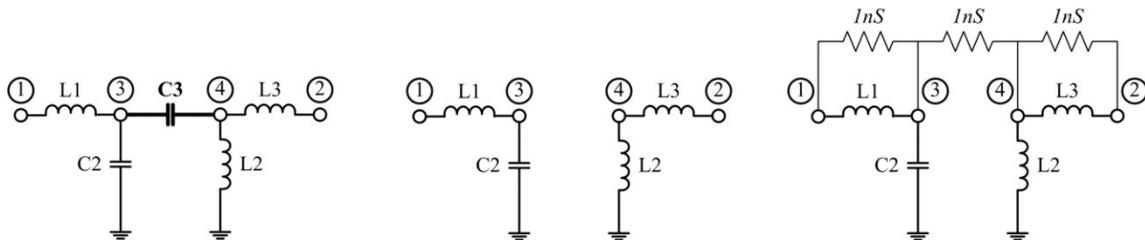


Figura 4-17. Operação em ramo.

A substituição de uma ligação por um circuito aberto (*o.c.*) pode inserir uma descontinuidade no circuito. Esse problema é resolvido, para efeito de simulação, através da conexão em sequência de todos os nós [1-3-4-...-(N-1)-N-2] com condutâncias de 1 nS, como mostra a Figura 4-18.



4-18. Conexão dos nós em série.

#### 4.5.5.2. Operações em Nós

Os operadores de nó são os mesmos propostos em [100] e consistem de *adição de nó*, *remoção de nó* e *série*.

A *adição de nó* ocorre através das seguintes etapas, ilustradas na Figura 4-19:

1. Adição de um novo nó à rede;
2. Sorteio de dois nós da rede original, podendo um deles ser o nó de terra;
 

Na escolha do segundo nó é feito um sorteio prévio entre nó de terra (15%) ou outro nó qualquer do circuito (85%) a ser escolhido em um segundo sorteio;
3. Sorteio de dois componentes (C, L ou C//L), sendo um para cada conexão com o novo nó.

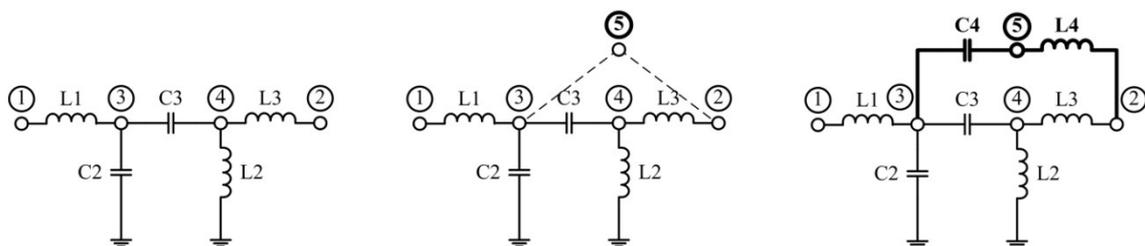


Figura 4-19. Adição de nó.

A remoção de nó é feita mediante as seguintes etapas, como ilustra a Figura 4-20:

1. Sorteio de um nó para ser removido, estando os nós 0 (terra), 1 (fonte) e 2 (carga) fora do sorteio;
2. Remoção do nó sorteado, com todas as suas ligações;
3. Os nós anteriormente conectados ao nó removido são conectados entre si, em sequência, seguindo a ordem de seus índices e o último ao primeiro, mantendo-se as conexões existentes e sorteando-se novas ligações (C, L, ou C//L) onde não existirem.

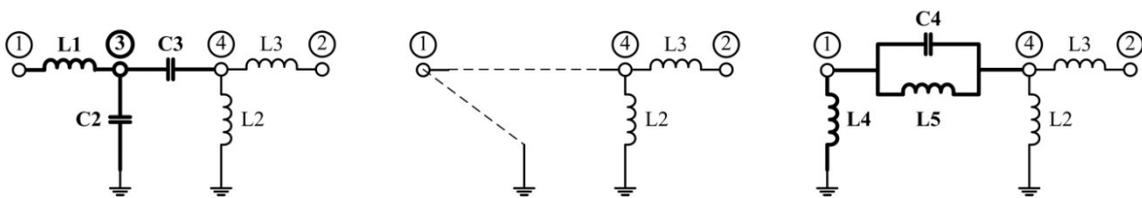


Figura 4-20. Remoção de nó.

A operação *série* consiste na substituição de um ramo da rede pela associação em série desse mesmo ramo com outro sorteado (C, L ou C//L). Caso a ligação sorteada seja em *o.c.*, dois componentes distintos são sorteados e inseridos em série. Isso é feito através dos seguintes passos, ilustrados na Figura 4-21:

1. Adição de um novo nó à rede;
2. Sorteio de um par de nós da rede original, podendo um deles ser o nó de terra;
3. A ligação entre os nós sorteados, ou uma nova (C, L ou C//L), caso não exista, é (re)posicionada entre um desses nós e o novo nó criado;
4. Sorteia-se outra ligação (C, L ou C//L) para ser conectada entre o novo nó criado e o outro nó do par sorteado.

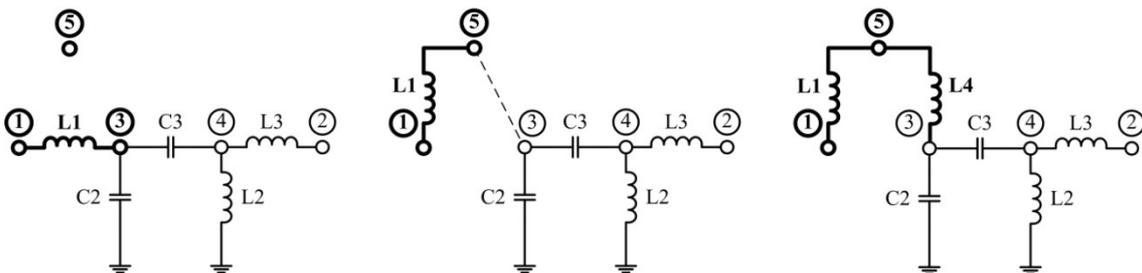


Figura 4-21. Série

#### 4.5.6. Redução da Rede de Casamento

O mecanismo proposto para a redução de uma rede de casamento consiste na identificação e remoção dos componentes em relação aos quais a sensibilidade do TPG é baixa o suficiente, a ponto de não interferirem consideravelmente na resposta do circuito. Assim, os componentes em relação aos quais essa sensibilidade é menor vão sendo removidos, até que um determinado critério de parada seja atingido.

Partindo, novamente, da aproximação das derivadas da sensibilidade  $S_{p_i}^{TPG}$  para variações, utilizada na expressão (4.38):

$$S_{p_i}^{TPG} = \frac{p_i}{TPG} \frac{\partial TPG}{\partial p_i} \cong \frac{\frac{\Delta TPG_i}{TPG}}{\frac{\Delta p_i}{p_i}} \quad (4.44)$$

Considerando que o componente  $p_i$  seja descartado, sua variação relativa é igual a 1. Assim:

$$S_{p_i}^{TPG} \cong \frac{\frac{\Delta TPG_i}{TPG}}{1} = \frac{\Delta TPG_i}{TPG} \rightarrow \Delta TPG_i = S_{p_i}^{TPG} \cdot TPG \quad (4.45)$$

Seja  $TPG^*$  o valor do novo TPG após a remoção do componente  $p_i$ . Considerando que essa remoção reduza o valor ganho:

$$TPG^* = TPG - |\Delta TPG_i| = TPG - |S_{p_i}^{TPG}| \cdot TPG = TPG \cdot \left(1 - |S_{p_i}^{TPG}|\right) \quad (4.46)$$

Seja, agora, a remoção de um novo componente  $p_j$ , resultando em  $TPG^{**}$ . Analogamente à expressão (4.46) tem-se:

$$TPG^{**} = TPG^* - |\Delta TPG_j| = TPG^* \cdot \left(1 - |S_{p_j}^{TPG^*}|\right) = TPG \cdot \left(1 - |S_{p_i}^{TPG}|\right) \cdot \left(1 - |S_{p_j}^{TPG^*}|\right) \quad (4.47)$$

Como os componentes removidos devem resultar em pequenas modificações no ganho,  $1 - |S_{p_j}^{TPG^*}| \cong 1 - |S_{p_j}^{TPG}|$  e:

$$TPG^{**} = TPG \cdot \left(1 - |S_{p_i}^{TPG}|\right) \cdot \left(1 - |S_{p_j}^{TPG^*}|\right) \cong TPG \cdot \left(1 - |S_{p_i}^{TPG}|\right) \cdot \left(1 - |S_{p_j}^{TPG}|\right) \quad (4.48)$$

Estendendo o raciocínio para a remoção de k componentes da rede, o  $TPG^k$  pode ser aproximado por:

$$TPG^k \cong TPG \cdot \prod_{i=1}^k \left(1 - |S_{p_i}^{TPG}|\right) \quad (4.49)$$

A variação total do TPG, decorrente do descarte dos k componentes, pode ser dada pela seguinte expressão:

$$\Delta TPG_{Total} = TPG - TPG^k \cong TPG \cdot \left[1 - \prod_{i=1}^k \left(1 - |S_{p_i}^{TPG}|\right)\right] \quad (4.50)$$

Finalmente, essa variação total deve ser menor do que uma determinada tolerância  $\delta$ .

$$\Delta TPG_{Total} \cong TPG \cdot \left[1 - \prod_{i=1}^k \left(1 - |S_{p_i}^{TPG}|\right)\right] < \delta \rightarrow \prod_{i=1}^k \left(1 - |S_{p_i}^{TPG}|\right) > 1 - \frac{\delta}{TPG} \quad (4.51)$$

Assim, o mecanismo de redução de uma rede de casamento consiste em se remover os componentes de menor sensibilidade, enquanto a desigualdade na expressão (4.51) estiver sendo obedecida. Essa expressão indica que a determinação dos componentes a serem removidos depende apenas do TPG e da sensibilidade do TPG em relação a esses componentes. Entretanto, a remoção de um componente da rede altera as tensões nos nós do circuito e, conseqüentemente, o TPG e a sensibilidade do TPG em relação aos demais componentes. Assim, especial atenção deve ser dada à remoção de componentes posicionados próximos à fonte, por serem os que exercem maior influência sobre as tensões nos nós do circuito.

Terminado o processo de redução da rede de casamento, o algoritmo NMDS é mais uma vez executado, para o ajuste dos valores dos componentes à nova topologia reduzida.

#### 4.5.7. Substituição por Valores Comerciais

A substituição dos componentes com valores contínuos por componentes comerciais disponibilizados pelos respectivos fabricantes é realizada a partir da simulação de todas as combinações de componentes comerciais cujos valores sejam os vizinhos mais próximos, menor e maior, dos valores contínuos obtidos até então. Como exemplo, os vizinhos comerciais mais próximos de um capacitor de 294,38 pF são os capacitores de 270 pF (menor) e 330 pF (maior). Assim, para uma rede com  $m$  componentes, são realizadas  $2^m$  simulações.

#### 4.5.8. Visão Geral do Algoritmo

A Figura 4-22 apresenta o fluxograma de execução da metodologia proposta para a síntese de redes de casamento de impedância de baixa sensibilidade. Em seguida, é feita a descrição resumida de todos os procedimentos realizados.

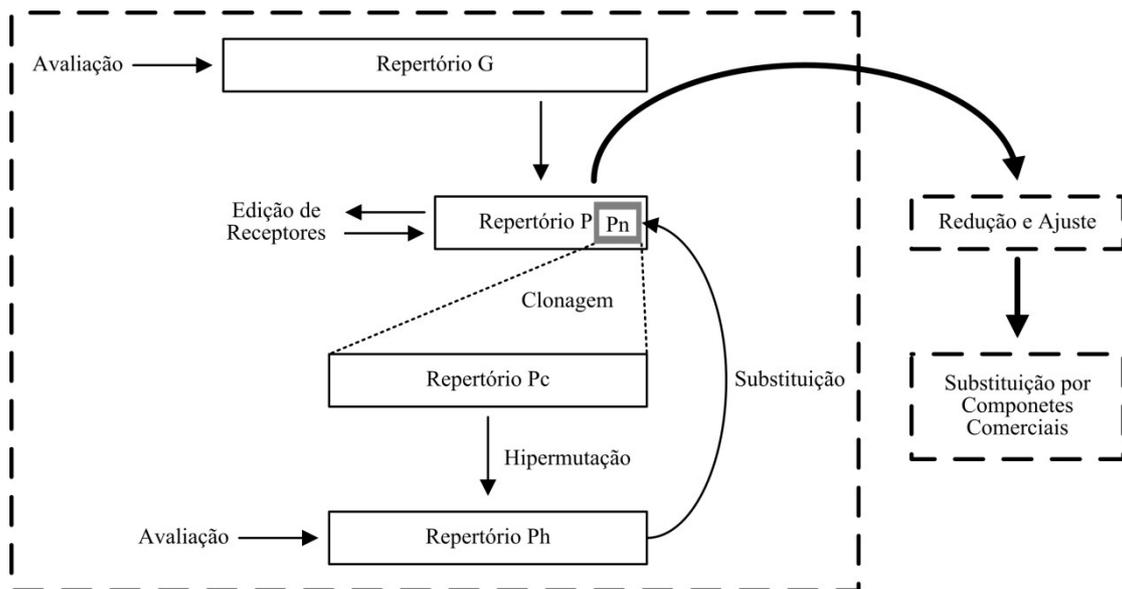


Figura 4-22. Fluxograma de execução da metodologia proposta.

##### 4.5.8.1. Etapa 1: Síntese baseada em CSA e NMDS

O algoritmo principal de síntese segue os seguintes passos:

###### 1. Geração Inicial – Repertório G

Um número bastante grande ( $g$ ) de redes é gerado de forma aleatória, com o intuito de se encontrar regiões promissoras do espaço de buscas.

###### 2. Formação do Repertório Inicial – Repertório P

As redes do repertório G são avaliadas e as p redes com maior afinidade formam o repertório inicial.

### 3. Seleção para Clonagem – Repertório P<sub>n</sub>

As n redes de maior afinidade do repertório P são selecionadas para comporem o repertório P<sub>n</sub>, destinado à clonagem.

### 4. Clonagem – Repertório P<sub>c</sub>

As redes do repertório P<sub>n</sub> são ordenadas de acordo com suas afinidades e o número de clones de cada uma delas (NC<sub>i</sub>) é calculado com base na posição que ocupam no ordenamento, através da seguinte expressão:

$$NC_i = \text{floor}\left(\frac{p}{r_i}\right) \quad (4.52)$$

onde p é o número de redes do repertório inicial, r<sub>i</sub> é a posição da rede i no ordenamento e *floor*(x) é o maior inteiro ≤ x.

### 5. Hipermutação – Repertório P<sub>h</sub>

Quanto menor a afinidade de uma rede do repertório P<sub>n</sub>, maior o número de mutações aplicadas em seus clones no repertório P<sub>c</sub>. Assim, o número de mutações por clone é dado por:

$$NM_i = 20 \cdot \text{ceil}\left(\frac{1}{F_i} - 1\right) = 20 \cdot \text{ceil}(1 - f_i) \quad (4.53)$$

$$NM_i \leq 10$$

onde F<sub>i</sub> é a afinidade da rede que deu origem ao clone, definida em (4.42), f<sub>i</sub> é a afinidade não normalizada da rede que deu origem ao clone, expressa em (4.41), e *ceil*(x) é o menor inteiro ≥ x.

### 6. Substituição

Com o intuito de se reduzir uma possível tendência à convergência prematura, optou-se por um mecanismo de substituição local, no qual cada rede do repertório P<sub>n</sub> só pode ser substituída por um de seus clones [112].

### 7. Edição de Receptores

As  $(p - n)$  redes não selecionadas para a clonagem são substituídas por novas redes geradas aleatoriamente.

#### 4.5.8.2. Etapa 2: Redução da Rede de Casamento

Se a rede de casamento resultante da síntese realizada na etapa 1 tiver um número elevado de componentes, a ponto de tornar sua implementação impraticável, essa rede pode ser reduzida, conforme a metodologia proposta na Seção 4.4.6. O método de otimização NMDS pode ser aplicado, novamente, a fim de ajustar os valores dos componentes remanescentes à nova topologia.

#### 4.5.8.3. Etapa 3: Conversão para Valores Comerciais

A rede de casamento de impedância sintetizada nas etapas 1 e 2 apresenta TPG elevado, baixa sensibilidade e utiliza modelos comerciais de componentes, fornecidos pelos respectivos fabricantes. A baixa sensibilidade, juntamente com a utilização desses modelos comerciais, possibilita uma substituição eficiente dos componentes com valores contínuos por componentes comerciais nos valores disponibilizados, usando a técnica explicada na Seção 4.4.7.

