

TÉCNICAS EVOLUTIVAS PARA TESTE E DIAGNÓSTICO DE FILTROS
ANALÓGICOS

Carlos Eduardo de Freitas Savioli

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE
FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM
ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

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

Prof. Antonio Petraglia, Ph.D.

Prof. José Franco Machado do Amaral, D.Sc..

Prof. José Vicente Calvano, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL
MARÇO DE 2005

SAVIOLI, CARLOS EDUARDO DE FREITAS

Técnicas Evolutivas para Teste e Diagnóstico de
Filtros Analógicos [Rio de Janeiro] 2005

XVIII, 138 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc.,
Engenharia Elétrica, 2005)

Tese - Universidade Federal do Rio de
Janeiro, COPPE

1. Teste em circuitos analógicos
2. Filtros analógicos
3. Algoritmos genéticos
4. *Particle Swarm*

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

Dedico todo o meu esforço e meu diploma de mestrado a Deus, o verdadeiro Mestre, que me deu esta Tese; e ao pequeno Victor, que nem sabe o que é uma tese.

Agradecimentos

Nenhuma conquista é solitária. Ainda que o título e o triunfo sejam indivisíveis, nada se faz sem a indispensável ajuda daqueles que nos são próximos. Começo agradecendo àqueles a quem mais amo: meus pais, minha avó, minha futura esposa Juliana, minha irmã e seu filho, um lindo menino de três anos para quem o mundo só é feito de brincadeiras e desejos. Obrigado por terem enfrentado de forma compreensiva, carinhosa e serena os longos períodos de minha ausência e, mais ainda, por fazerem de mim aquilo que sou.

Agradeço à Marinha do Brasil, a quem devo a honra de servir-lhe como seu Oficial, nas pessoas dos Capitães-de-Mar-e-Guerra Gusmão, Costa Neto e da Capitão-de-Fragata Eliana Ferret, por me oferecerem a oportunidade de cursar este mestrado em tempo parcial, e evitarem que os problemas inerentes do dia-a-dia prejudicassem o meu comparecimento às aulas. Espero poder retribuir a este país à altura.

Aos meus grandes amigos, do trabalho e da vida, que estiveram nesta torcida fervorosa e tensa contra o relógio, e que me fizeram e fazem-me sentir tão bem em suas companhias: Raul, Paula, Julio, Fabiano, a Família Diniz, Csurá, Auro, Magalde, Josenilton, Moraes Jr., *Os Topetes com Gumex*, Samuel e Luciana, D. Elza, Ana Cláudia, Yndira e Andressa. Obrigado por tornarem a minha vida mais agradável.

Ao meu futuro cunhado Samuel, que se privou do uso de seu próprio computador por dias a fio para ocupá-lo com minhas intermináveis simulações.

Ao meu admirado orientador, Prof. Mesquita, pelos frutíferos debates e pela sua generosa amizade. Ao meu grande amigo e orientador externo, Professor e Comandante Calvano, para quem não há palavras que expressem a minha gratidão por toda a dedicação dada a mim durante este trabalho. Ter sido o primeiro mestre formado sob a sua orientação foi mesmo muita sorte minha, e, também, algo de que muito me orgulho.

E, por último, termino agradecendo ao Deus Todo-Poderoso, que me concedeu este sonho já desejado durante sete anos desde a minha formatura, e que, com Seu infinito Poder e Misericórdia, moveu com maestria as peças desse jogo de xadrez que é a vida, fazendo sempre coincidir o fato certo com a hora certa. Obrigado por dar sentido a minha vida.

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

TÉCNICAS EVOLUTIVAS PARA TESTE E DIAGNÓSTICO DE FILTROS ANALÓGICOS

Carlos Eduardo de Freitas Savioli

Março/2005

Orientadores: Prof. Antonio Carneiro de Mesquita Filho
Prof. José Vicente Calvano

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho propõe uma técnica de modelagem de falhas paramétricas em circuitos analógicos e outras duas técnicas de geração de vetores de teste no domínio da frequência, baseadas nos métodos evolutivos dos algoritmos genéticos e *particle swarm*, que representam uma classe de algoritmos adequada para busca de máximos ou mínimos de funções que não possuem forma analítica conhecida. A modelagem de falhas baseia-se na propriedade de amostragem do impulso e permite analisar graficamente o comportamento complexo de um circuito analógico que ocorre quando seus componentes sofrem desvios paramétricos. As técnicas, aplicadas em conjunto, foram empregadas em filtros analógicos e são apresentados resultados de diagnósticos para as falhas modeladas, cobertura de falhas e comparou-se o desempenho computacional dos dois métodos evolutivos utilizados.

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

TEST AND DIAGNOSIS OF ANALOG FILTERS USING EVOLUTIONARY TECHNIQUES

Carlos Eduardo de Freitas Savioli

March/2005

Advisors: Prof. Antonio Carneiro de Mesquita Filho
Prof. José Vicente Calvano

Department: Electrical Engineering

This work proposes a technique for modeling parametric faults in analog circuits, and also two techniques for generating test vectors in the frequency domain, based on genetic algorithms and particle swarm as evolutionary techniques, which are search methods suitable for finding maximum and minimum of functions whose analytical expression is unknown. The fault modeling is based upon the impulse sampling property and shows graphically the complex behaviour of a circuit when its components are parametrically deviated. These techniques together were applied to analog filters and results such as diagnosis for the modeled faults, fault coverage and a performance comparison between the two evolutionary techniques are presented.