## Capítulo 5 – Estudos de Casos

O Capítulo 4 apresentou uma nova metodologia para a síntese de redes de casamento de impedância de baixa sensibilidade. Em uma primeira etapa dessa metodologia, um algoritmo de seleção clonal realiza o desenvolvimento de topologias, enquanto o método Nelder-Mead Downhill Simplex determina os valores dos componentes. As redes são representadas por uma forma adaptada de matrizes adjacência e são utilizados modelos comerciais de capacitores e indutores, fornecidos pelos respectivos fabricantes. Como uma segunda etapa, foi apresentado um novo procedimento de redução da rede de casamento, com base na análise da sensibilidade do TPG em relação aos seus componentes. Finalmente, os capacitores e indutores com valores contínuos são substituídos por componentes comerciais com valores disponibilizados pelos seus fabricantes.

No presente capítulo, essa nova metodologia é aplicada em três problemas de casamento de impedância em banda larga, para fins de validação. O primeiro desses problemas foi proposto por Fano [7] e é tradicionalmente utilizado na avaliação de técnicas de casamento de impedância [62, 64]. Consiste no casamento de uma carga RLC simples com uma fonte resistiva. As demais aplicações são problemas reais de síntese de acopladores de antenas VHF monopolo. Um desses acopladores foi apresentado em [6] e o outro está sendo proposto pela primeira vez, tendo resultado na implementação e avaliação em laboratório do circuito sintetizado. Os parâmetros de controle para o algoritmo da primeira etapa da metodologia aparecem na Tabela 5-1 e os resultados obtidos são comparados com outros apresentados na literatura e que são decorrentes da utilização de outras metodologias de síntese.

TABELA 5-1. PARÂMETROS DE CONTROLE.

Parâmetro	RLC	Componentes Ideias	Componentes Comerciais
Número de Nós	2-10	2-10	2-10
Repertório G	100	10000	10000
Repertório P	100	100	100
RepertórioPn	20	20	20
Número de Iterações	1000	1000	1000
Número de Iterações do Simplex	100	100	100
Valores dos Capacitores	[0, 5]	[1,8 – 820] pF	[10 – 820] pF
Valores dos Indutores	[0, 5]	[25 – 900] nH	[2,8 – 820] nH
Razão de Espiras do Transformador	[0, 5]	-	-
Tolerância dos Componentes	5%	5%	5%

O algoritmo de desenvolvimento de topologias foi executado 10 vezes para cada aplicação, em um computador configurado com processador Intel Core 2 Duo de 3GHz e 2GB de memória RAM.

### 5.1. Casamento de Carga RLC

Esta aplicação consiste no projeto de uma rede para o casamento entre uma carga RLC simples, com valores normalizados  $R_L = 1$ ,  $L = 2,3$  e  $C = 1,2$ , e uma fonte com resistência também normalizada  $R_S = 1$ , na faixa de 0 a 1 rad/s, como mostra a Figura 5-1. Apenas componentes com modelos e valores ideais foram utilizados. Esses valores são apresentados na coluna RLC da Tabela 5-1.

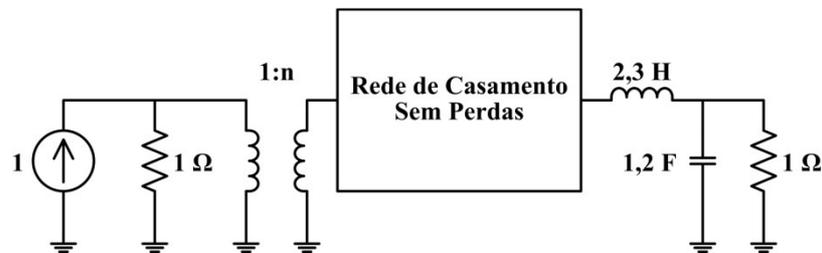
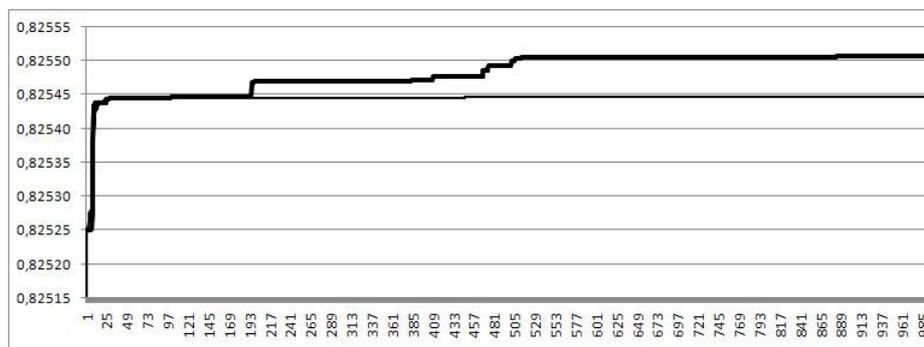
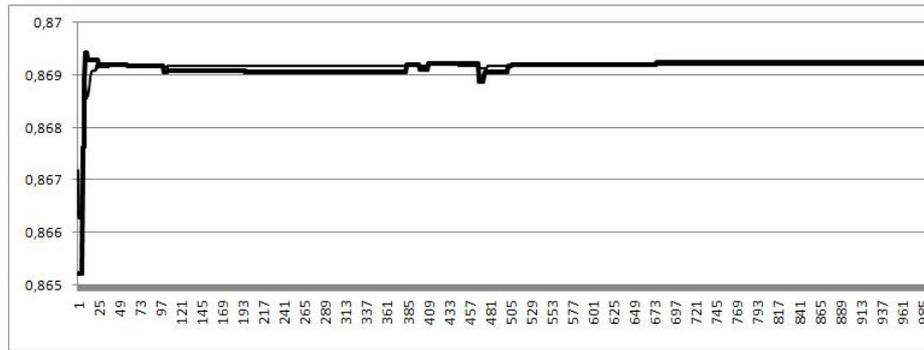


Figura 5-1. Circuito esquemático do problema de casamento de carga RLC proposto por Fano.

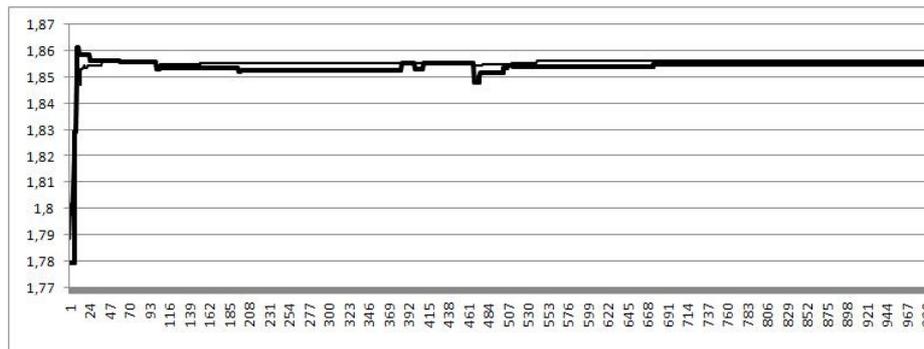
Cada execução do programa durou menos de 2 dias. A Figura 5-2 mostra os gráficos de maturação da função objetivo normalizada  $F$ , do TPG mínimo e do erro de sensibilidade, respectivamente. Em cada gráfico, a linha espessa refere-se à melhor rede obtida dentre as 10 execuções. A linha fina mostra a média das melhores redes das 10 execuções.



A) Função Objetivo x Número de Iterações



B) TPG mínimo x Número de Iterações



C) Erro de Sensibilidade x Número de Iterações

Figura 5-2. Maturação (Melhor Rede) – Linha Espessa (Maturação de melhor resultado final). Linha Fina (Média de 10 Maturações)

A Tabela 5-2 mostra a descrição da rede obtida, em formato de arquivo Spice, e as sensibilidades do TPG em relação aos seus componentes.

Tabela 5-2. REDE DE CASAMENTO.

Rede	Sensibilidades
E1 1 0 TRANSFORMER 2 0 1.420	-
C1 1 2 0.435	0.379
L1 1 2 1.112	0.790
C2 2 0 0.819	-0.600
C3 2 3 0.055	0.033
C4 3 0 0.101	-0.046
C5 1 4 0.794	-0.006
C6 3 4 1.076	-0.004
<b>L2 1 5 1.677</b>	<b>0.000</b>
<b>C7 1 6 2.129</b>	<b>0.000</b>
<b>L3 1 6 0.354</b>	<b>0.000</b>
<b>L4 5 6 0.923</b>	<b>0.000</b>
<b>C8 1 7 2.100</b>	<b>0.000</b>
<b>C9 6 7 0.306</b>	<b>0.000</b>
<b>L5 1 8 1.677</b>	<b>0.000</b>
<b>C10 5 8 0.991</b>	<b>0.000</b>
<b>C11 6 8 1.627</b>	<b>0.000</b>
<b>L6 6 8 1.287</b>	<b>0.000</b>
<b>L7 7 8 1.648</b>	<b>0.000</b>
<b>C12 7 9 2.054</b>	<b>0.000</b>
<b>Afinidade</b>	<b>0.789</b>
<b>TPG<sub>min</sub></b>	<b>0.869</b>
<b><math>\epsilon_s</math></b>	<b>1.858</b>

A sensibilidade do TPG em relação aos componentes marcados em **negrito** é nula pelo fato dos mesmos formarem um *loop* ligado ao nó 1. Assim, esses componentes foram removidos da rede.

A Figura 5-3 compara a topologia obtida pela nova metodologia proposta com outra, apresentada na literatura e encontrada através da aplicação da técnica RFT [25], de um método híbrido [62], que utiliza GA para ajustar os valores das reatâncias dos componentes de uma rede *ladder* de topologia pré-definida, e de outra metodologia, também de desenvolvimento de topologias, baseada em GA [64]. A menos da metodologia proposta, a aplicação de todas as demais técnicas resultou em uma rede Pi passa-baixas, como mostra a Figura 5-3 A.

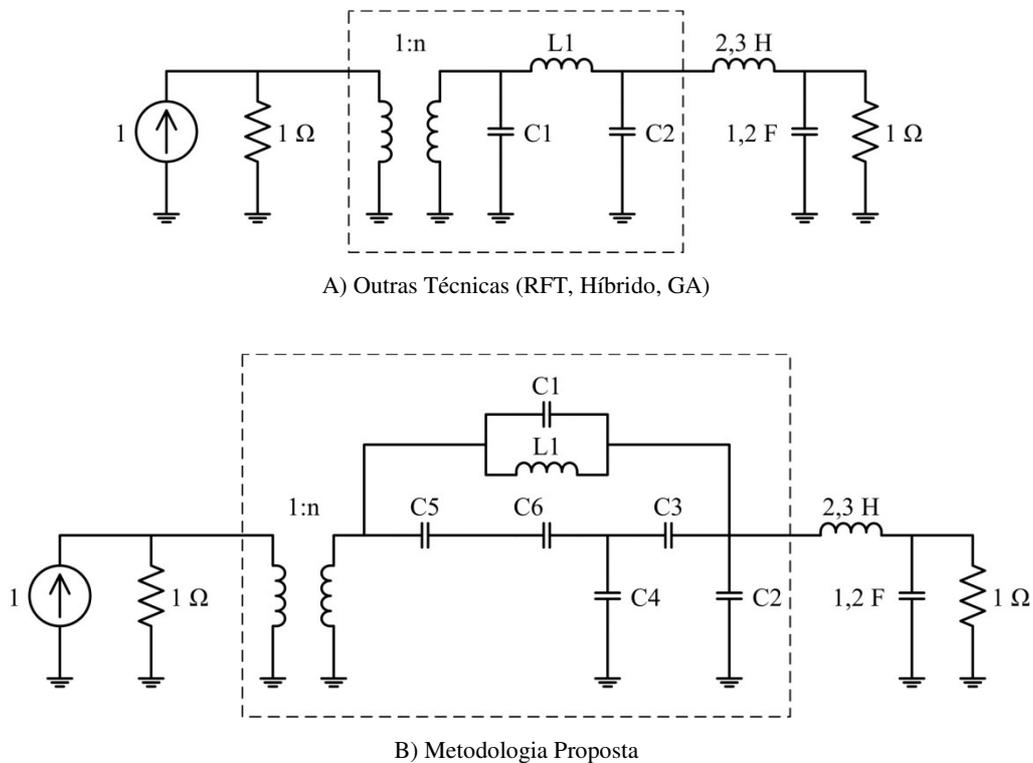


Figura 5-3. Topologias obtidas.

A Tabela 5-3 e os gráficos da Figura 5-4 comparam os resultados.

Tabela 5-3. COMPARAÇÃO ENTRE AS TÉCNICAS.

	RFT	Híbrido	GA	Metodologia Proposta
n	1.483	1.485	1.493	1.420
C1	0.352	0.386	0.409	0.435
L1	2.909	2.976	3.023	1.112
C2	0.922	0.951	0.971	0.819
C3	-	-	-	0.055
C4	-	-	-	0.101
C5	-	-	-	0.794
C6	-	-	-	1.076
S <sub>C1</sub>	0.239	0.257	-0.310	0.379
S <sub>L1</sub>	-0.678	-0.669	-0.665	0.790
S <sub>C2</sub>	-0.770	0.856	1.073	-0.600
S <sub>C3</sub>	-	-	-	0.033
S <sub>C4</sub>	-	-	-	-0.046
S <sub>C5</sub>	-	-	-	-0.006
S <sub>C6</sub>	-	-	-	-0.004
<b>Afinidade</b>	<b>0.777</b>	<b>0.776</b>	<b>0.767</b>	<b>0.788</b>
<b>TPG<sub>min</sub></b>	<b>0.848</b>	<b>0.852</b>	<b>0.855</b>	<b>0.869</b>
<b>ε<sub>S</sub></b>	<b>1.687</b>	<b>1.784</b>	<b>2.047</b>	<b>1.858</b>

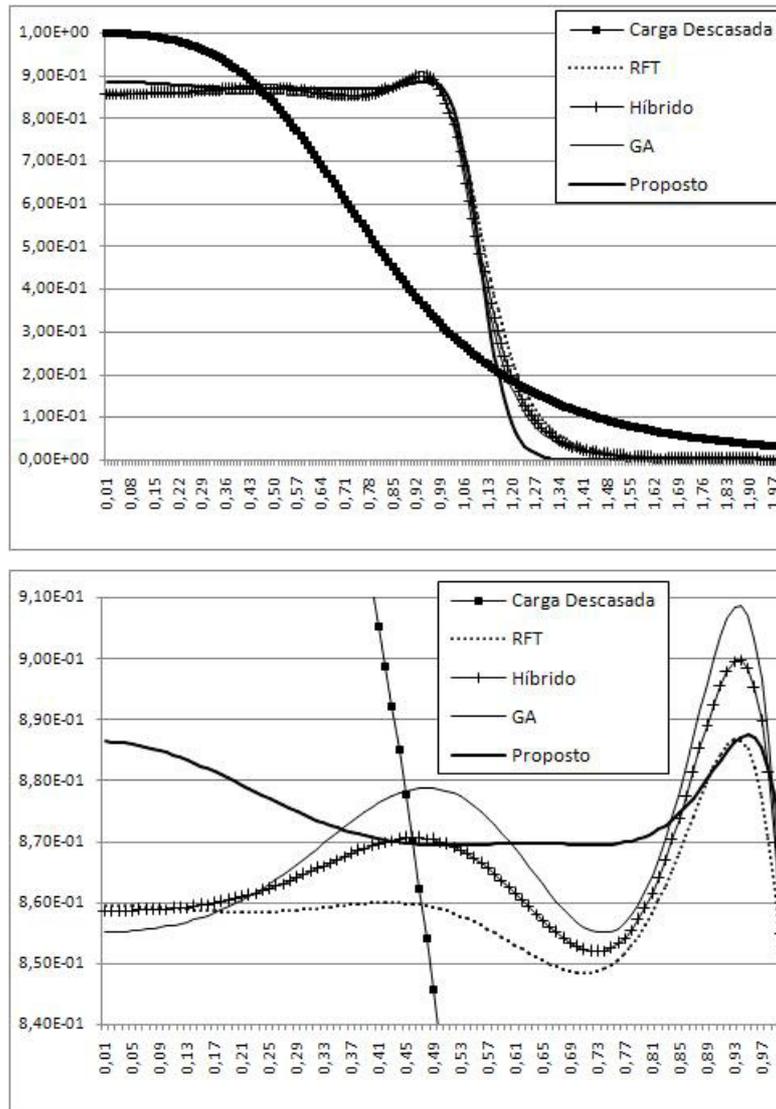


Figura 5-4. Comparação entre as técnicas.

A Figura 5-3 mostra que a topologia obtida através da metodologia proposta (B) é não convencional, diferentemente da outra topologia (A), que é tipo ladder, e foi a mesma encontrada com todos os demais métodos. Além disso, pode-se verificar na Tabela 5-3 que o TPG mínimo alcançado com a metodologia proposta foi o maior de todos e, mesmo a sensibilidade tendo sido uma das piores, a afinidade final também superou todas as demais. Finalmente, as curvas dos gráficos da Figura 5-4 mostram que a resposta do novo circuito (linha contínua e espessa) apresentou o ganho mais elevado, mais plano e com menor *ripple*.

## 5.2. Antena VHF Monopolo 1

Nesta aplicação, uma antena VHF monopolo é casada com uma resistência de fonte de  $50 \Omega$ , na faixa de 64,99 MHz a 90 MHz. A Figura 5-5 mostra a curva de impedância da antena.

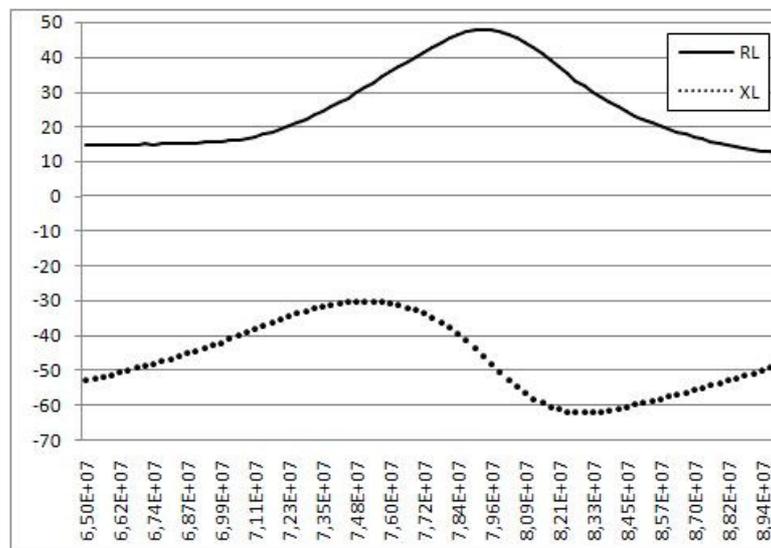
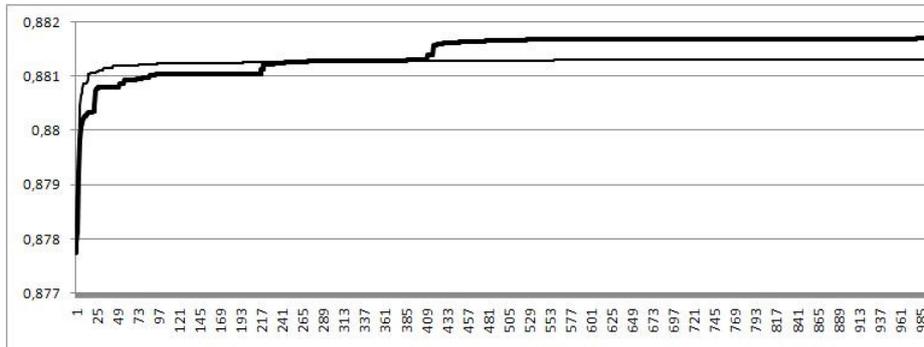


Figura 5-5. Curvas de impedância da antena VHF monopolo 1.

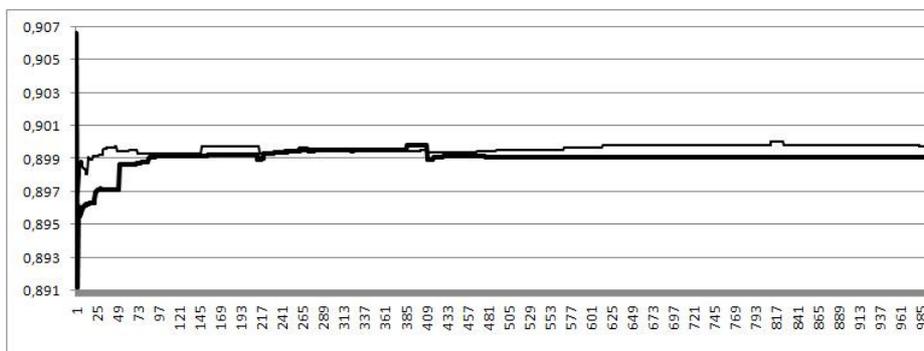
### 5.2.1. Desenvolvimento de Topologias Utilizando Modelos Ideais de Componentes

Inicialmente, a rede foi desenvolvida a partir de componentes com modelos ideais. As faixas de valores desses componentes foram as mesmas utilizadas em [6], para esta aplicação, e são apresentadas na coluna Componentes Ideais da Tabela 5-1. Cada execução do programa durou pouco mais de 1 dia. A Figura 5-6 mostra os gráficos de maturação da função objetivo normalizada  $F$ , do TPG mínimo e do erro de sensibilidade, respectivamente. Em cada gráfico, a linha espessa refere-se à melhor rede obtida dentre as 10 execuções. A linha fina mostra a média das melhores redes das 10

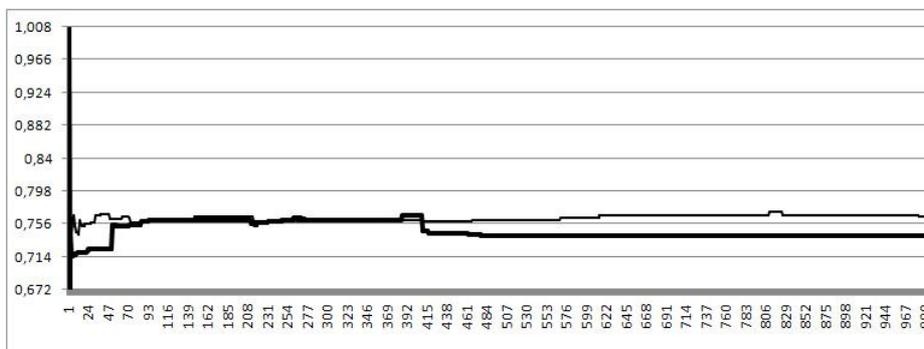
execuções.



A) Função Objetivo x Número de Iterações



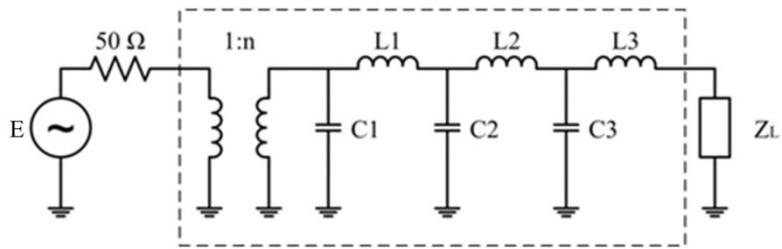
B) TPG mínimo x Número de Iterações



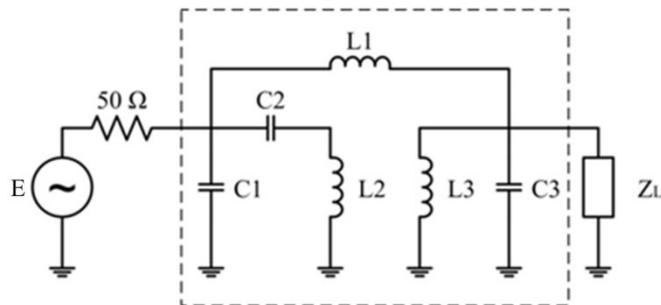
C) Erro de Sensibilidade x Número de Iterações

Figura 5-6. MODELOS IDEAIS. Maturação (Melhor Rede) – Linha Espessa (Maturação de melhor resultado final).  
Linha Fina (Média de 10 Maturações)

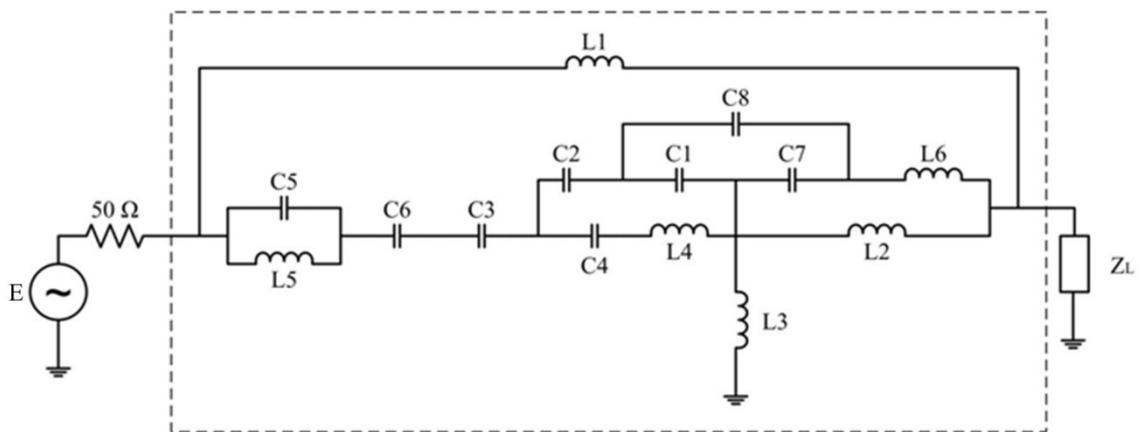
A Figura 5-7 compara a topologia obtida pela nova metodologia proposta com as geradas a partir dos métodos RFT [25] e GA [64].



A) RFT



B) GA



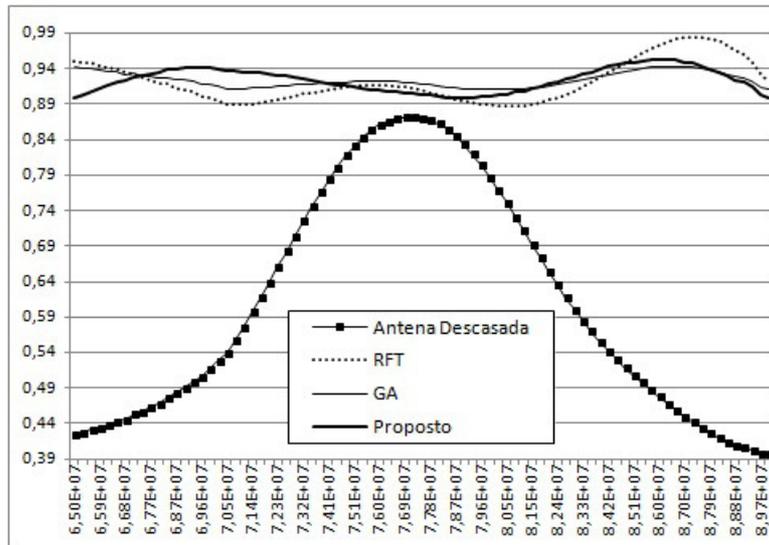
C) Metodologia Proposta

Figura 5-7. Topologias obtidas (COMPONENTES IDEAIS).

A Tabela 5-4 e os gráficos da Figura 5-8 fazem a comparação entre os resultados obtidos com a utilização das diferentes técnicas.

TABELA 5-4. COMPARAÇÃO ENTRE AS TÉCNICAS (COMPONENTES IDEAIS).

	RFT	GA	Metodologia Proposta
n	1.15	-	-
C1	43.89pF	35.41pF	303.44pF
C2	110.93pF	28.32pF	121.74pF
C3	107.86pF	2.74pF	66.27pF
C4	-	-	60.63pF
C5	-	-	23.10pF
C6	-	-	259.75pF
C7	-	-	180.82pF
C8	-	-	274.37pF
L1	85.47nH	142.66nH	114.16nH
L2	61.80nH	361.67nH	215.62nH
L3	125.98nH	321.21nH	122.16nH
L4	-	-	83.80nH
L5	-	-	126.42nH
L6	-	-	433.31nH
S <sub>C1</sub>	-0.493	-0.259	0.003
S <sub>C2</sub>	0.535	-0.236	-0.003
S <sub>C3</sub>	-0.640	-0.050	-0.017
S <sub>C4</sub>	-	-	-0.015
S <sub>C5</sub>	-	-	0.075
S <sub>C6</sub>	-	-	-0.004
S <sub>C7</sub>	-	-	0.002
S <sub>C8</sub>	-	-	-0.001
S <sub>L1</sub>	-0.712	0.494	0.247
S <sub>L2</sub>	0.641	-0.403	-0.089
S <sub>L3</sub>	-0.775	-0.230	-0.125
S <sub>L4</sub>	-	-	-0.015
S <sub>L5</sub>	-	-	-0.098
S <sub>L6</sub>	-	-	0.046
<b>Afinidade</b>	<b>0.719</b>	<b>0.834</b>	<b>0.866</b>
<b>TPG<sub>min</sub></b>	<b>0.887</b>	<b>0.911</b>	<b>0.899</b>
<b>ε<sub>S</sub></b>	<b>3.796</b>	<b>1.672</b>	<b>0.740</b>



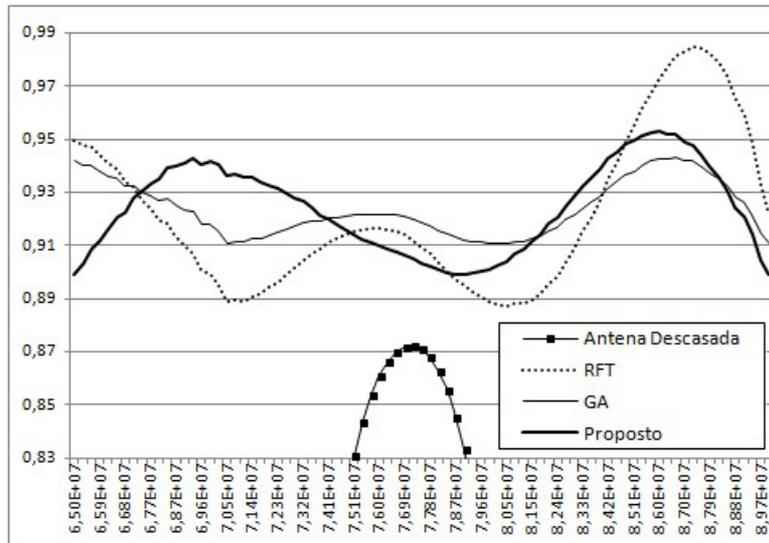


Figura 5-8. Comparação entre as técnicas (COMPONENTES IDEAIS).

A Figura 5-7 C) apresenta uma nova topologia não convencional. Os resultados da Tabela 5-4 mostram que o TPG mínimo obtido com a nova metodologia foi maior do que o alcançado com a técnica RFT, porém, menor do que o encontrado com a metodologia baseada em GA. Entretanto, este maior TPG com a metodologia baseada em GA foi obtido ao preço de um erro de sensibilidade consideravelmente maior, também, do que o alcançado com a metodologia proposta, de modo que a afinidade encontrada com a metodologia proposta foi a maior de todas. O gráfico da Figura 5-8 mostra que a melhor curva do TPG foi obtida através da metodologia baseada em GA (linha contínua e fina).

#### 5.2.1.1. Substituição dos Componentes Ideais por Comerciais

A influência da sensibilidade do TPG na resposta de cada um dos três circuitos foi verificada através da substituição dos capacitores e indutores de suas redes de casamento, até então com modelos e valores ideais, por componentes comerciais com faixa de valores apresentada na coluna Componentes Comerciais da Tabela 5.1. As redes obtidas através da técnica RFT e da metodologia baseada em GA apresentam topologias menores, com apenas seis componentes cada. Com isso, seus capacitores puderam ser substituídos por associações em paralelo e os indutores, por associações em série, tornando as capacitâncias e indutâncias resultantes mais próximas dos seus valores originais e assemelhando o número de componentes das três redes, para fins de comparação. Como as famílias de capacitores comerciais escolhidas não possuem valores menores do que 10pF, o capacitor de 2,74pF da rede original obtido através da

metodologia baseada em GA foi substituído por quatro capacitores em série, com valores 10pF e 12pF. A rede obtida através da nova metodologia proposta teve seus componentes substituídos diretamente, sem o uso de associações, mantendo-se, assim, o mesmo número original de componentes.

A Tabela 5-5 apresenta os resultados obtidos com as três técnicas de síntese, para as redes utilizando componentes ideais e comerciais. A Figura 5-9, por sua vez, compara as curvas de TPG dos três circuitos com componentes comerciais.

TABELA 5-5. COMPARAÇÃO ENTRE AS TÉCNICAS (COMPONENTES IDEAIS E COMERCIAIS).