Índice

1. Introdução.....	1
2. Testes em Circuitos Integrados, Técnicas Evolutivas e Sócio-Cognitivas.....	6
2.1. <i>Testes em Circuitos Integrados</i>	6
2.1.1. Definições e Conceitos Básicos	6
2.1.2. O Teste em Circuitos Analógicos	11
2.2. <i>Técnicas Evolutivas</i>	12
2.2.1. Histórico, Definições e Conceitos Básicos	12
2.3. <i>Técnicas Sócio-Cognitivas</i>	16
2.3.1. Histórico, Definições e Conceitos Básicos	16
3. Revisão Bibliográfica.....	22
3.1. <i>Abordagens de Modelagem de Falhas</i>	22
3.1.1. Abordagem Utilizando Falhas Paramétricas	22
3.2. <i>Abordagens de Diagnóstico</i>	23
3.2.1. Abordagens utilizando Redes Neurais Artificiais	23
3.2.2. Abordagens Utilizando Técnicas Numéricas Iterativas	24
3.2.3. Abordagens Utilizando Transformada Wavelet	24
3.3. <i>Abordagens de Geração Automática de Vetores de Teste</i>	25
3.3.1. Abordagens Utilizando Algoritmos Genéticos	25
3.3.2. Abordagens Utilizando Técnicas Estocásticas.....	26
3.3.3. Abordagens Utilizando Estudos de Sensibilidade	26
4. A Geração Automática de Testes para Filtros Analógicos e Modelagem de Falhas... 27	
4.1. <i>Escopo do Problema</i>	28
4.2. <i>Pressupostos da Proposta de Solução do Problema</i>	29
4.2.1. Emprego de Técnicas Evolutivas e Sócio-Cognitivas	29

4.2.2.	Teste Somente em Filtros Analógicos.....	29
4.2.3.	Os Modelos de Falhas Empregados	30
4.3.	<i>Descrição do Método</i>	31
4.3.1.	Modelagem de Falhas.....	32
4.3.2.	A Geração Automática de Vetores de Teste	50
4.4.	<i>Outra Possível Aplicação Do Método</i>	76
4.4.1.	Análise de Sensibilidades	77
4.5.	<i>Implementação do Método</i>	80
5.	Avaliação das Metodologias Propostas	81
5.1.	<i>Dicionário de Falhas e Falhas para Diagnóstico</i>	82
5.2.	<i>Dados das Avaliações Realizadas</i>	83
5.3.	<i>Testes com a Estrutura Sallen-Key</i>	84
5.3.1.	Limite de Sensibilidade: Tolerância do Componente mais Sensível	87
5.3.2.	Limite de Sensibilidade: Valor Absoluto	96
	<i>Testes com o Filtro Tow-Thomas Ativo Passa-Faixa</i>	100
5.3.3.	Limite de Sensibilidade: Tolerância do Componente mais Sensível	102
5.4.	<i>Testes com o Filtro Butterworth Ativo Passa-Alta de 4ª Ordem</i>	106
5.4.1.	Limite de Sensibilidade: Tolerância do Componente mais Sensível	108
5.5.	<i>Testes com Filtro Elíptico Passivo Passa-Baixa de 5ª. Ordem</i>	112
5.5.1.	Limite de Sensibilidade: Tolerância do Componente mais Sensível	114
5.6.	<i>Discussão dos Resultados</i>	118
5.6.1.	Aspectos Gerais do Diagnóstico	118
5.6.2.	Aspectos Particulares do Diagnóstico	121
5.6.3.	Aspectos da Execução dos Algoritmos de Geração de Vetores de Teste	126
6.	Conclusões	128

7. Sugestões para Futuros Trabalhos	130
8. Referências Bibliográficas	131
APÊNDICE I. Conceitos de Álgebra Linear e Geometria Analítica.....	137
APÊNDICE II. Artigos	138

Índice de Figuras

<u>figura 2.1: Síntese da classificação dos termos associados a falhas.</u>	10
<u>figura 2.2: Síntese da classificação dos termos associados a testes (I).</u>	10
<u>figura 2.3: Síntese da classificação dos termos associados a testes (II).</u>	11
<u>figura 2.4: Características dos algoritmos genéticos.</u>	16
<u>figura 2.5: Fluxograma-exemplo de um algoritmo genético.</u>	16
<u>figura 2.6: topologia em estrela.</u>	18
<u>figura 2.7: topologia em roda.</u>	18
<u>figura 2.8: topologia em círculo.</u>	18
<u>figura 2.9: topologia randômica.</u>	19
<u>figura 2.10: características dos algoritmos <i>particle swarm</i>.</u>	21
<u>figura 4.1: Filtro passa-faixa do tipo Sallen Key.</u>	31
<u>figura 4.2: Resposta em freqüência do filtro passa-faixa.</u>	32
<u>figura 4.3: Curvas de falha de alguns componentes.</u>	33
<u>figura 4.4: Curvas de falha de um mesmo componente.</u>	34
<u>figura 4.5: Transformação tempo-freqüência de sinal cossenoidal.</u>	35
<u>figura 4.6: Tensões amostradas do filtro sem falhas.</u>	35
<u>figura 4.7: Tensões amostradas do filtro com desvio de +10% em R1.</u>	36
<u>figura 4.8: Superposição das duas curvas amostradas.</u>	37
<u>figura 4.9: Ponto no espaço formado pelas diferenças de tensão obtidas.</u>	38
<u>figura 4.10: Trajetória de falha do componente R1.</u>	39
<u>figura 4.11: Interseção de trajetórias no espaço de pontos de falha.</u>	41
<u>figura 4.12: Dispersão de trajetórias no espaço de pontos de falha.</u>	42
<u>figura 4.13: Histograma das coordenadas de falha por quadrante.</u>	43
<u>figura 4.14: Curvas do dicionário de falhas do filtro Sallen-Key.</u>	44

<u>figura 4.15: Detalhe da região destacada na figura 4.14.</u>	44
<u>figura 4.16: Coordenadas de falha obtidas.</u>	45
<u>figura 4.17: Inclusão de um círculo concêntrico à origem.</u>	45
<u>figura 4.18: Barras de tolerância (eixo y = logarítmico).</u>	46
<u>figura 4.19: Curvas do dicionário de falhas das variações positivas de R2.</u>	46
<u>figura 4.20: Detalhe da região destacada na figura 4.19.</u>	47
<u>figura 4.21: Trajetória de falha parcial de R2.</u>	47
<u>figura 4.22: Trajetória de falha no interior de um círculo.</u>	48
<u>figura 4.23: Verificação de limite de sensibilidade por meio do componente mais sensível.</u>	48
<u>figura 4.24: Coincidência de segmentos de falha.</u>	49
<u>figura 4.25: Histograma da distribuição de coordenadas de falha no espaço de pontos de falha.</u>	52
<u>figura 4.26: Dinâmica da formação de gerações em um algoritmo genético.</u>	60
<u>figura 4.27: Roleta.</u>	62
<u>figura 4.28: Operação de <i>crossover</i> entre dois indivíduos.</u>	63
<u>figura 4.29: Operação de mutação.</u>	64
<u>figura 4.30: Gráfico de evolução.</u>	65
<u>figura 4.31: Gráfico de evolução.</u>	65
<u>figura 4.32: Partículas de um processo sócio-cognitivo qualquer.</u>	69
<u>figura 4.33: Mudança de posição da partícula <i>i</i>.</u>	71
<u>figura 4.34: Implementação do limite de velocidade [34].</u>	71
<u>figura 4.35: Trajetória de falha e coordenadas de falha desconhecidas para diagnóstico.</u>	73
<u>figura 4.36: Detalhe da figura 4.35.</u>	74