	RFT		GA		Metodologia Proposta	
	Componentes Ideais	Componentes Comerciais	Componentes Ideais	Componentes Comerciais	Componentes Ideais	Componentes Comerciais
n	1.15	1.15	-	-	-	-
C1	43.89pF	22pF	35.41pF	18pF	303.44pF	330pF
C2	110.93pF	22pF	28.32pF	18pF	121.74pF	120pF
C3	107.86pF	100pF	2.74pF	10pF	66.27pF	68pF
C4	-	68pF	-	12pF	-	-
C5	-	39pF	-	12pF	60.63pF	56pF
C6	-	-	-	10pF	23.10pF	22pF
C7	-	-	-	10pF	259.75pF	270pF
C8	-	-	-	10pF	180.82pF	180pF
L1	85.47nH	82nH	142.66nH	-	274.37pF	270pF
L2	61.80nH	3.3nH	361.67nH	110nH	114.16nH	119nH
L3	125.98nH	56nH	321.21nH	33nH	-	-
L4	-	5.6nH	-	270nH	83.80nH	82nH
L5	-	120nH	-	91nH	126.42nH	120nH
L6	-	5.6nH	-	240nH	433.31nH	470nH
L6	-	-	-	82nH	-	-
S <sub>C1</sub>	-0.493	-0.212	-0.259	-0.131	0.003	-0.001
S <sub>C2</sub>	0.535	-0.212	-0.236	-0.131	-0.003	-0.006
S <sub>C3</sub>	-0.640	-0.402	-0.050	0.147	-0.017	0.025
S <sub>C4</sub>	-	-0.039	-	0.082	-	-
S <sub>C5</sub>	-	-0.434	-	“Série”	-	-
S <sub>C6</sub>	-	-0.248	-	-0.012	-	-
S <sub>C7</sub>	-	-	-	-0.012	-	-
S <sub>C8</sub>	-	-	-	-0.015	-0.015	0.017
S <sub>L1</sub>	-0.712	-	0.494	-0.015	-0.015	0.079
S <sub>L2</sub>	0.641	-0.424	-0.403	-	0.075	0.006
S <sub>L3</sub>	-0.775	-0.017	-0.230	-	-0.004	-0.001
S <sub>L4</sub>	-	0.565	-	-	0.002	-0.000
S <sub>L5</sub>	-	0.057	-	-	-0.001	-0.000
S <sub>L6</sub>	-	0.608	-	-	0.326	-0.265
Afinidade	<b>0.719</b>	<b>0.544</b>	<b>0.834</b>	<b>0.721</b>	<b>0.866</b>	<b>0.774</b>
TPG	<b>0.887</b>	<b>0.649</b>	<b>0.911</b>	<b>0.787</b>	<b>0.899</b>	<b>0.809</b>
ε <sub>s</sub>	<b>3.796</b>	<b>3.247</b>	<b>1.672</b>	<b>1.668</b>	<b>0.740</b>	<b>0.861</b>

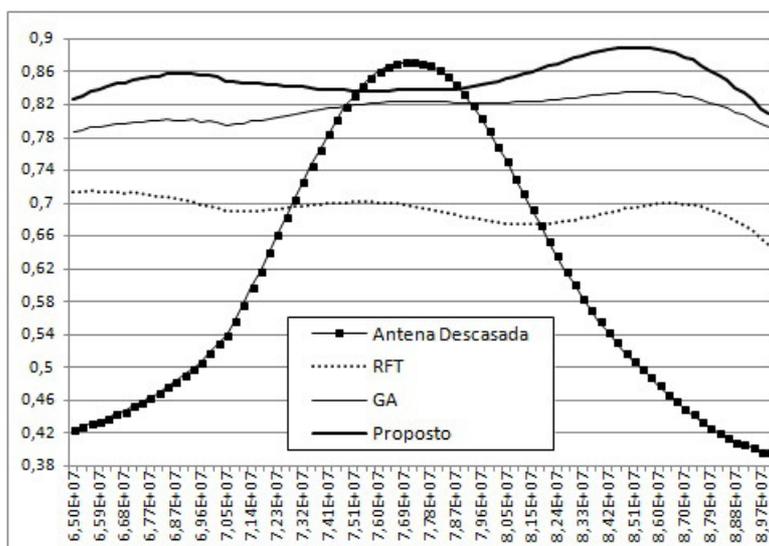


Figura 5-9. Comparação entre as técnicas (COMPONENTES COMERCIAIS).

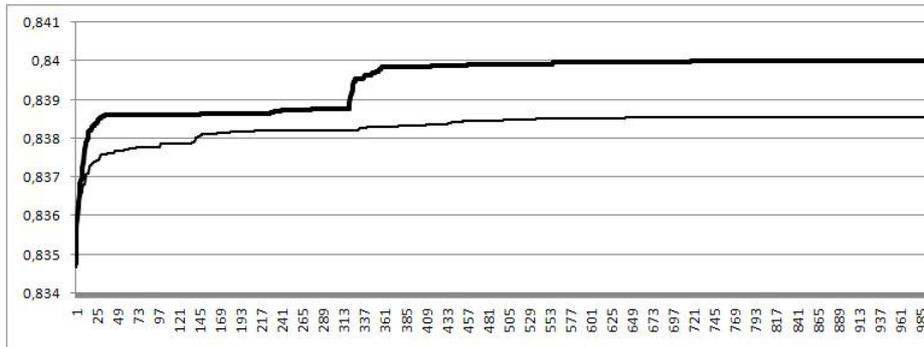
A Tabela 5-5 e a Figura 5-9 mostram que mesmo com uma substituição menos precisa dos valores dos componentes, sem o uso de associações, o circuito final sintetizado através da metodologia proposta e implementado com componentes comerciais obteve os melhores resultados de TPG, erro de sensibilidade e afinidade dentre as três técnicas. Isso se deve ao fato da rede original desenvolvida ter apresentado um erro de sensibilidade consideravelmente menor do que as demais e comprova a importância de se considerar esse parâmetro na avaliação de redes de casamento.

### 5.2.2. Desenvolvimento de Topologias Utilizando Modelos Comerciais de Componentes

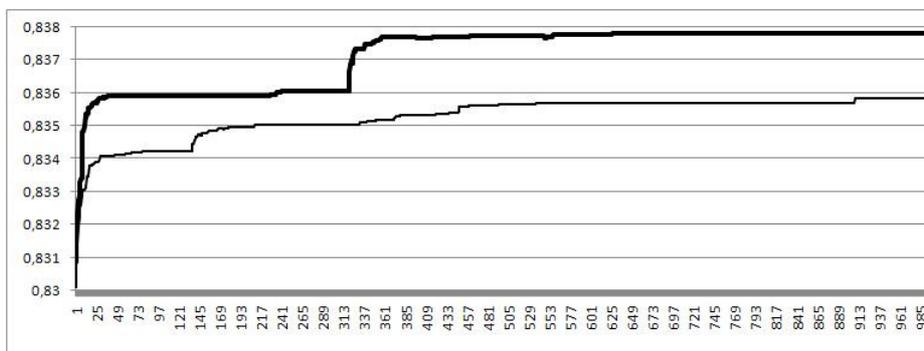
Uma nova síntese de rede de casamento foi realizada através da metodologia proposta e o desenvolvimento da topologia inicial fez uso de modelos comerciais dos componentes. Os valores desses componentes foram obtidos, novamente de forma contínua, através do algoritmo NMDS, considerando os intervalos apresentados na coluna Componentes Comerciais da Tabela 5-1. Os parâmetros secundários de cada componente foram determinados por interpolação linear dos valores comerciais, como explicado na Seção 4.4.3 e exemplificado nas expressões (4.36) e (4.37).

Cada execução do programa durou pouco mais de 1 dia. A Figura 5-10 mostra os gráficos de maturação da função objetivo normalizada  $F$ , do TPG mínimo e do erro de sensibilidade, respectivamente. Em cada gráfico, a linha espessa refere-se à melhor rede obtida dentre as 10 execuções. A linha fina mostra a média das melhores redes das 10

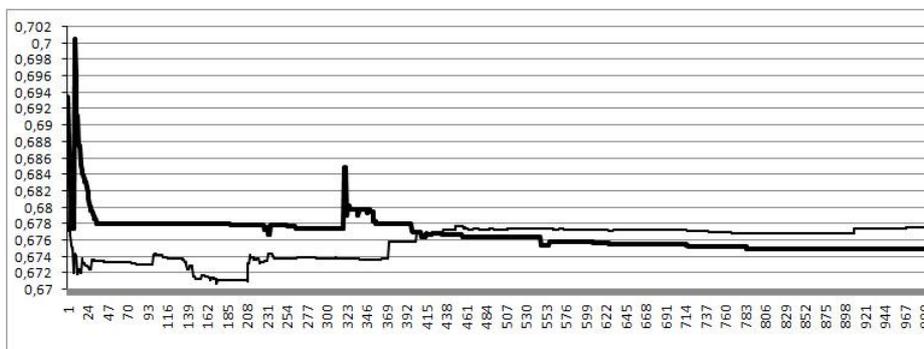
execuções.



A) Função Objetivo x Número de Iterações



B) TPG mínimo x Número de Iterações



C) Erro de Sensibilidade x Número de Iterações

Figura 5-10. MODELOS COMERCIAIS. Maturação (Melhor Rede) – Linha Espessa (Maturação de melhor resultado final). Linha Fina (Média de 10 Maturações).

A Tabela 5-6 mostra a descrição da rede obtida, em formato de arquivo Spice, e as sensibilidades do TPG em relação aos seus componentes.

Tabela 5-6. REDE DE CASAMENTO.

Rede	Sensibilidades
L1 1 2 560.91nH	-0.058487
L2 2 0 568.72nH	0.142552
C1 2 3 679.62pF	0.000914
L3 3 0 602.99nH	0.136852
C2 1 4 360.48pF	-0.000898
L4 2 4 560.44nH	-0.060476
L5 4 0 565.24nH	0.073026
C3 1 5 637.29pF	-0.001706
L6 2 5 560.30nH	-0.060511
C4 4 5 263.41pF	0.000121
C5 2 6 546.26pF	0.000462
C6 3 6 335.98pF	0.000089
L7 1 7 191.12nH	-0.035592
L8 2 7 359.43nH	-0.024019
L9 6 7 562.78nH	-0.016839
C7 2 8 668.76pF	0.000756
L10 3 8 393.39nH	0.000009
L11 5 8 570.90nH	-0.060563
C8 1 9 308.66pF	-0.000323
L12 1 9 333.04nH	0.000016
C9 4 9 232.08pF	-0.000081
L13 4 9 374.71nH	0.000006
C10 5 9 348.46pF	0.000139
L14 5 9 317.84nH	0.000010
C11 1 10 285.76pF	-0.000247
L15 1 10 262.60nH	0.000016
C12 4 10 177.91pF	-0.000070
C13 5 10 241.61pF	0.000124
L16 5 10 284.41nH	0.000014
L17 9 10 294.40nH	0.000000
<b>Afinidade</b>	<b>0.810</b>
<b>TPG<sub>mín</sub></b>	<b>0.838</b>
<b><math>\epsilon_s</math></b>	<b>0.675</b>

### 5.2.2.1. Redução da Rede de Casamento

A complexidade da topologia obtida, com 30 componentes, tornou necessária a aplicação do mecanismo de redução da rede de casamento, apresentado na Seção 4.4.6. Nesse processo, foi utilizada uma tolerância de 0,01 para o TPG mínimo. A Tabela 5-7 destaca os componentes removidos da rede, com base na identificação das sensibilidades mais baixas e no atendimento à desigualdade da expressão (4.51).

Tabela 5-7. REDUÇÃO DA REDE DE CASAMENTO.

Rede	Sensibilidades	$1 - \left  S_{p_i}^{TPG} \right $
L1 1 2 560.91nH	-0.058487	1
L2 2 0 568.72nH	0.142552	1
C1 2 3 679.62pF	0.000914	1
L3 3 0 602.99nH	0.136852	1
C2 1 4 360.48pF	-0.000898	1
L4 2 4 560.44nH	-0.060476	1
L5 4 0 565.24nH	0.073026	1
C3 1 5 637.29pF	-0.001706	1
L6 2 5 560.30nH	-0.060511	1
<b>C4 4 5 263.41pF</b>	<b>0.000121</b>	<b>0.999879</b>
C5 2 6 546.26pF	0.000462	1
<b>C6 3 6 335.98pF</b>	<b>0.000089</b>	<b>0.999911</b>
L7 1 7 191.12nH	-0.035592	1
L8 2 7 359.43nH	-0.024019	1
L9 6 7 562.78nH	-0.016839	1
C7 2 8 668.76pF	0.000756	1
<b>L10 3 8 393.39nH</b>	<b>0.000009</b>	<b>0.999991</b>
L11 5 8 570.90nH	-0.060563	1
<b>C8 1 9 308.66pF</b>	<b>-0.000323</b>	<b>0.999677</b>
<b>L12 1 9 333.04nH</b>	<b>0.000016</b>	<b>0.999984</b>
<b>C9 4 9 232.08pF</b>	<b>-0.000081</b>	<b>0.999919</b>
<b>L13 4 9 374.71nH</b>	<b>0.000006</b>	<b>0.999994</b>
<b>C10 5 9 348.46pF</b>	<b>0.000139</b>	<b>0.999861</b>
<b>L14 5 9 317.84nH</b>	<b>0.000010</b>	<b>0.999990</b>
<b>C11 1 10 285.76pF</b>	<b>-0.000247</b>	<b>0.999753</b>
<b>L15 1 10 262.60nH</b>	<b>0.000016</b>	<b>0.999984</b>
<b>C12 4 10 177.91pF</b>	<b>-0.000070</b>	<b>0.999930</b>
<b>C13 5 10 241.61pF</b>	<b>0.000124</b>	<b>0.999876</b>
<b>L16 5 10 284.41nH</b>	<b>0.000014</b>	<b>0.999986</b>
<b>L17 9 10 294.40nH</b>	<b>0.000000</b>	<b>1.000000</b>
<b>Afinidade</b>	<b>0.809580</b>	
<b>TPG<sub>mín</sub></b>	<b>0.837854</b>	<b>Antes da Redução</b>
<b><math>\epsilon_S</math></b>	<b>0.674919</b>	
<b>Desigualdade</b>	$\prod_{i=1}^k \left( 1 - \left  S_{p_i}^{TPG} \right  \right) = 0.998736 > 1 - \frac{\delta}{TPG} = 0.988065$	
<b>Afinidade</b>	<b>0.809184</b>	
<b>TPG<sub>mín</sub></b>	<b>0.837559</b>	<b>Após a Redução</b>
<b><math>\epsilon_S</math></b>	<b>0.677573</b>	

Considerando as baixas sensibilidades, os seguintes componentes seriam removidos, mas foram mantidos pelos motivos descritos: C5 deixaria L9 em aberto; C7 deixaria L11 em aberto; C2 está diretamente ligado ao nó de entrada; C1 deixaria L3 em aberto; C3 está diretamente ligado ao nó de entrada; e a remoção de L9 deixa de atender à desigualdade.

A remoção de componentes em relação aos quais a sensibilidade do TPG é mais baixa, combinada com a tolerância de 0,01 para o TPG, atendida através da desigualdade, conseguiu manter as respostas dos circuitos praticamente iguais, mesmo após a remoção de 15 componentes, ou seja, metade da rede original. Isso mostra que os componentes removidos realmente exerciam pouca influência na resposta do circuito. A

topologia resultante é ilustrada na Figura 5-11 e caracteriza-se por ser não convencional.

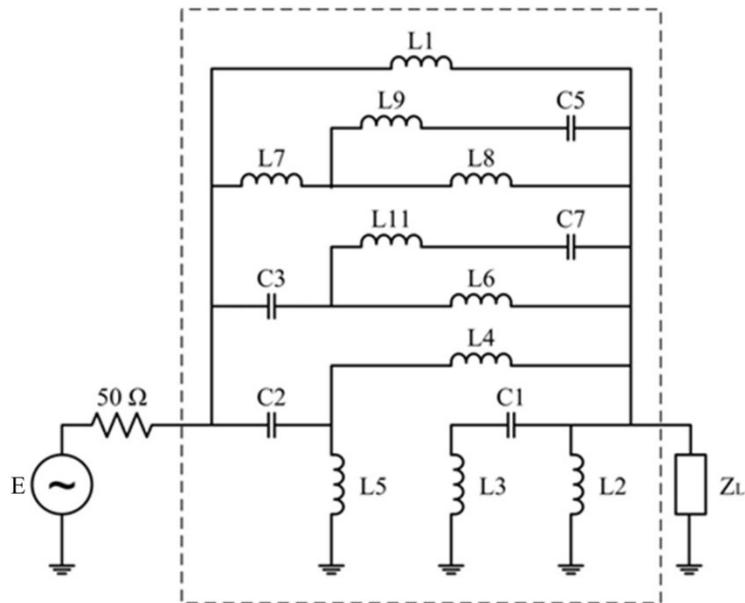


Figura 5-11. Topologia obtida a partir do desenvolvimento utilizando componentes com modelos comerciais.