<u>figura 4.37: Erro de quantização.</u>	75
<u>figura 4.38: Espaço de localização de uma dada falha.</u>	76
<u>figura 4.39: Trajetórias de falha de alguns componentes do filtro <i>Sallen-Key</i>.</u>	79
<u>figura 5.1: Filtro passa-faixa do tipo <i>Sallen Key</i>.</u>	84
<u>figura 5.2: Resposta em frequência do filtro passa-faixa.</u>	85
<u>figura 5.3: Macromodelo simplificado do amplificador operacional TL082.</u>	86
<u>figura 5.4: Amostras do espectro para os vetores de teste encontrados para a estrutura <i>Sallen-Key</i>. (I).</u>	88
<u>figura 5.5: Amostras do espectro para os vetores de teste encontrados para a estrutura <i>Sallen-Key</i>. (II)</u>	88
<u>figura 5.6: Trajetórias de falha para duas componentes do vetor de teste.</u>	89
<u>figura 5.7: Ampliação da região em torno da origem.</u>	90
<u>figura 5.8: Trajetórias de falha para três componentes do vetor de teste.</u>	90
<u>figura 5.9: Ampliação da região em torno da origem.</u>	91
<u>figura 5.10: Gráficos de evolução para estrutura <i>Sallen-Key</i> (I).</u>	95
<u>figura 5.11: Gráficos de evolução para estrutura <i>Sallen-Key</i> (II).</u>	95
<u>figura 5.12: Filtro <i>Tow-Thomas</i> Passa-Faixa Ativo.</u>	100
<u>figura 5.13: Resposta em frequência do filtro <i>Tow-Thomas</i> passa-faixa.</u>	100
<u>figura 5.14: Filtro <i>Butterworth</i> Passa-Alta Ativo de 4^a Ordem.</u>	106
<u>figura 5.15: Resposta em frequência do filtro <i>Butterworth</i> passa-faixa.</u>	106
<u>figura 5.16: Filtro elíptico passa-baixa passivo de 5^a. ordem.</u>	112
<u>figura 5.17: Resposta em frequência do filtro elíptico passa-baixa.</u>	112
<u>figura 5.18: Cobertura de falhas X número de componentes do vetor de teste.</u>	119
<u>figura 5.19: Cobertura de falhas média x parâmetros do circuito.</u>	119
<u>figura 5.20: Desempenho: Algoritmos Genéticos x <i>Particle Swarm</i>.</u>	120

<u>figura 5.21: Número de relações de erro x número de componentes do vetor de teste.</u>	121
<u>figura 5.22: Relações de erro do filtro <i>Sallen-Key</i> (I).</u>	122
<u>figura 5.23: Relações de erro do filtro <i>Sallen-Key</i> (II).</u>	123
<u>figura 5.24: Relações de erro do filtro <i>Tow-Thomas</i>.</u>	123
<u>figura 5.25: Relações de erro do filtro <i>Butterworth</i>.</u>	124
<u>figura 5.26: Relações de erro do filtro elíptico.</u>	125
<u>figura 5.27: Tempos de execução dos métodos de busca.</u>	127

Índice de Tabelas

<u>tabela 4.1: codificação dos vetores de teste</u>	55
<u>tabela 4.2: duas distribuições hipotéticas de coordenadas de falha</u>	57
<u>tabela 4.4: aptidão dos indivíduos antes da normalização</u>	59
<u>tabela 4.5: aptidão dos indivíduos após a normalização</u>	59
<u>tabela 4.6: aptidão dos indivíduos em uma dada geração</u>	61
<u>tabela 4.7: aptidão e aptidão relativa dos indivíduos em uma dada geração</u>	62
<u>tabela 4.8: aptidão dos indivíduos normalizada de uma dada população</u>	66
<u>tabela 4.9: valores das partículas na figura 4.32</u>	70
<u>tabela 5.1: resumo da configuração dos experimentos</u>	82
<u>tabela 5.2: parâmetros analisados do filtro Sallen-Key</u>	85
<u>tabela 5.3: resumo dos testes</u>	87
<u>tabela 5.4: erros de diagnóstico</u>	92
<u>tabela 5.5: resumo dos testes</u>	93
<u>tabela 5.6: erros de diagnóstico</u>	94
<u>tabela 5.7: resumo dos testes</u>	96
<u>tabela 5.8: erros de diagnóstico</u>	97
<u>tabela 5.9: resumo dos testes</u>	98
<u>tabela 5.10: erros de diagnóstico</u>	99
<u>tabela 5.11: parâmetros analisados do filtro <i>Tow-Thomas</i></u>	101
<u>tabela 5.12: resumo dos testes</u>	102
<u>tabela 5.13: erros de diagnóstico</u>	103
<u>tabela 5.14: resumo dos testes</u>	104
<u>tabela 5.15: erros de diagnóstico</u>	105
<u>tabela 5.16: parâmetros analisados do filtro <i>Butterworth</i></u>	107

<u>tabela 5.17: resumo dos testes.</u>	108
<u>tabela 5.18: erros de diagnóstico.</u>	109
<u>tabela 5.19: resumo dos testes.</u>	110
<u>tabela 5.20: erros de diagnóstico.</u>	111
<u>tabela 5.21: parâmetros analisados do filtro Elíptico.</u>	113
<u>tabela 5.22: resumo dos testes.</u>	114
<u>tabela 5.23: erros de diagnóstico.</u>	115
<u>tabela 5.24: resumo dos testes.</u>	116
<u>tabela 5.25: erros de diagnóstico.</u>	117
<u>tabela 5.26: Tempo de execução aproximado para geração dos vetores de teste.</u>	126