#### 5.2.2.2. Ajuste dos Valores dos Componentes e Substituição por Componentes Comerciais

O método de otimização NMDS foi aplicado novamente, para ajustar os valores dos componentes à nova topologia reduzida. Finalmente, os componentes com valores ideais ajustados foram substituídos por capacitores e indutores comerciais. Essa substituição foi feita testando-se todas as combinações de valores comerciais vizinhos mais próximos aos valores ajustados, como explicado na Seção 4.4.7. A Tabela 5-8 faz a comparação dos três circuitos e os gráficos da Figura 5-12 incluem o circuito com a rede original desenvolvida nessa comparação.

Tabela 5-8. AJUSTE DOS VALORES DOS COMPONENTES E SUBSTITUIÇÃO POR COMPONENTES COMERCIAIS.

Rede Reduzida		Valores Ajustados		Componentes Comerciais	
Rede	Sensibilidades	Rede	Sensibilidades	Rede	Sensibilidades
L1 1 2 560.91nH	-0.058022	L1 1 2 559.82nH	-0.058000	L1 1 2 560nH	-0.060508
L2 2 0 568.72nH	0.142333	L2 2 0 566.84nH	0.142947	L2 2 0 560nH	0.148678
C1 2 3 679.62pF	0.001286	C1 2 3 673.16pF	0.001299	C1 2 3 680pF	0.001531
L3 3 0 602.99nH	0.137079	L3 3 0 603.39nH	0.137162	L3 3 0 560nH	0.151833
C2 1 4 360.48pF	-0.001806	C2 1 4 331.57pF	-0.001966	C2 1 4 330pF	-0.002082
L4 2 4 560.44nH	-0.060798	L4 2 4 561.36nH	-0.060804	L4 2 4 560nH	-0.063753
L5 4 0 565.24nH	0.074701	L5 4 0 562.36nH	0.075401	L5 4 0 680nH	0.061894
C3 1 5 637.29pF	0.003287	C3 1 5 678.02pF	0.003090	C3 1 5 680pF	0.002682
L6 2 5 560.30nH	-0.060671	L6 2 5 559.98nH	-0.060367	L6 2 5 560nH	-0.062755
C5 2 6 546.26pF	0.000265	C5 2 6 542.18pF	0.000267	C5 2 6 560pF	0.000297
L7 1 7 191.12nH	-0.035300	L7 1 7 190.90nH	-0.035146	L7 1 7 178nH	-0.035358
L8 2 7 359.43nH	-0.023833	L8 2 7 360.65nH	-0.023766	L8 2 7 390nH	-0.025816
L9 6 7 562.78nH	-0.016691	L9 6 7 562.67nH	-0.016706	L9 6 7 560nH	-0.019165
C7 2 8 668.76pF	0.000782	C7 2 8 677.78pF	0.000777	C7 2 8 680pF	0.000557
L11 5 8 570.90nH	-0.060719	L11 5 8 566.59nH	-0.060838	L11 5 8 680nH	-0.052297
<b>Afinidade</b>	<b>0.809184</b>	<b>Afinidade</b>	<b>0.809406</b>	<b>Afinidade</b>	<b>0.803710</b>
<b>TPG<sub>min</sub></b>	<b>0.837559</b>	<b>TPG<sub>min</sub></b>	<b>0.837831</b>	<b>TPG<sub>min</sub></b>	<b>0.832395</b>
<b>ε<sub>S</sub></b>	<b>0.677573</b>	<b>ε<sub>S</sub></b>	<b>0.678533</b>	<b>ε<sub>S</sub></b>	<b>0.689206</b>

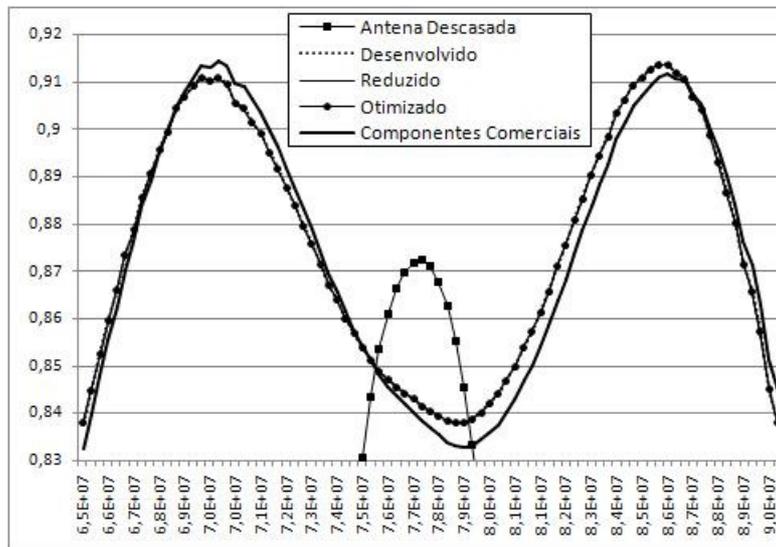
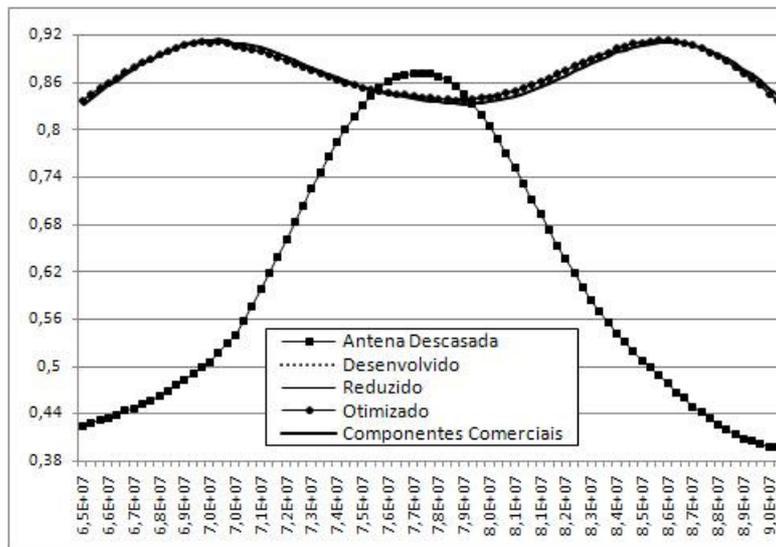


Figura 5-12. Síntese completa partindo de componentes com modelos comerciais.

Os resultados da Tabela 5-8 mostram que o ajuste de valores da rede reduzida praticamente não alterou esses valores. Isso comprova que os componentes removidos exerciam pouca influência na resposta do circuito.

Os gráficos da Figura 5-12 informam que as curvas de TPG dos circuitos com redes desenvolvida, reduzida e ajustada são praticamente coincidentes, mostrando a eficácia do método proposto de redução de redes de casamento a partir da análise da sensibilidade do TPG em relação aos componentes da rede. Além disso, a resposta do circuito final, utilizando rede com componentes comerciais, é bastante próxima às respostas dos demais circuitos, validando todas as considerações a respeito da sensibilidade do TPG feitas ao longo do projeto.

Finalizando a análise dos resultados, o gráfico da Figura 5-13 compara a resposta do circuito final, cuja topologia da rede foi desenvolvida a partir de componentes com modelos comerciais, com as respostas dos circuitos finais obtidos através de redes desenvolvidas com a utilização de componentes com modelos ideais, por meio das técnicas RFT, GA e da metodologia proposta, analisadas na Seção 5.2.1.

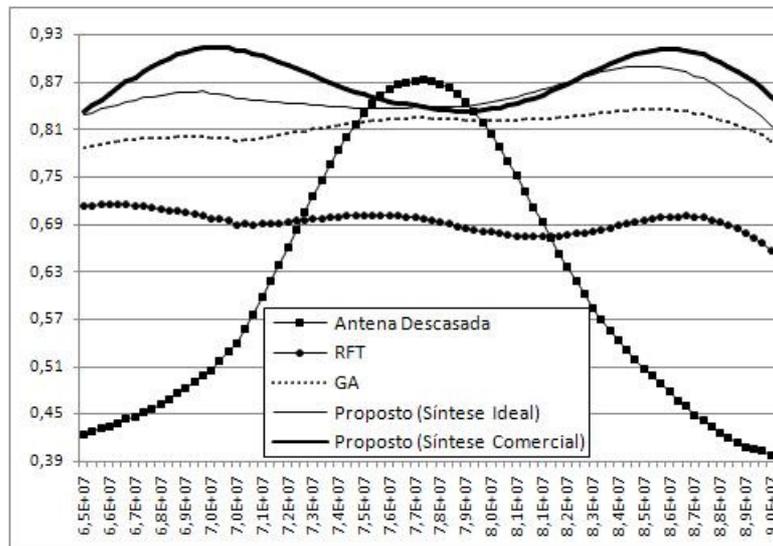
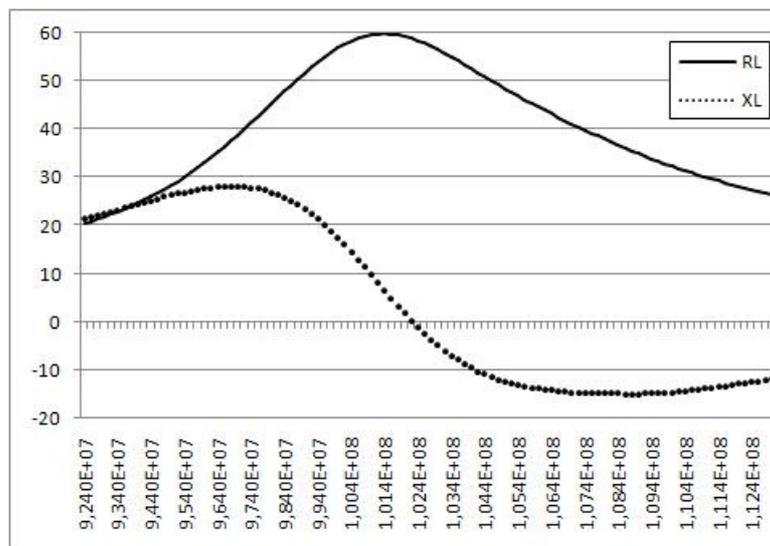


Figura 5-13. Comparação entre as técnicas de síntese (COMPONENTES COMERCIAIS).

As curvas mostram que a metodologia proposta apresentou os melhores resultados tanto para o uso de modelos ideais como para o uso de modelos comerciais dos componentes no desenvolvimento inicial da rede de casamento. A síntese com o desenvolvimento inicial partindo de modelos comerciais dos componentes foi a mais eficaz de todas.

### 5.3. Antena VHF Monopolo 2

Esta terceira aplicação consiste no casamento de outra antena VHF monopolo, também com uma fonte de resistência igual a  $50 \Omega$  e atendendo à especificação convencional para o casamento de antenas de perda de retorno de 10 dB [14]. A escolha da faixa de frequências foi feita com base no conceito de casamento em banda larga utilizado por Balanis, no qual a banda considerada deve ser maior ou igual à 20% do valor de sua frequência central [14]. Assim, as curvas de impedância e VSWR da antena foram levantadas na câmara anecoica do Laboratório de Medidas Eletromagnéticas do Centro Tecnológico do Exército (LME – CTE<sub>x</sub>), com auxílio do Analisador de Redes Vetorial Anritsu, modelo 37247D. A análise dessas curvas mostrou a existência de um mínimo local do VSWR na frequência de 102,8 MHz. Com isso, a faixa escolhida para o casamento foi de 92,4 MHz a 113,2 MHz. A Figura 5-14 mostra as curvas de impedância e VSWR da antena.



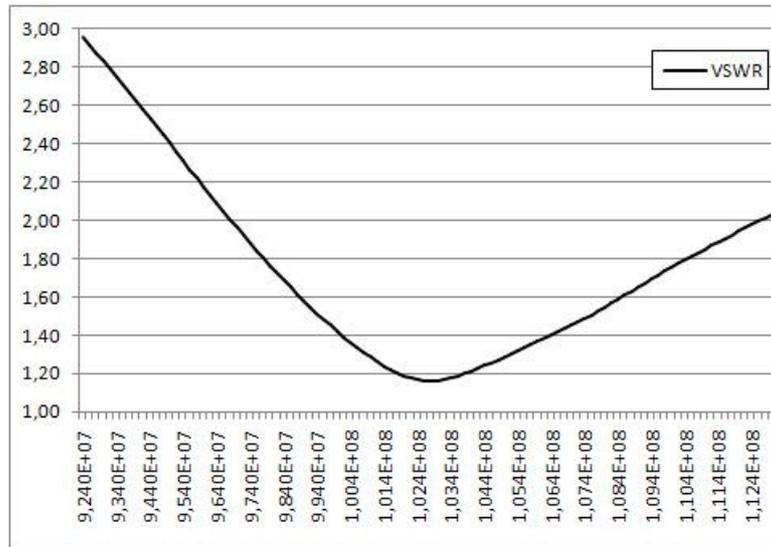
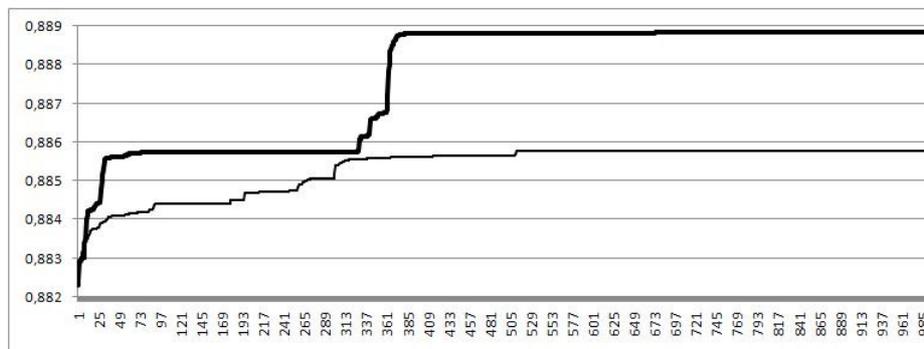


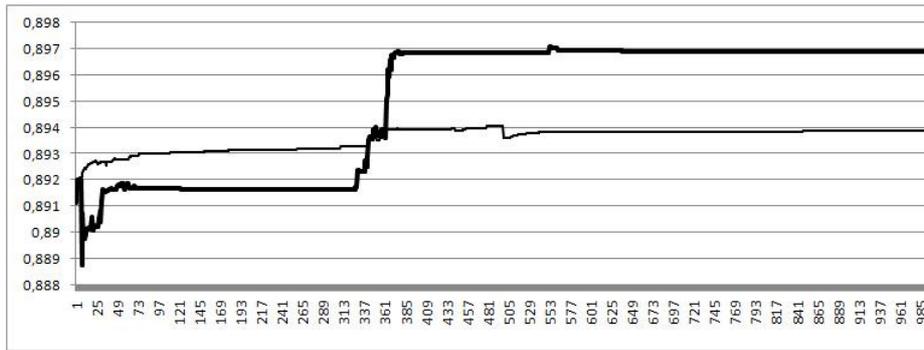
Figura 5-14. Curvas de caracterização da antena VHF monopolo 2. A) Impedância e B) VSWR.

A metodologia de síntese proposta foi aplicada conforme apresentada no Capítulo 4, iniciando-se pelo desenvolvimento de uma rede de casamento utilizando modelos comerciais dos componentes. Os valores desses componentes foram obtidos na forma contínua, através do algoritmo NMDS, e com base nos intervalos apresentados na coluna Componentes Comerciais da Tabela 5-1. O método de interpolação linear foi utilizado para a determinação dos parâmetros secundários, conforme explicado na Seção 4.4.3 e exemplificado nas expressões (4.36) e (4.37).