Convenções Tipográficas

As convenções seguintes são utilizadas nesta tese para identificar certos tipos de informação:

CONVENÇÃO	DESCRIÇÃO
MAIÚSCULAS	siglas ou acrônimos
<i>itálico</i>	palavras ou expressões em língua inglesa ou palavras em português com significado ligeiramente diferente do habitual já definidas anteriormente no texto
<u>sublinhado</u>	variáveis
CAIXA ALTA	termos ou expressões sob definição

Nomenclatura

ASIC – *Application-specific Integrated Circuit*

BIST – *Built-in Self Test*

CUT – *Circuit Under Test*

IA – *Inteligência Artificial*

MEMS – *Micro-electro Mechanical Systems*

PS – *Particle Swarm*

1. Introdução

As sociedades prosperam e evoluem com base na confiança em suas instituições e seus membros. A força do todo fundamenta-se numa relação de confiança entre suas partes.

Ao se comprar ou investir em algum produto, pressupõe-se que nele se confia. Sob uma visão econômica, o circuito integrado é um bem intermediário. A partir dele são construídos inúmeros tipos de bens de consumo e de capital, dos quais podem depender, inclusive, a segurança de vidas humanas. A correta operação de um circuito integrado é, pois, um pressuposto. E, para que isso seja verificado, é preciso testá-lo.

Portanto, pensar no teste de um circuito integrado é, hoje, tão importante quanto pensar no próprio projeto do circuito em si. A crescente complexidade de integração alcançada pela indústria do silício nos semicondutores somada ao número de unidades produzidas de um determinado circuito integrado exigem um grau de certeza de sua operação. A certeza de operação não pode ser negligenciada pois, ainda que a probabilidade de ocorrer um dado erro durante o processo de fabricação seja ínfima, a enorme quantidade produzida, que não raro ultrapassa a casa do milhão, torna inevitável o surgimento de algumas unidades defeituosas. Com efeito, apenas uma unidade defeituosa, dependendo da aplicação em que seja empregada, é o suficiente para abalar uma credibilidade construída ao longo de anos. Para se ter um exemplo, durante alguns anos, a reputação da fabricante estadunidense de processadores INTEL foi marcada com o anátema conhecido como *bug do Pentium*, um defeito que alterava, com uma probabilidade baixíssima, resultados de divisão de determinados valores de operandos de seu produto carro-chefe de então, o microprocessador *Pentium* de primeira geração [21].

A preocupação com a produção de circuitos isentos de erros motivou o surgimento de uma nova disciplina na área de microeletrônica: a de testes em circuitos integrados. Testar um circuito ou um sistema significa realizar um experimento no qual o circuito sob teste é exercitado com entradas conhecidas para que sua resposta seja analisada e comparada com a do comportamento esperado. Ao ser constatada qualquer

anomalia, um segundo objetivo do teste pode ser o de realizar o diagnóstico, i.e., identificar o componente causador do comportamento incorreto [4].

Os circuitos integrados passíveis de teste podem ser de qualquer natureza: digitais, analógicos, sistemas micro-eleto-mecânicos (*micro-electro-mechanical systems: MEMS*), ou sistemas mistos analógico-digitais. Naturalmente, para cada tipo de circuito são empregadas técnicas diferentes de teste.

Historicamente, as metodologias de teste para circuitos digitais foram as que mais avançaram desde o início da fabricação em massa dos primeiros circuitos integrados. Desde o início da década de 70, quando o número de transistores integrados em um único chip passou a crescer de forma exponencial [23] até os dias atuais, as técnicas de teste em circuitos digitais saíram da inexistência à produção automática de entradas binárias de teste, com modelos de falhas e estruturas de teste para inserção nos circuitos já devidamente consolidados e normalizados [25]. Em contraste, as metodologias para o teste de circuitos analógicos permanecem relativamente subdesenvolvidas se se levar em consideração a complexidade das estruturas funcionais analógicas [22]. Podem-se apontar duas razões para este fenômeno. A primeira delas está na manifesta preferência dos projetistas em adotar soluções digitais em vez de analógicas. A estratégia presente na indústria é a de manter sempre a periferia analógica do circuito integrado tão pequena quanto possível. A outra está na simplicidade das relações de entrada-saída dos dois tipos de circuitos: enquanto os digitais contam com a exatidão das suas clássicas tabelas-verdade, os analógicos necessitam de aproximações para alcançar modelagens efetivas. Somam-se a estes fatores o fato de os sistemas analógicos serem frequentemente não-lineares, suscetíveis a ruídos e sujeitos a grandes variações de seus parâmetros nominais [24].

Entretanto, a importância dos circuitos analógicos só aumentou nos últimos anos. Os avanços na tecnologia de fabricação de circuitos integrados de aplicação específica (*Application Specific Integrated Circuits: ASIC*) e alguns fatores econômicos favoráveis permitiram, pois, a redução do custo de se integrar circuitos analógicos e digitais em um mesmo chip, transformando os circuitos integrados de modo misto em excelente opção para o desenvolvimento de aplicações nas mais variadas áreas da tecnologia: comunicação sem fio, redes, multimídia, sistemas de controle em tempo real etc.

O crescimento em importância econômica dos circuitos analógicos e a constatação de que eles são, inequivocamente, os únicos representantes da fronteira existente entre o mundo digital e o real geraram uma grande demanda em pesquisas na área de teste em circuitos integrados analógicos, cujo maior propósito é o de evitar a paralisação do crescimento econômico que certamente ocorrerá se os problemas de infra-estrutura, nomeadamente os testes em circuitos analógicos, não forem solucionados.

A geração automática de testes em circuitos analógicos é, portanto, uma área de pesquisa recente, se comparada com a área digital. O primeiro livro de relevância sobre o tema foi publicado em 1991 [3], embora o clássico artigo de maior impacto, por realizar uma grande compilação de tudo o que se havia tratado acerca do assunto, já tivesse sido publicado em 1979 [24]. Desde então, muitas tentativas de soluções são adotadas e há inúmeras controvérsias em se adotar um único padrão para os testes, pois nenhum deles é ou provavelmente será capaz de encontrar nos circuitos analógicos uma característica universal, um parâmetro único sobre o qual todos os testes poderiam ser baseados e que existe apenas nos circuitos digitais, o *bit*¹. A característica intrínseca do *bit* de possuir apenas dois estados permitiu a criação de um modelo inequívoco de simulação de uma falha num circuito digital. Por outro lado, a única característica universal, inerente a todos os circuitos analógicos que se nos apresenta é, infelizmente, aquela que mais encarece e dificulta o emprego de uma metodologia de testes economicamente razoável, permitindo atribuir ao circuito analógico a tempo contínuo um grau de confiabilidade compatível com seu tamanho e custo de produção: a continuidade.

Para se atestar com exatidão se um circuito analógico tem sua funcionalidade correta garantida em uma dada faixa de valores definidos, dever-se-ia testá-lo em todos os pontos que se localizam entre os valores estabelecidos. Ora, qualquer que seja o tamanho da faixa de valores o número será infinito, pois o conjunto dos números reais existentes entre quaisquer dois números reais é infinito. Esta é a perversidade da continuidade.

¹ *Na verdade, existem outros parâmetros universais nos quais podem basear-se os circuitos digitais além do bit, tal, como, por exemplo, o atraso (delay). Entretanto, somente o bit possui a característica de possuir dois estados únicos.*

Como se apenas o *continuum* não oferecesse problemas suficientes ao engenheiro de testes, os circuitos analógicos apresentam, ainda, outra dificuldade, que é a enorme diversidade de parâmetros, no tempo, na frequência ou demais grandezas de interesse, a serem medidos, determinados e avaliados em cada teste: taxa de subida (*slew-rate*), distorção harmônica total, banda passante, frequência de corte, fase, ganho e valores nominais dos componentes, apenas para citar alguns. Qualquer diferença constatada, acima de um determinado valor aceitável, em algum dos parâmetros estabelecidos pode ser suficiente para se rejeitar um circuito em sua linha de produção. Naturalmente, não existe um consenso sobre quantos desses parâmetros são suficientes para se testar inequivocamente um circuito porque os circuitos analógicos prestam-se a múltiplas finalidades e, para cada uma delas, há uma importância maior de um ou outro parâmetro de medida. Entretanto, a área não está de modo algum condenada apenas a soluções de teste do tipo *ad hoc*. Circuitos afins possuem provavelmente abordagens afins.

Neste trabalho é proposta uma técnica para geração automática de vetores de testes e modelagem de falhas em circuitos analógicos que apresente uma possível solução para o problema das metodologias *ad hoc* de teste analógico. Sua principal finalidade é encontrar, a partir da variação nominal dos parâmetros dos componentes que constituem o circuito, características que permitam identificar comportamentos de circuitos defeituosos no domínio da frequência e determinar suas causas, para estabelecer automaticamente os sinais de entrada adequados, no espectro observável, que permitam o diagnóstico das causas. Dessa forma, propõe-se a manipulação de parâmetros que são consensualmente universais a todos os filtros analógicos: a resposta em frequência e a variação paramétrica de seus componentes constituintes, i.e., o desvio percentual dos valores dos componentes em relação aos valores nominais originalmente estabelecidos. Toda a nomenclatura, definições, revisão teórica e conceitos pertinentes acerca dos termos envolvendo teste de circuitos analógicos serão apresentadas no capítulo dois.

No que tange à modelagem de falhas, outra proposta apresentada é a introdução de um novo conceito para a observação de falhas paramétricas chamada “*Trajectoria de Falha*”. Este conceito é apresentado como o componente fundamental do método para a detecção de falhas proposto, pois ele permite uma representação dos dados do espectro observável do circuito sob teste de uma forma compacta, que permite posteriormente o

tratamento dos dados em um espaço cartesiano de dimensão estabelecida pelas características do teste a ser automaticamente gerado.

Para lidar com a natureza contínua do espectro em frequência, o método proposto procura, ainda, por motivos que serão apresentados adiante, dividir o espectro observável dos filtros sob teste em um número finito de impulsos na frequência, igualmente espaçados entre si, de tal forma que estes impulsos possam ser combinados para a construção de um sinal resultante capaz de, com a melhor eficiência, detectar e diagnosticar os componentes causadores dos comportamentos incorretos. Para a escolha automática das combinações mais eficazes, são empregados os *algoritmos genéticos* [1,2] e algoritmos do tipo “*particle swarm*” [34,36], técnicas de busca baseada em *inteligência artificial* comumente empregada para a resolução de problemas em que a variedade de soluções possíveis situa-se em um espaço de muitas dimensões – *geralmente acima de quatro*-, de tamanho muito grande ou mesmo infinito. Uma introdução aos algoritmos genéticos, às técnicas evolutivas e sócio-cognitivas é também apresentada no capítulo dois.

Também foi realizada uma revisão bibliográfica com resumos de trabalhos que abordaram os temas de modelagem de falhas, geração de testes e diagnóstico, que será apresentada no capítulo três.

A descrição da metodologia proposta é apresentada no capítulo quatro.

O capítulo cinco apresenta os resultados obtidos com o emprego da metodologia proposta em quatro filtros analógicos, alguns deles com topologias clássicas extensamente documentadas na literatura sobre filtros [7,8,53].

Os capítulos seis e sete apresentam, respectivamente, as conclusões dos resultados e sugestões para trabalhos futuros que poderiam ser acrescentados na metodologia proposta. Finalmente, o capítulo oito apresenta as referências bibliográficas utilizadas nesta tese. Os apêndices apresentam alguns conceitos de álgebra linear e geometria analítica utilizados neste trabalho e artigos apresentados em simpósios e *workshops*.

2. Testes em Circuitos Integrados, Técnicas Evolutivas e Sócio-Cognitivas

Neste capítulo estão reunidas todas as considerações, conceitos, definições e termos comumente associados à disciplina de testes em circuitos integrados, digitais e analógicos, técnicas evolutivas e sócio-cognitivas de busca e otimização, de forma a criar no leitor o arcabouço semântico e o suporte teórico necessário para a exata compreensão do trabalho desenvolvido.