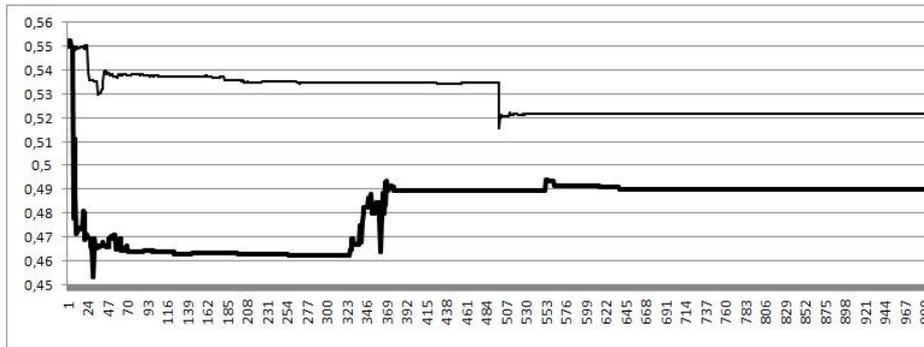
Cada execução do programa durou cerca de 1 dia e 15 horas. A Figura 5-15 mostra os gráficos de maturação da função objetivo normalizada  $F$ , do TPG mínimo e do erro de sensibilidade, respectivamente. Em cada gráfico, a linha espessa refere-se à melhor rede obtida dentre as 10 execuções. A linha fina mostra a média das melhores redes das 10 execuções.



A) Função Objetivo x Número de Iterações



B) TPG mínimo x Número de Iterações



C) Erro de Sensibilidade x Número de Iterações

Figura 5-15. Maturação (Melhor Rede) – Linha Espessa (Maturação de melhor resultado final). Linha Fina (Média de 10 Maturações)

A Tabela 5-9 mostra a descrição da rede desenvolvida, em formato de arquivo Spice, e as sensibilidades do TPG em relação aos seus componentes.

Tabela 5-9. REDE DE CASAMENTO.

Rede	Sensibilidades
C1 1 2 16.51pF	-0.047519
L1 1 3 109.05nH	-0.030092
C2 2 3 19.16pF	-0.123386
L2 3 0 565.73nH	0.044382
L3 1 4 121.31nH	-0.027913
C3 3 4 193.69pF	-0.000192
L4 4 0 573.71nH	0.044483
C4 1 5 602.52pF	-0.000189
L5 1 5 408.64nH	0.000001
L6 3 5 563.02nH	-0.006316
L7 1 6 266.86nH	-0.012523
C5 3 6 227.44pF	-0.000076
C6 4 6 183.82pF	-0.000033
C7 2 7 15.59pF	-0.099460
C8 3 7 179.74pF	0.000025
C9 4 7 287.09pF	-0.000526
L8 5 7 574.73nH	-0.006083
C10 6 7 339.72pF	-0.000312
L9 6 7 214.22nH	0.000010
C11 3 8 140.60pF	-0.000104
C12 4 8 337.30pF	-0.000032
C13 6 8 451.65pF	0.000051
L10 6 8 312.85nH	0.000001
C14 7 8 89.25pF	0.000119
L11 8 0 566.61nH	0.045027
C15 3 9 98.20pF	-0.000033
C16 4 9 305.03pF	-0.000056
C17 6 9 314.60pF	0.000003
C18 7 9 151.65pF	0.000129
C19 8 9 248.49pF	0.000020
L12 8 9 283.71nH	0.000001
L13 3 10 158.09nH	0.000008
C20 4 10 245.28pF	0.000025
C21 7 10 101.54pF	0.000110
C22 8 10 296.23pF	0.000007
L14 8 10 296.17nH	0.000000
C23 9 10 65.40pF	0.000001
<b>Afinidade</b>	<b>0.875</b>
<b>TPG<sub>min</sub></b>	<b>0.897</b>
<b><math>\epsilon_s</math></b>	<b>0.489</b>

### 5.3.1. Redução da Rede de Casamento

O mecanismo de redução foi aplicado à rede desenvolvida com 37 componentes, utilizando-se uma tolerância de 0,01 para o TPG. A Tabela 5-10 destaca os componentes removidos da rede, com base na identificação das menores sensibilidades e no atendimento à desigualdade da expressão (4.51).

Tabela 5-10. REDUÇÃO DA REDE DE CASAMENTO.

Rede	Sensibilidades	$1 - \left  S_{P_i}^{TPG} \right $
C1 1 2 16.51pF	-0.047519	1
L1 1 3 109.05nH	-0.030092	1
C2 2 3 19.16pF	-0.123386	1
L2 3 0 565.73nH	0.044382	1
L3 1 4 121.31nH	-0.027913	1
C3 3 4 193.69pF	-0.000192	1
L4 4 0 573.71nH	0.044483	1
C4 1 5 602.52pF	-0.000189	1
<b>L5 1 5 408.64nH</b>	<b>0.000001</b>	<b>0.999999</b>
L6 3 5 563.02nH	-0.006316	1
L7 1 6 266.86nH	-0.012523	1
<b>C5 3 6 227.44pF</b>	<b>-0.000076</b>	<b>0.999924</b>
<b>C6 4 6 183.82pF</b>	<b>-0.000033</b>	<b>0.999967</b>
C7 2 7 15.59pF	-0.099460	1
<b>C8 3 7 179.74pF</b>	<b>0.000025</b>	<b>0.999975</b>
C9 4 7 287.09pF	-0.000526	1
L8 5 7 574.73nH	-0.006083	1
C10 6 7 339.72pF	-0.000312	1
<b>L9 6 7 214.22nH</b>	<b>0.000010</b>	<b>0.999990</b>
<b>C11 3 8 140.60pF</b>	<b>-0.000104</b>	<b>0.999896</b>
<b>C12 4 8 337.30pF</b>	<b>-0.000032</b>	<b>0.999968</b>
<b>C13 6 8 451.65pF</b>	<b>0.000051</b>	<b>0.999949</b>
<b>L10 6 8 312.85nH</b>	<b>0.000001</b>	<b>0.999999</b>
C14 7 8 89.25pF	0.000119	1
L11 8 0 566.61nH	0.045027	1
<b>C15 3 9 98.20pF</b>	<b>-0.000033</b>	<b>0.999967</b>
<b>C16 4 9 305.03pF</b>	<b>-0.000056</b>	<b>0.999944</b>
<b>C17 6 9 314.60pF</b>	<b>0.000003</b>	<b>0.999997</b>
<b>C18 7 9 151.65pF</b>	<b>0.000129</b>	<b>0.999871</b>
<b>C19 8 9 248.49pF</b>	<b>0.000020</b>	<b>0.999998</b>
L12 8 9 283.71nH	0.000001	0.999999
L13 3 10 158.09nH	0.000008	0.999992
C20 4 10 245.28pF	0.000025	0.999975
C21 7 10 101.54pF	0.000110	0.999890
<b>C22 8 10 296.23pF</b>	<b>0.000007</b>	<b>0.999993</b>
L14 8 10 296.17nH	0.000000	1.000000
<b>C23 9 10 65.40pF</b>	<b>0.000001</b>	<b>0.999999</b>
<b>Afinidade</b>	<b>0.876161</b>	
<b>TPG</b>	<b>0.898131</b>	<b>Rede Desenvolvida</b>
$\varepsilon_s$	<b>0.489247</b>	
<b>Desigualdade</b>	$\prod_{i=1}^k (1 -  S_{P_i}^{TPG} ) = 0,999274 > 1 - \frac{\delta}{TPG} = 0,988866$	
<b>Afinidade</b>	<b>0.875075</b>	
<b>TPG</b>	<b>0.897502</b>	<b>Rede Reduzida</b>
$\varepsilon_s$	<b>0.499770</b>	

Considerando as baixas sensibilidades, os seguintes componentes seriam removidos, mas foram mantidos pelos motivos descritos: C14 deixaria L11 em aberto; C4 está diretamente ligado ao nó de entrada; a remoção de C3 foi testada, mas piorou bastante a resposta do circuito, por estar conectado aos nós 3 e 4, muito próximos ao nó de entrada; C10 deixaria L7 em aberto; e a remoção de C9 deixa de atender à desigualdade.

A Tabela 5-10 mostra que, após a remoção de 21 componentes, a afinidade e o TPG mínimo tiveram uma variação menor do que um milésimo. Quanto ao erro de sensibilidade, mesmo tendo uma variação de pouco mais de um centésimo, ainda manteve seu valor reduzido, abaixo de 0,5. Isso mostra que os componentes removidos realmente exerciam pouca influência na resposta do circuito. A topologia resultante é ilustrada na Figura 5-16 e caracteriza-se por ser não convencional.

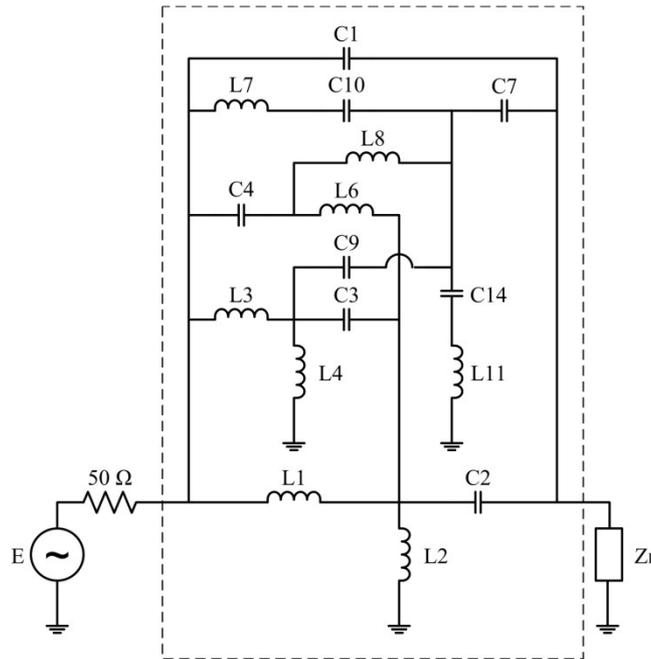


Figura 5-16. Topologia após a redução de rede de casamento.

### 5.3.2. Ajuste dos Valores dos Componentes e Substituição por Componentes Comerciais

Os valores dos componentes foram ajustados à nova topologia, através do método de otimização NMDS. Finalmente, esses componentes foram substituídos por capacitores e indutores comerciais, utilizando-se os valores disponibilizados pelos respectivos fabricantes. Essa substituição foi feita testando-se todas as combinações de valores comerciais vizinhos mais próximos aos valores ajustados, como explicado na Seção 4.4.7. A Tabela 5-11 faz a comparação dos três circuitos e os gráficos da Figura 5-17 incluem o circuito com a rede original desenvolvida nessa comparação.

Tabela 5-11. AJUSTE DOS VALORES DOS COMPONENTES E SUBSTITUIÇÃO POR COMPONENTES COMERCIAIS.

Rede Reduzida		Valores Ajustados		Componentes Comerciais	
Rede	Sensibilidades	Rede	Sensibilidades	Rede	Sensibilidades
C1 1 2 16.51pF	-0.048237	C1 1 2 16.40pF	-0.047702	C1 1 2 15pF	-0.043981
L1 1 3 109.05nH	-0.029868	L1 1 3 109.22nH	-0.028998	L1 1 3 110nH	-0.029352
C2 2 3 19.16pF	-0.122855	C2 2 3 19.39pF	-0.123092	C2 2 3 18pF	-0.116978
L2 3 0 565.73nH	0.043974	L2 3 0 560.52nH	0.044221	L2 3 0 560nH	0.045419
L3 1 4 121.31nH	-0.028715	L3 1 4 114.72nH	-0.029751	L3 1 4 110nH	-0.031105
C3 3 4 193.69pF	-0.001062	C3 3 4 195.90pF	-0.001094	C3 3 4 180pF	-0.000665
L4 4 0 573.71nH	0.045188	L4 4 0 566.26nH	0.045571	L4 4 0 560nH	0.046956
C4 1 5 602.52pF	-0.000184	C4 1 5 650.13pF	-0.000165	C4 1 5 560pF	-0.000197
L6 3 5 563.02nH	-0.006263	L6 3 5 567.39nH	-0.006028	L6 3 5 560nH	-0.006206
L7 1 6 266.86nH	-0.012557	L7 1 6 276.19nH	-0.011787	L7 1 6 270nH	-0.011832
C7 2 7 15.59pF	-0.100820	C7 2 7 15.63pF	-0.100267	C7 2 7 18pF	-0.114553
C9 4 7 287.09pF	-0.001061	C9 4 7 299.04pF	-0.001091	C9 4 7 270pF	-0.002002
L8 5 7 574.73nH	-0.006040	L8 5 7 574.86nH	-0.005894	L8 5 7 560nH	-0.005809
C10 6 7 339.72pF	-0.000355	C10 6 7 375.33pF	-0.000292	C10 6 7 390pF	-0.000296
C14 7 8 89.25pF	0.002481	C14 7 8 383.75pF	0.000531	C14 7 8 330pF	0.000639
L11 8 0 566.61nH	0.050111	L11 8 0 565.27nH	0.046003	L11 8 0 560nH	0.047061
<b>Afinidade</b>	<b>0.875075</b>	<b>Afinidade</b>	<b>0.876419</b>	<b>Afinidade</b>	<b>0.875526</b>
<b>TPG</b>	<b>0.897502</b>	<b>TPG</b>	<b>0.898545</b>	<b>TPG</b>	<b>0.898116</b>
$\epsilon_s$	<b>0.499770</b>	$\epsilon_s$	<b>0.492485</b>	$\epsilon_s$	<b>0.503051</b>

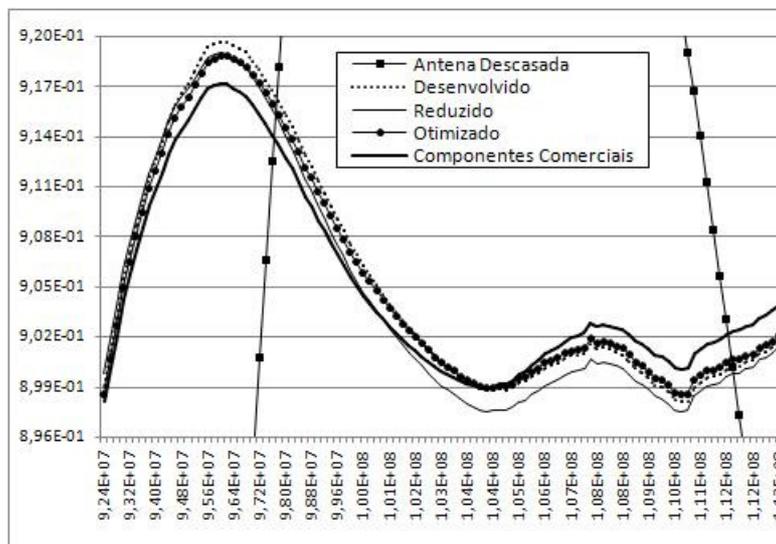
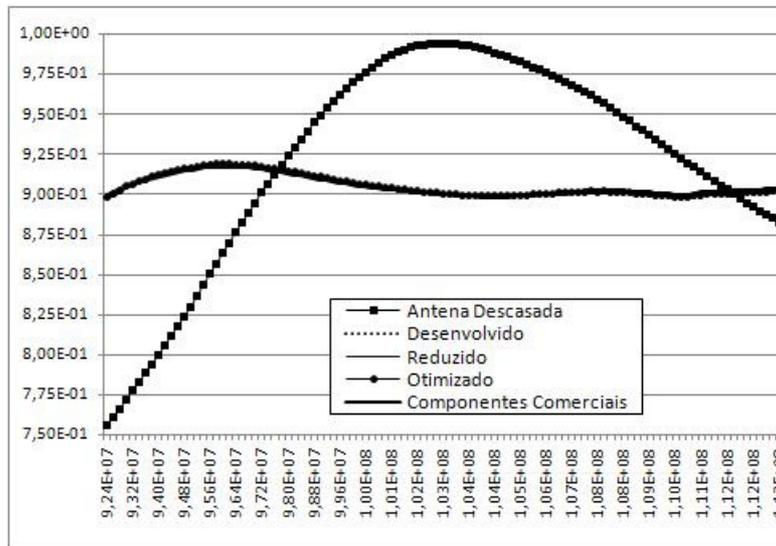
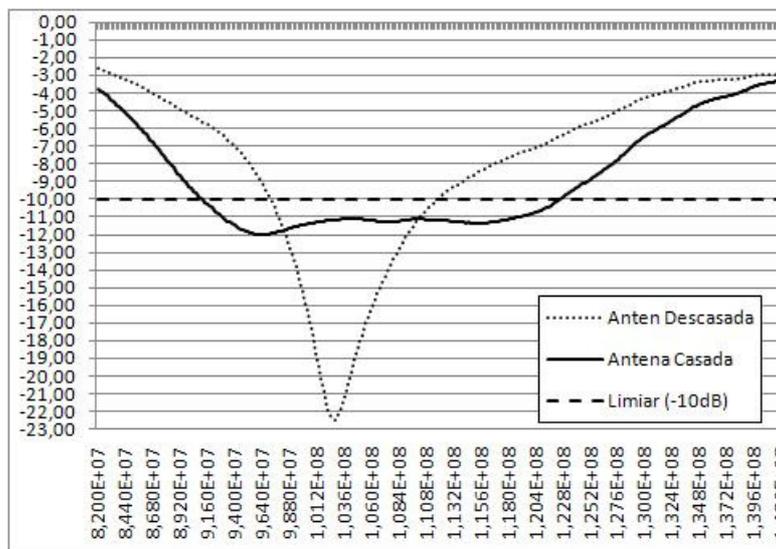


Figura 5-17. Síntese completa partindo de componentes com modelos comerciais.

Os resultados da Tabela 5-11 mostram que mesmo após a substituição dos componentes da rede por capacitores e indutores comerciais, as variações da afinidade e do TPG mantiveram-se na casa dos milésimos. Apenas a variação do erro de sensibilidade foi um pouco maior do que um centésimo em relação ao circuito com valores ajustados. Contudo, mesmo esse erro sendo ainda considerado pequeno, já que os componentes que compõem o circuito final seguem exatamente os modelos e valores fornecidos pelos fabricantes, ele ainda pode ser reduzido, substituindo-se os componentes em relação aos quais o TPG apresente maior sensibilidade por associações que tornem os valores das respectivas capacitâncias e indutâncias mais próximas dos valores obtidos com o circuito ajustado.

Os gráficos da Figura 5-17 mostram que as curvas de TPG dos circuitos obtidos em todas as etapas do projeto são bastante próximas. Esses resultados comprovam a eficácia da metodologia de síntese proposta, especialmente no que se refere às considerações relacionadas à sensibilidade do TPG, já que, partindo de um circuito com 37 componentes com valores contínuos, conseguiu-se obter um circuito com 16 componentes comerciais e, aproximadamente, a mesma resposta.

A Figura 5-18 ilustra a curva da perda de retorno obtida com o circuito final. Apesar da especificação para banda de casamento ter sido de 92,4 MHz a 113,2 MHz (20,8MHz), a rede obtida conseguiu casar a antena na faixa de 91,2 MHz a 122,6 MHz (31,4MHz), ou seja, 51% acima do requisito inicial.



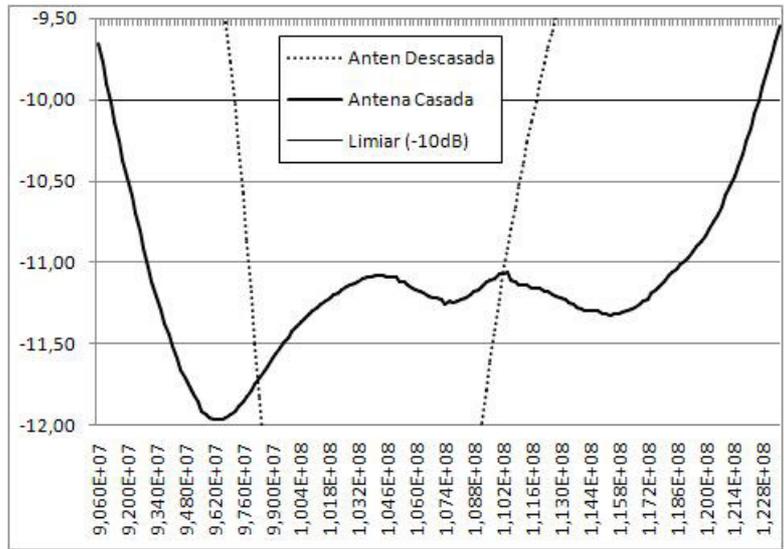


Figura 5-18. Perda de Retorno.

# Capítulo 6 – Conclusões e Propostas de Trabalho

## 6.1. Conclusões

A síntese de redes de casamento de impedância é um dos itens fundamentais no projeto de qualquer sistema de radiofrequência. Entretanto, apesar da sua recorrência em tais projetos, essas redes são um grande desafio para os projetistas, já que, em aplicações práticas, como é o caso da síntese de acopladores de antenas, a impedância de carga varia de forma não-linear com a frequência, sendo difícil obter um modelo que descreva esse comportamento.

Os métodos convencionais de síntese de casadores de impedância necessitam de um modelo racional a partir do qual a rede de casamento é implementada de forma imprecisa. Além disso, essas técnicas limitam-se à utilização de topologias fixas de propósito geral que, muitas vezes, não são as mais adequadas ao atendimento dos requisitos do projeto.

As técnicas de inteligência computacional têm apresentado resultados interessantes em aplicações voltadas para a síntese de casadores de impedância. Essas técnicas permitem a manipulação direta da topologia da rede e dos seus componentes, dispensando o uso de modelos racionais. Elas também possibilitam que topologias não convencionais sejam obtidas, aumentando consideravelmente o espaço de soluções do problema.

Resultados relevantes obtidos através da utilização de GAs em problemas de casamento de impedância e de CSAs em síntese de filtros e outros circuitos analógicos motivaram a aplicação dos CSAs em uma nova metodologia de síntese de casadores de impedância de baixa sensibilidade, apresentada neste trabalho. Essa metodologia utiliza um CSA para o desenvolvimento da topologia da rede, combinado com o método de otimização *Nelder-Mead Downhill Simplex* para a determinação dos valores dos componentes.

As redes de casamento são representadas por matrizes adjacência adaptadas a esse propósito. Essa representação permitiu que novas topologias não convencionais fossem sintetizadas nas aplicações propostas no Capítulo 5. Outros métodos de representação, como as estruturas em árvore, limitam-se à descrição de topologias do

tipo *ladder*. Assim, uma metodologia que utilizasse uma representação por árvores jamais poderia obter os mesmos resultados alcançados.

O algoritmo de desenvolvimento de redes utiliza modelos comerciais dos componentes, fornecidos pelos respectivos fabricantes, através de arquivos em formato Spice. Essa utilização é inédita. Os parâmetros secundários de componentes com valores não disponibilizados são determinados através da interpolação linear dos valores comerciais mais próximos, menor e maior. Tal medida tornou necessária a implementação matemática de novos parâmetros de TPG e de sensibilidade do TPG para a avaliação de redes com perdas.

Uma rotina de construção e inversão de matrizes admitâncias nodais é utilizada para as simulações necessárias à determinação dos parâmetros de TPG e de sensibilidade do TPG. Essa implementação é mais eficiente do que a utilização de um simulador convencional, pois dispensa a realização de inúmeras chamadas externas ao programa de síntese.

As redes de casamento são avaliadas por uma função de objetivo único, implementada a partir da relação existente entre o TPG e a sensibilidade do TPG em relação aos componentes da rede. Essa implementação também é inédita. A utilização de uma função de objetivo único apresenta a vantagem de dispensar a difícil tarefa de escolha de pesos para os erros relacionados aos diversos objetivos em funções multiobjetivos. Sua eficácia foi comprovada através das aplicações propostas no Capítulo 5, já que os melhores resultados foram alcançados, quando comparados aos obtidos por outras técnicas.

A formulação matemática de uma metodologia de redução de redes é outra contribuição inédita desse trabalho. Essa redução é feita através da identificação de componentes, cuja remoção não altera o TPG mínimo do circuito, dentro de uma margem de tolerância pré-determinada. A sensibilidade do TPG em relação aos componentes da rede é utilizada nessa identificação. A técnica mostrou ser eficaz, considerando que redes desenvolvidas a partir de modelos comerciais de capacitores e indutores foram reduzidas de 30 componentes para 15 e de 37 componentes para 16, mantendo-se o TPG mínimo dentro de uma margem de tolerância de um centésimo do seu valor.

A metodologia apresentada obteve os melhores resultados em todas as aplicações propostas no Capítulo 5, quando comparada a outras técnicas. Algumas conclusões podem ser tiradas com base nesses resultados:

- 1) A síntese da rede para o casamento da carga RLC utilizou componentes com modelos e valores ideais. Essa aplicação destinou-se apenas a comprovar a eficácia do uso de CSAs para o desenvolvimento de topologias e da função de objetivo único para a avaliação das redes de casamento.
- 2) Na aplicação de casamento da antena VHF monopolo 1, a rede foi primeiramente desenvolvida a partir de componentes com modelos ideais. Os resultados mostraram um TPG mínimo menor do que o obtido com a metodologia baseada em GA, porém, com um erro de sensibilidade muito menor, resultando em uma maior afinidade. A importância de se considerar a sensibilidade na avaliação de redes de casamento ficou comprovada com a substituição dos componentes ideais por componentes comerciais. Os valores dos parâmetros de afinidade, TPG mínimo e erro de sensibilidade passaram a ser melhores do que os obtidos com as demais técnicas.
- 3) A rede desenvolvida a partir de capacitores e indutores com modelos comerciais apresentou um número muito maior de componentes do que a rede desenvolvida a partir de componentes com modelos ideais. A técnica de redução de redes foi aplicada e sua eficácia foi comprovada, já que o TPG mínimo foi mantido dentro da tolerância pré-determinada de um centésimo do seu valor. Além disso, o circuito continuou apresentando o melhor dentre todos os resultados, inclusive quando comparados aos obtidos com desenvolvimento a partir de componentes com modelos ideais.
- 4) A rede sintetizada para o casamento da antena VHF monopolo 2 conseguiu atender aos requisitos propostos, superando a banda de casamento especificada em 51%, para uma perda de retorno de 10 dB.

## 6.2. Propostas de Trabalho

A metodologia proposta nesse estudo conseguiu gerar bons resultados para os casos apresentados no capítulo anterior. Esses resultados foram, inclusive, superiores aos obtidos através da aplicação de outras técnicas, sendo uma delas a convencional *Real Frequency Technique - RFT* e as outras duas baseadas em Algoritmos Genéticos. Certamente ainda há muito espaço para o amadurecimento dessa nova proposta, através de novos testes comparativos que possam comprovar sua eficácia em seus diversos aspectos.

Uma primeira proposta imediata para a continuidade do trabalho seria a implementação prática dos circuitos gerados, seguida de testes em laboratório, para a validação prática dos resultados obtidos.

Outro ponto que merece ser analisado refere-se à nova função de objetivo único. Os resultados apresentados no presente estudo mostram que essa função merece ser testada em outros algoritmos de síntese, a fim de se comprovar sua eficácia, em metodologias diversas.

A retirada eficaz de até mais de 50% dos componentes de uma rede com perdas, através da aplicação da técnica de redução das redes de casamento com base na análise de sensibilidade, abre campo para a verificação da possibilidade de implementação dessa rotina juntamente com o desenvolvimento das topologias, de modo a se gerar a topologia reduzida automaticamente. Isso, talvez, aumentasse a velocidade de execução do programa, que passaria a tratar de estruturas mais simples, acelerando a realização dos cálculos.

Finalmente, a nova metodologia de síntese de casadores de impedância de baixa sensibilidade apresentada neste trabalho pode ser adaptada para outras aplicações relacionadas à síntese de circuitos analógicos. Alguns exemplos que merecem ser explorados são as sínteses de filtros e de amplificadores. Em qualquer dessas aplicações, faz-se necessária uma adaptação da função objetivo, de acordo com os novos parâmetros a serem avaliados. No caso dos amplificadores, em particular, torna-se necessária a utilização de um simulador externo ao programa de síntese, capaz de trabalhar com os modelos comerciais dos transistores. O elevado nível de complexidade desses modelos dificulta a implementação de uma simples rotina interna ao programa principal de síntese, para a simulação dos circuitos.

## Referências Bibliográficas

- [1] CASTRO, L. N., VON ZUBEN, F. J., "The Clonal Selection Algorithm with Engineering Applications". *Proceedings of the Genetic and Evolutionary Computation Conference (GECCO '00), Workshop on Artificial Immune Systems and Their Applications*, Las Vegas, Nevada, USA, pp. 36-37, 2000.
- [2] CASTRO, L. N., VON ZUBEN, F. J., "Learning and optimization using the clonal selection principle". *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 6, pp. 239-251, Jun, 2002.
- [3] CASTRO, L. N., VON ZUBEN, F. J., "Artificial Immune Systems - Part I: Basic Theory and Applications". *Department of Computer Engineering and Industrial Automation, School of Electrical and Computer Engineering*, State University of Campinas, Brazil, TR DCA 01/99, Dec 1999.
- [4] BROWNLEE, J., "Clonal Selection Algorithms". CIS Technical Report 070209A. Complex Intelligent Systems Laboratory, Centre for Information Technology Research, Faculty of Information Communication Technology, Swinburne University of Technology. Feb. 2007.
- [5] J. NELDER AND R. MEAD, "A Simplex Method for Function Minimization", *Computer Journal*, vol. 7, pp. 308-311, 1965.
- [6] DE SÁ, L. B., VIEIRA, P. F., MESQUITA, A., "Evolutionary Synthesis of Low-Sensitivity Antenna Matching Networks using Adjacency Matrix Representation". *IEEE Congress on Evolutionary Computation (CEC-2009)*, pp. 1201-1208. 2009.
- [7] F. M. FANO, "Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances," *J. Franklin Inst.*, vol. 249, pp. 57-83, 1950.
- [8] COLLIN, R. E., *Foundations of Microwave Engineering*, 2<sup>nd</sup> Ed, Willey, 2001.
- [9] BOWICK, C., AJLUNI, C., BLYLER, J.. *RF Circuit Design*. 2nd Edition, Newnes, pp. 63-102, Oct 2007.
- [10] MINDAN, B., HONG, L., "The Analysis of Impedance Matching Problem in RF Circuit Design", *International Forum on Information Technology and Applications*, pp. 351-353, 2010.
- [11] BOWMAN, D. F. AND KUESTER, E. F., "Impedance matching, broadbanding, and baluns," in *Antenna Engineering Handbook*, J. L. Volakis, Ed., 4th ed. New York: Mc Graw Hill, pp. 52-1-52-31, 2007.
- [12] POZAR, D. M., *Microwave Engineering*, 3rd ed. New York: Wiley, 2005.

- [13] IYER, V., MAKAROV, S. N., HARTY, D. D., *et al.*, “A Lumped Circuit for Wideband Impedance Matching of a Non-Resonant, Short Dipole or Monopole Antenna”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, No. 1, pp. 18-26, Jan 2010.
- [14] BALANIS, C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*. 4<sup>th</sup> Ed. 2005.
- [15] GODARA, B., FABRI, A., “The First Active Tunable Wideband Impedance Matching Circuit”, *Electroscope Applied Electronics*, Nr III, 2008.
- [16] ZHANG, L., ZHENG, G., LI, J., “Active Piezoelectric Energy Harvester Based on Impedance Matching”, *Proceeding of the IEEE International Conference on Automation and Logistics*, pp. 131-135, Zhengzhou, China, August 2012.
- [17] LAPINOJA, M., RAHKONEN, T., “An Active Tuning and Impedance Matching Element”, *IEEE*, 1998.
- [18] SINGH, A., SRON, S. T., ROWSON, S., *et al.*, “Antenna System with Active Impedance Matching”, *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, pp. 2993-2997, 2014.
- [19] N. BALABANIAN, T. A. BICKART, S. SESHU, *Electrical Network Theory*. John Wiley & Sons, pp. 429, 1969.
- [20] BODE, H. A., “Network Analysis and Feedback Amplifier Design”. New York Van Nostrand, 1945.
- [21] YOULA, D. C., “A New Theory of Broadband Matching”. *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-11, pp. 30-50, Mar 1964.
- [22] HELTON, J. W., “Broadbanding: Gain Equalization Directly from Data”. *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-28, pp. 1125–1137, Dec. 1981.
- [23] CARLIN, H. J. “A New Approach to Gain-Bandwidth Problems”. *IEEE Trans. on Circ. and Syst.*, vol. 23, pp. 170-175, Apr. 1977.
- [24] B. S. YARMAN, *Broadband Matching a Complex Generator to a Complex Load*, PhD thesis, Cornell University, 1982.
- [25] YARMAN, B. S. “Design of Ultra Wideband Antenna Matching Networks – Via Simplified Real Frequency Technique”. *Ed. Springer*, 2008.
- [26] DARLINGTON, S., “Synthesis of Reactance 4-Poles”, *Journal of Mathematics and Physics*, fal. XVIII, pp. 275-353, Sep 1939.
- [27] SCHWARTZ, D. F., ALLEN, J. C., “Wide-Band Impedance Matching:  $H^\infty$  Performance Bounds”. *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*, vol. 51, no. 7, pp. 364-368, Jul 2004.