2.1. Testes em Circuitos Integrados

2.1.1. Definições e Conceitos Básicos

Em circuitos integrados, um DEFEITO [24] é uma imperfeição físico-química que causa uma FALHA [24] que, por sua vez, é a manifestação do defeito no dispositivo. Os circuitos contendo falhas comportam-se diferentemente do esperado. Chama-se ERRO [24] a discrepância observada entre a resposta medida e a resposta nominal esperada do circuito.

As falhas dos circuitos analógicos classificam-se ainda em tipos. Uma FALHA PARAMÉTRICA [24] é o desvio contínuo de um parâmetro do circuito no tempo ou devido a condições ambientais que o levam a assumir um valor fora do estabelecido como nominal. Quando se observa um desvio grande e repentino do valor esperado do parâmetro tem-se uma FALHA CATASTRÓFICA ou ESTRUTURAL [24]. São exemplos de falhas estruturais o curto e o aberto.

O modo de ocorrência das falhas nos circuitos também é classificado. Chama-se FALHA SIMPLES [24] aquela que atinge somente um parâmetro ou componente do circuito por vez, enquanto as FALHAS MÚLTIPLAS [24] atingem vários parâmetros ou componentes do circuito simultaneamente. Se entre duas falhas não houver relação alguma de causa e efeito entre suas ocorrências, elas serão ditas INDEPENDENTES [24], ou serão chamadas DEPENDENTES [24] se essa relação existir.

Quanto a sua estabilidade no tempo, a falha é estabelecida como PERMANENTE [24] ou INTERMITENTE [24], esta quando ocorre temporariamente, devido a, por exemplo, mau contato, e aquela quando se dá de forma definitiva, sem a possibilidade

de reparo. Alguns autores consideram, ainda, a falha TRANSIENTE [4], causada pela mudança temporária de algum fator ambiental.

Para se encontrar uma falha em um circuito, é necessário realizar o TESTE [24], i.e., o procedimento que efetua a sua detecção, localização e identificação. Por DETECÇÃO [24] entende-se a criação de condições capazes de revelar a eventual existência de uma falha no circuito. Uma vez detectada, procede-se a sua LOCALIZAÇÃO [24], que consiste em determinar o componente ou parâmetro defeituoso causador da falha, ao que se lhe segue a IDENTIFICAÇÃO ou DIAGNÓSTICO [24], fase na qual o valor corrente do parâmetro defeituoso é estabelecido. A detecção é requisito necessário em qualquer tipo de teste. A localização mostra-se necessária se houver a intenção de posterior reparo do elemento defeituoso. O interesse pelo diagnóstico dá-se geralmente quando há uma reiterada ocorrência de falha estrutural em determinado local ou paramétrica com um mesmo valor de desvio, exigindo do fabricante uma intervenção que ajuste ou altere as características do processo de manufatura.

Quando à detectabilidade, as falhas podem ser classificadas, ainda, em, mascaráveis, dominantes, equivalentes ou indistintas, não-observáveis ou indetectáveis, e isoladas ou detectáveis. MASCARÁVEIS [11] são as falhas cujos efeitos compensam-se mutuamente tornando o comportamento do circuito livre de erros em determinadas circunstâncias. DOMINANTES [11] são aquelas cuja evidência de seu efeito é capaz de tornar negligenciável os efeitos de todas as outras falhas que se lhe ocorram simultaneamente. EQUIVALENTES ou INDISTINTAS [11] são as falhas cujos efeitos são iguais sob certas condições, não podendo ser atribuídas exclusivamente a este ou aquele defeito. NÃO-OBSERVÁVEIS ou INDETECTÁVEIS [11] são aquelas para as quais não existem condições ou um conjunto de condições possível de revelar-lhes a existência. Finalmente, ISOLADAS ou DETECTÁVEIS [11] são as capazes de serem reveladas inequivocamente sob circunstâncias apropriadas.

Os testes em um circuito integrado também são classificados de acordo com o tipo de falha revelam. O TESTE FUNCIONAL [24] é empregado quando se deseja verificar se a resposta do circuito sob teste está nominalmente correta para uma dada função por ele desempenhada. Um exemplo deste tipo de teste é o que verifica se um amplificador apresenta o ganho estabelecido. O TESTE PARAMÉTRICO [24] é aquele em que o objetivo é comparar se as características dos parâmetros do circuito, como, por exemplo, tensão, corrente e impedância, estão contidas dentro da tolerância esperada. A verificação dos estados estáveis em um circuito é conhecida como TESTE ESTÁTICO [24], enquanto por

TESTE DINÂMICO [24] entende-se a observação das características dinâmicas ou transientes do circuito quando operando em condições normais.

A forma como os testes buscam revelar as falhas é também definida como MODOS DE TESTE [24] e são denominados exaustivos, parciais, *on-line* e *off-line*. EXAUSTIVOS [24] são os testes que procuram verificar todos os modos de operação do circuito na procura por todo e qualquer tipo de falha. PARCIAIS [24] são aqueles em que a verificação do circuito é limitada a determinados estados ou a certas falhas. Os testes ON-LINE e OFF-LINE [24] referem-se às condições de funcionamento do circuito no momento de aplicação do teste. No *off-line*, o funcionamento do circuito é interrompido para a verificação desejada e no *on-line* o seu funcionamento não o é.

Todo teste é executado mediante a aplicação de um ESTÍMULO [24], que corresponde aos sinais aplicados à(s) entrada(s) do circuito testado. Um estímulo também pode ser classificado quanto a sua natureza, sendo NORMAL [24] se corresponder a um sinal que poderia ser empregado na entrada do circuito sob teste quando em operação, e ARTIFICIAL [24] se se tratar de um sinal utilizado somente para o propósito do teste tal como, por exemplo, o ruído branco. Os estímulos podem ser agrupados para serem aplicados simultaneamente, forma sob a qual recebem a nomenclatura de VETOR DE TESTE. A ordem temporal de aplicação dos vetores de teste é também definida como SEQÜÊNCIA DE TESTE [24]. A seqüência de teste pode ser COMBINACIONAL [24], quando a ordem de aplicação dos vetores é irrelevante, ORDENADA [24], quando a ordem é determinada para a satisfação de um determinado critério ou ADAPTATIVA [24], quando a ordem de aplicação dos vetores é decidida de acordo com o resultado medido, devido à aplicação do vetor imediatamente anterior, no(s) nó(s) do circuito onde há PONTO(S) DE TESTE [24]. A ABRANGÊNCIA [24] ou COBERTURA DE FALHAS é a porcentagem das falhas contidas em um conjunto específico que são detectadas pela seqüência de teste aplicada e mostra-se como o principal indicador de eficácia quando se realiza a AVALIAÇÃO DO TESTE [4].