- [28] J. PANDEL AND A. FETTWEIS, “Broadband matching using parametric representations”, *IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems*, vol. 41, pp. 143–149, 1985.
- [29] B. S. YARMAN AND A. FETTWEIS, “Computer Aided Double Matching via Parametric Representation of Brune Functions”, *IEEE Trans. on CAS* vol. 37, No:2, February, pp.212–222, 1990.
- [30] YARMAN, B. S., *Design of Ultra Wideband Power Transfer Networks*, John Willey & Sons. 2010.
- [31] A. FETTWEIS, “Parametric representation of brune functions”, *Int. J. Circuit Theory and Appl.*, vol. 7, pp. 113–119, 1979.
- [32] B. S. YARMAN, “A simplified real frequency technique for broadband matching complex generator to complex loads”, *RCA Review*, vol. 43, pp. 529–541, Sept. 1982.
- [33] B. S. YARMAN AND H. J. CARLIN, “A Simplified Real Frequency Technique Applied to Broadband Multistage Microwave Amplifiers”. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-30, no. 3, pp. 2216–2222, Dec. 1982.
- [34] YEGIN, K., MARTIN, A. Q., “On the Design of Broad-Band Loaded Wire Antennas Using the Simplified Real Frequency Technique and a Genetic Algorithm”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, No. 2, pp. 220-228, Feb 2003.
- [35] PACHECO, M. A. C., “Algoritmos Genéticos: Princípios e Aplicações”. Disponível em <http://www.ica.ele.puc-rio.br/Downloads/38/CE-Apostila-Comp-Evol.pdf>.
- [36] MCCULLOCH, W. S., PITTS, W., “A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity”, *Bulletin of Mathematical Biophysics*, 5, pp. 115-133, 1943.
- [37] THOMAS L. HEMMINGER, “Antenna Impedance Matching with Neural Network”, *Int. J. Neur. Syst.*, 15, Issue 5, 357, 2005.
- [38] MATHWORKS. “Least Squares Model Fitting Algorithms” Disponível em <http://www.mathworks.com/help/optim/ug/least-squares-model-fitting-algorithms.html#f204>
- [39] HEMMINGER, T. L., “Understanding Transmission Line Impedance Matching Using Neural Networks and PowerPoint”, *35th ASEE/IEEE Frontiers in Education Conference*, Session T4E, pp. T4E-18-23, 2005.

- [40] J. J. HOPFIELD AND D. TANK, “Neural computation of decisions in optimization problems,” *Biological Cybern.*, vol. 52, no. 3, pp. 141-152, July 1985.
- [41] VAI, M., PRASAD, S., “Automatic Impedance Matching with a Neural Network”, *IEEE Microwave And Guided Wave Letters*, Vol. 3, No. 10, pp. 353-354, October 1993.
- [42] ZADEH, L. A., “Fuzzy Sets”. *University of California, Department of Electrical Engineering and Electronics Researchs Laboratory, Information and Control*, 8, pp 338-353, 1965.
- [43] T. TAKAGI AND M. SUGENO, “Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, vol. SMC-15, pp. 116-132, 1985.
- [44] ARROYO HUERTA, JOSÉ E.; DÍAZ MÉNDEZ, ALEJANDRO ; RAMÍREZ CORTÉS, J. MANUEL, *et al.*, “Fuzzy Logic Control for Automatic Impedance Matching”, *International Conference on Microelectronics – IMC*, Hammamet, Tunisia, pp. 1-5, December, 19-22, 2011.
- [45] K. TANAKA AND M. SUGENO, “Stability analysis and design of fuzzy control systems”, *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 45, pp. 135-156, 1992.
- [46] Z. H. HUANG AND Q. SHEN, “A new fuzzy interpolative reasoning method based on center of gravity”, *Proc. of the International Conference on Fuzzy Systems*, volume 1, pp. 25-30, 2003.
- [47] E. ARROYO-HUERTA, A. DÍAZ-MÉNDEZ, J.M. RAMÍREZ-CORTÉS, *et al.*, “An adaptive impedance matching approach based on fuzzy control”, *IEEE*, 2009.
- [48] HOLLAND, J., “Adaptation in Natural and Artificial Systems”. *1<sup>st</sup> ed.*, *University of Michigan Press*, Ann Arbor, 1975.
- [49] GREENWOOD, G. W., “Introduction to Evolvable Hardware – A Practical Guide for Designing Self-Adaptative Systems”. *IEEE Press Series on Computational Intelligence*, pp. 17. 2007.
- [50] KOZA, J. R., “Genetic Programming: On the Programming of Computers by Means of Natural Selection”. ISBN 0262111705. MIT Press, 1992.
- [51] RECHENBERG, I., “Cybernetic Solution Path of an Experimental Problem”, Roy. Aircr. Establ. Libr. Transl., 1122, Farnborough, Hants, UK, 1965.

- [52] SCHWEFEL, H.-P. (1965), *Kybernetische Evolution als Strategie der Experimentellen Forschung in der Strömungstechnik*. Diploma thesis, Technical University of Berlin, Março.
- [53] L.J. FOGEL. *Autonomous automata*, Industrial Research, Vol. 4, pp. 14-19, 1962.
- [54] L.J. FOGEL, *Biotechnology: Concepts and Applications*, Prentice-Hall, Englewood, NJ, 1963.
- [55] L.J. FOGEL, *On the organization of intellect*, Ph.D. dissertation, UCLA, 1964.
- [56] L.J. FOGEL, A.J. OWENS, AND M.J. WALSH, “On the evolution of artificial intelligence,” *Proc. 5th National Symp. On Human Factors in Engineering, IEEE*, San Diego, CA, pp. 63-76, 1964.
- [57] L.J. FOGEL, A.J. OWENS, AND M.J. WALSH, “Intelligent decision-making through a simulation of evolution,” *IEEE Transactions on Human Factors Electronics*, Vol. 6, pp. 13-23, 1965a.
- [58] L.J. FOGEL, A.J. OWENS, AND M.J. WALSH, “Intelligent decision-making through a simulation of evolution,” *Behavioral Science*, Vol. 11, pp. 253-272, 1965b.
- [59] L.J. FOGEL, A.J. OWENS, AND M.J. WALSH, *Artificial Intelligence through Simulated Evolution*, John Wiley, NY, 1966.
- [60] LAI A, CALOZ C, ITOH T., “Composite right/left-handed transmission line metamaterials”. *IEEE Microwave Mag*, Vol. 9, pp. 34–40, 2004.
- [61] GÜNEL, T., “A genetic approach to the synthesis of composite right/left-handed transmission line impedance matching sections”, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, Volume 61, Issue 7, Pages 459–462, 2 July 2007.
- [62] RODRÍGUEZ. J. L., GARCÍA-TUÑÓN, I., TABOADA, *et al.*, “Broadband HF Antenna Matching Network Design Using a Real-Coded Genetic Algorithm”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 3, Mar 2007.
- [63] H. DEDIEU, C. DEHOLLAIN, J. NEIRYNCK, AND G. RHODES, “A new method for solving broadband matching problems,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 41, no. 9, pp. 561–571, Sep. 1994.
- [64] SÁ, L. B., VIEIRA, P. F., MESQUITA, A. “Automatic Synthesis of Lossless Matching Networks”, *Lecture Notes in Computer Science*, Vol. 6274, pp. 310-321, 2010.

- [65] A. MESQUITA, F. A. SALAZAR, P. P. CANAZIO, “Chromosome representation through adjacency matrix in evolutionary circuits synthesis”, in *Proc. of the NASA/DoD Conference on Evolvable Hardware*, pp. 102-109, 2002.
- [66] FRANCO, P., *Hierarchical Genetic Algorithms*, Disponível em: [http://www.otlet-institute.org/wikics/Hierarchical\\_Genetic\\_Algorithms.html](http://www.otlet-institute.org/wikics/Hierarchical_Genetic_Algorithms.html).
- [67] TAN, Y. H., YI, R. F., SUN, Y. C., “Wideband Tuning of Impedance Matching Networks using Hierarchical Genetic Algorithms for Multistandard Mobile Communications”, *Journal of Computers*, Vol 7, No 2 (2012), 356-361, Feb 2012.
- [68] MALOSSINI, A., BLANZIERI, E., CALARCO, T.: “Quantum genetic optimization”, *IEEE Trans. Evol. Comput.*, 12, (2), pp. 231–241, 2008.
- [69] NARAYANAN, A., MOORE, M.: ‘Quantum inspired genetic algorithm’. *Proc. Int. Conf. Evolutionary Computation*, pp. 61–66, 1996.
- [70] TAN, Y., SUN, Y., LAUDER, D., “Automatic impedance matching and antenna tuning using quantum genetic algorithms for wireless and mobile communications”, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Volume 7, Issue 8, p. 693-700, 2013.
- [71] SU, Y. K., HOU, H. S., CHANG, S. J., “Practical impedance matching using genetic programming”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 48, Issue 2, pages 375–377, February 2006.
- [72] DIESTEL, R. “Graph Theory”. Springer-Verlag, 1997.
- [73] KIRKPATRICK, S., GELATT JR, C. D., VECCHI, M. P., "Optimization by Simulated Annealing". *Science New Series*, Vol. 220, No. 4598, pp. 671–680, 1983.
- [74] THOMPSON, M., FIDLER, J. K., “Application of The Genetic Algorithm and Simulated Annealing to LC Filter Tuning”, *IEE Proceedings – Circuits, Devices and Systems*, Vol. 148, No. 4, pp. 177-182, August 2001.
- [75] SUN Y AND FIDLER JK, “Component value ranges of tunable impedance matching networks in RF communication systems”, *Proc. IEE Seventh International Conference on HF Radio Systems and Techniques*, pp. 185-189, Nottingham, UK, 1997.
- [76] KENNEDY, J.; EBERHART, R.C. *Swarm Intelligence*. Morgan Kaufmann. ISBN 1-55860-595-9, 2001.
- [77] KENNEDY, J.; EBERHART, R. "Particle Swarm Optimization". *Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks*. IV. pp. 1942–1948, 1995.

- [78] KENNEDY, J. "The particle swarm: social adaptation of knowledge". *Proceedings of IEEE International Conference on Evolutionary Computation*. pp. 303–308, 1997.
- [79] POLI, R. "Analysis of the publications on the applications of particle swarm optimisation". *Journal of Artificial Evolution and Applications* 2008: 1–10, 2008.
- [80] BELEN, M. A., DEMIREL, S., GÜNES F., *et al.*, "Design Optimization of the Exponentially Tapered Microstrip Impedance Matching Sections Using a Cost Effective 3-D-SONNET-based SVRM with the Particle Swarm Intelligence", *Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings – PIERS Proceedings*, Stockholm, Sweden, pp. 1490-1494, Aug. 12-15, 2013.
- [81] DEMIREL, S., GÜNES, F., KESKIN, A. K., "Design of an ultra-wide band Low Noise Microstrip Amplifier Using 3D Sonnet- Based SVRM with Particle Swarm Optimization for Space Applications," *6th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST)*, pp. 445-450, Turkish, 2013.
- [82] MARCO D., VITTORIO M., ALBERTO C., "Optimization by a colony of cooperating agents". *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics–Part B*. pp. 1-13, 1996.
- [83] HIROYASU T., MIKI M., ONO Y., MINAMI Y., *Ant Colony for Continuous Functions, The Science And Engineering*, Doshisha University, 2000.
- [84] AYDEMIR, M.E., BUYUKATAK, K., ILARSLAN, M., "Swarm intelligence in solution of impedance matching problem in Satellite Transmitters", *5th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST)*, pp. 436-440, 2011.
- [85] R.STORN AND K.PRICE, "Differential evolution-a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces," *Journal of Global Optimization*, vol. 11, pp. 341-359, 1997.
- [86] Z. YANG, K. TANG AND X. YAO, "Differential Evolution for high dimensional function optimization," *Proc. of IEEE Congress on Evolutionary Computation*, pp. 3523-3530, 2007.
- [87] BHASKAR GUPTA, A. D., ROY, J. S., "Performance Comparison of Differential Evolution, Genetic Algorithm and Particle Swarm Optimization in Impedance Matching of Aperture Coupled Microstrip Antennas," *in 11th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, pp.17-20, 8-10 Sept. 2011.

- [88] Zeland IE3D: Method of Moments based electromagnetic simulator, electromagnetic design and simulation software, Mentor Graphics.
- [89] L. N. DE CASTRO AND J. TIMMIS. “Artificial Immune Systems: A New Computational Intelligence Approach”. Springer, 2002.
- [90] BROWNLEE, J., “Clever Algorithms – Nature Inspired Programming Recipes”. First Edition. 2011
- [91] AL-ENEZI, J. R., ABBOD, M. F., ALSHRHAN, S., “Artificial Immune Systems – Models, Algorithms and Applications”. *IJRRAS* 3 (2), pp 118-131. 2010.
- [92] FRANK MACFARLANE BURNET, “A modification of Jerne’s theory of antibody production using the concept of clonal selection”. *Australian Journal of Science*, vol. 20, pp. 67-69, 1957.
- [93] FRANK MACFARLANE BURNET. “The clonal selection theory of acquired immunity”, Nashville, Tennessee, U.S.A.: Vanderbilt University Press, 1959.
- [94] FRANK MACFARLANE BURNET, Clonal selection and after Theoretical Immunology, vol. pp. 63-85, 1978.
- [95] HE, Y., JIAN, C., “Clonal Selection Algorithm with Adaptive Mutation and Roulette Wheel Selection”. *International Conference on Computational Intelligence and Security Workshops*, pp. 93-96. 2007.
- [96] WOLPERT, D., MACREADY, W., “No Free Lunch Theorem for Optimization”, *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, pp. 67-82, 1997.
- [97] X. WANG. “Clonal Selection Algorithm in power filter optimization.” *In: Jarno Martikainen (editor). Proceedings of the 2005 IEEE Mid-Summer Workshop on Soft Computing in Industrial Applications (SMCia 2005)*, pages 122-127. Espoo, Finland. 28-30 June 2005.
- [98] Ying-Yi Hong, Wun-Jhih Liao, “Optimal passive filter planning considering probabilistic parameters using cumulant and adaptive dynamic clone selection algorithm”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Volume 45, Issue 1, Pages 159-166, February 2013.
- [99] GAN, Z., YANG, Z., LI, G., JIANG, M., “Automatic Synthesis of Practical Passive Filters Using Clonal Selection Principle-Based Gene Expression Programming”. *Proceedings of 7th International Conference, ICES 2007*, pp 89-99, Wuhan, China, September 21-23, 2007.

- [100] GAN, Z., YANG, Z., SHANG, T., YU, T., JIANG, M., “Automated synthesis of passive analog filters using graph representation, *Expert Systems with Applications*”, Volume 37, Issue 3, Pages 1887-1898, 15 March 2010.
- [101] JIANG, M., YANG, Z., GAN, Z., “Optimal Components Selection for Analog Active Filters Using Clonal Selection Algorithms”, *Proceedings of Third International Conference on Intelligent Computing, ICIC 2007*, pp 950-959 Qingdao, China, August 21-24, 2007.
- [102] J. VLACH AND K. SINGHAL, “Computer Methods for Circuit Analysis and Design”, Van Nostrand Reinhold, 2nd Ed., 1994.
- [103] G. DARYANANI, “Principles of Active Network Synthesis and Design”, John Wiley & Sons, 1980.
- [104] Site do fabricante Murata – Disponível em: <http://psearch.en.murata.com/capacitor/lineup/grm>
- [105] Site do fabricante Coilcraft – Disponível em: [www.coilcraft.com/0805cs.cfm](http://www.coilcraft.com/0805cs.cfm)
- [106] M. N. S. SWAMY AND K. THULASIRAMAN, *Graphs, Networks and Algorithms*, John Wiley & Sons, 1981.
- [107] CHANG, S. J., HOU, H. S., SU, Y. K., “Automated passive filter synthesis using a novel tree representation and genetic programming”. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 10, Issue 1, pp. 93-100. 2006.
- [108] J. D. LOHN AND S. P. COLOMBANO, “A Circuit Representation Technique for Automated Circuit Design”, *IEEE Trans. Evol. Comp.*, vol. 3, no. 3, pp. 205-219, Sep. 1999.
- [109] BOESCH, F. T., & MCHUGH, J. A. M. “Synthesis of biconnected graphs”. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 21(3), 330–334.
- [110] ZEBULUM, R. S.; PACHECO, M. A. C.; VELLASCO, M. M. B. R.; *Evolutionary Electronics - Automatic Design of Electronic Circuits and Systems by Genetic Algorithms*, CRC Press, 2001.
- [111] A. Ciccazzo, P. Conca, G. Nicosia, G. Stracquadiano, “An Advanced An Advanced Clonal Selection Algorithm with Ad-Hoc Network-Based Hypermutation Operators for Synthesis of Topology and Sizing of Analog Electrical Circuits”, *Artificial Immune Systems, Lecture Notes in Computer Science*, Volume 5132, pp. 60-70, 2008.

- [112] P. Conca, G. Nicosia, G. Stracquadiano, "A Clonal Selection Algorithm for the Automatic Synthesis of Low-Pass Filters", *Artificial Life and Evolutionary Computation*, Proceedings of Wivace, pp. 69-81, 2008.