Quando um teste é aplicado a um circuito e seus resultados são medidos para que seja verificada sua conformidade com o comportamento esperado, é realizada uma comparação da resposta obtida com um MODELO DE FALHA [4]. O modelo consiste em dados, normalmente armazenados em computador, que fornecem uma representação dos comportamentos anômalos do circuito atribuídos a vários tipos de falha cuja detecção é desejada. Geralmente, a magnitude de manifestação da falha em um circuito é dependente do estímulo que lhe é aplicado. Define-se então ASSINATURA DE FALHA [24]

o efeito percebido da falha mediante uma determinada condição de entrada. Ao conjunto organizado de comportamentos do circuito obtidos por meio da aplicação dos modelos de falha dá-se o nome de DICIONÁRIO DE FALHAS.

Os resultados que são medidos para compor o modelo de falha são classificados de acordo com a sua natureza, podendo estar sob a forma DC, AC, de transiente, impedância, corrente, tensão etc [24]. Essas medidas dependem, ainda, do modo de representação do comportamento do circuito sob teste, podendo ser classificada em representação funcional, estrutural, analítica etc.

O modo pelo qual é determinado o dicionário de falha também é uma característica inerente às técnicas de detecção, localização ou diagnóstico da falha. As técnicas de *SIMULATION-BEFORE-TEST* [35] são aquelas em que o dicionário de falha é construído a partir de simulações dos modelos teóricos de dispositivos existentes em programas do tipo CAD (*Computer Aided Design*). Por sua vez, as técnicas de *SIMULATION AFTER TEST* [35] formam o dicionário de falha a partir de um processo que consiste em realizar medidas físicas do circuito sob teste, construir um modelo matemático a partir dessas medidas, simular o modelo estabelecido e armazenar os resultados dessa simulação no dicionário.

Uma ESTIMAÇÃO [24] de falha é o modo pelo qual se trata a sua assinatura, comparando-a com os modelos de falha existentes no dicionário, objetivando estabelecer o seu diagnóstico no circuito sob teste. Os métodos de estimação dependem das técnicas matemáticas implementadas em sua realização e são divididos em duas classes gerais: os DETERMINÍSTICOS [24] e os PROBABILÍSTICOS [24]. Nos métodos determinísticos, a relação entre a assinatura da falha encontrada e o modelo de falha é determinada por um critério a priori. Nos probabilísticos, essa relação é expressa como uma probabilidade de ocorrência, determinadas por estudos estatísticos.

A forma pela qual os vetores de teste são aplicados é outro critério sob o qual são classificadas as estruturas criadas para a realização dos testes. Se os sinais que servirão de estímulo encontram-se dentro do circuito ou do sistema que será testado, tratar-se-á de uma estrutura de teste do tipo BIST, sigla inglesa para *Built-in Self Test*, ou, em português, Estruturas de Auto-Teste Integrado. Se os estímulos forem aplicados por um equipamento de teste externo dedicado será considerada uma estrutura de teste ATE, sigla para *Automated Test Equipment*.

A figura 2.1 apresenta em esquema uma síntese dos termos apresentados aqui pertinentes a falhas; as figuras 2.2 e 2.3, os termos pertinentes a testes em circuitos integrados e sistemas.

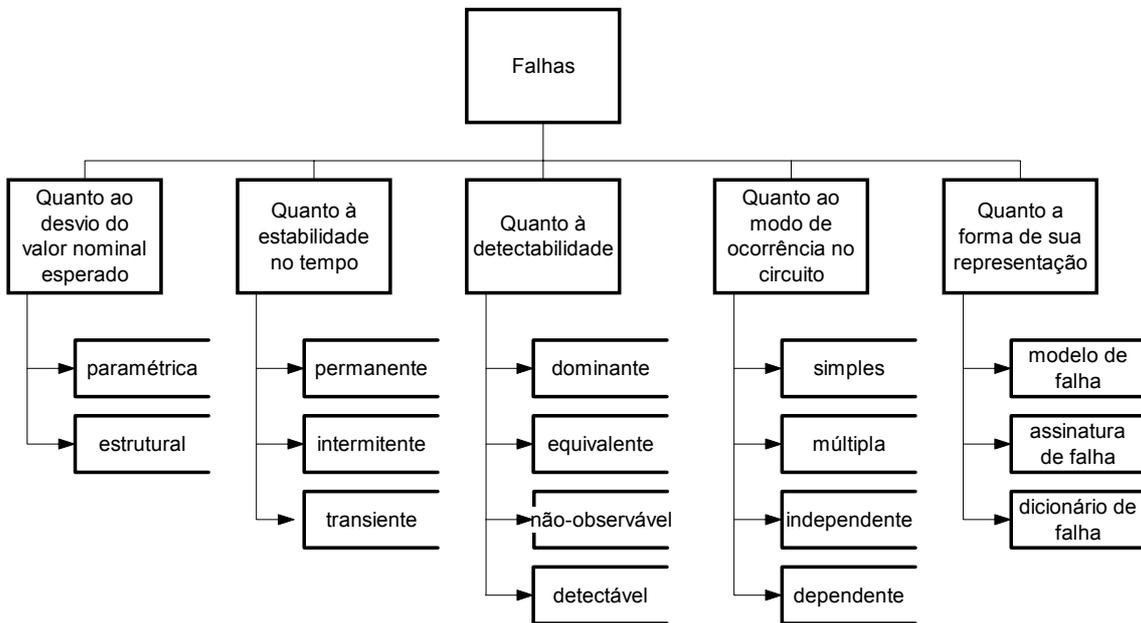


figura 2.1: Síntese da classificação dos termos associados a falhas.

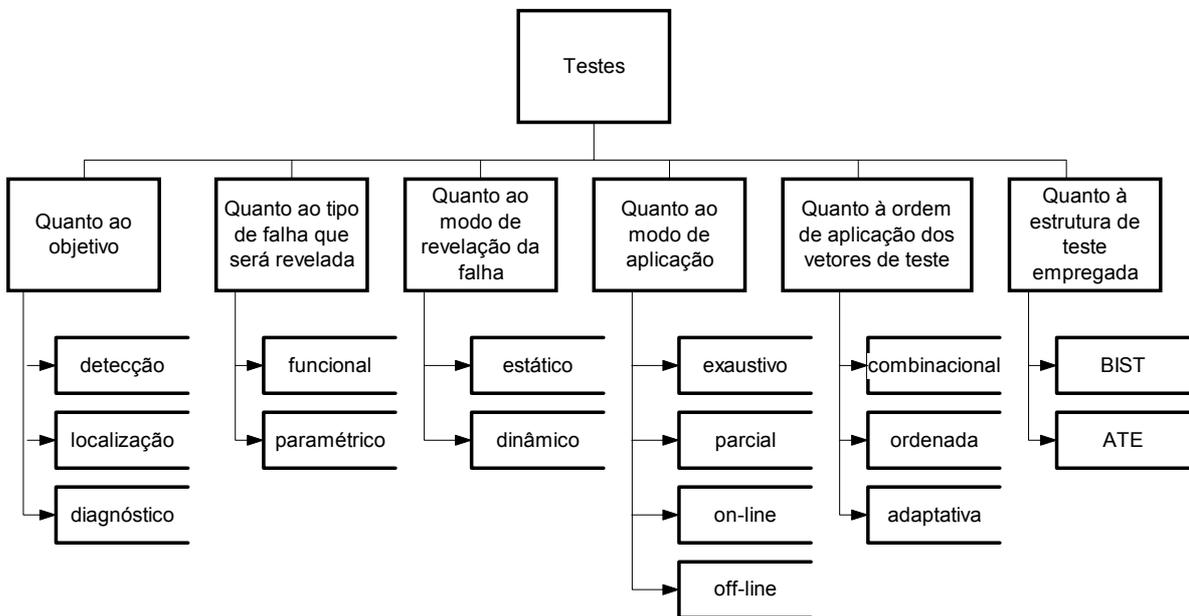


figura 2.2: Síntese da classificação dos termos associados a testes (I).

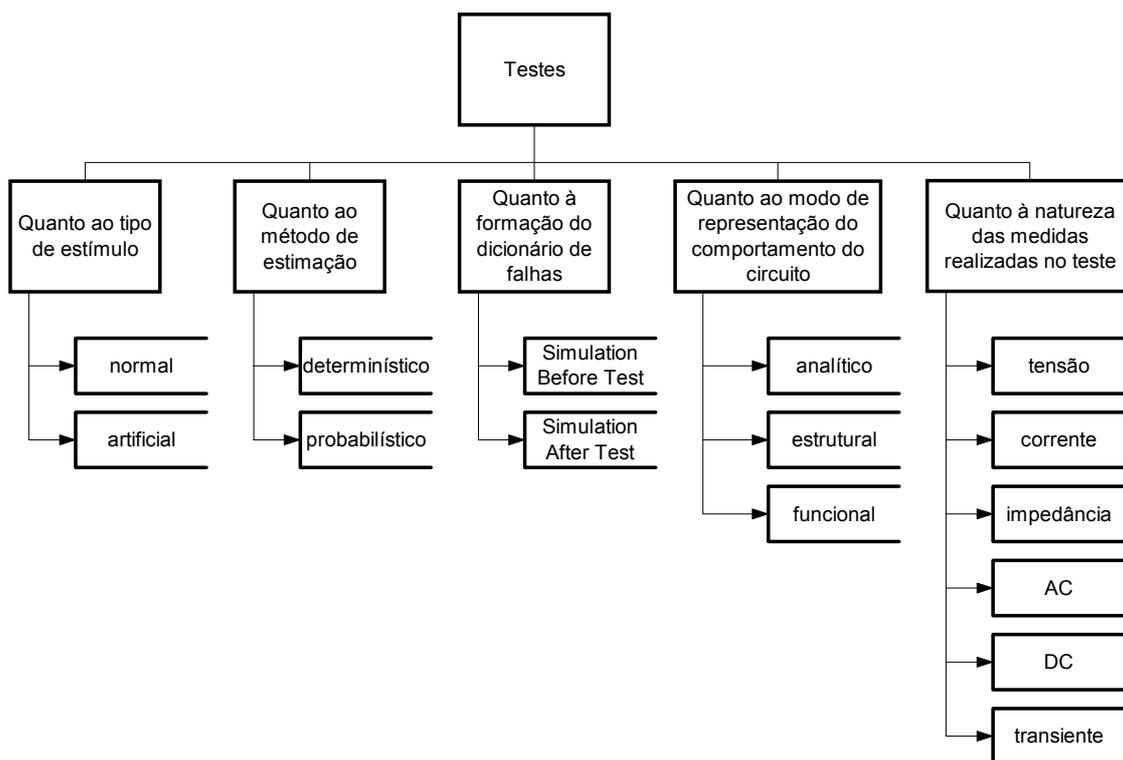


figura 2.3: Síntese da classificação dos termos associados a testes (II).

2.1.2. O Teste em Circuitos Analógicos

As pesquisas sobre as técnicas de diagnóstico em circuitos analógicos começaram a surgir com maior vulto a partir do fim da década de 70, após uma defasagem de quase 15 anos em relação à área digital. O motivo para o atraso deveu-se, dentre outras razões, à crença de que a então crescente facilidade de integração de circuitos digitais engendraria um movimento de intensa substituição de sistemas analógicos por digitais, e o papel dos circuitos analógicos permaneceria relegado ao uso periférico de alguns componentes discretos nos novos sistemas. Segundo esta crença, não haveria, portanto, motivação para se investir na pesquisa de testes de circuitos cuja relevância econômica na indústria eletrônica decrescia aceleradamente. Isto, aliado ao fato de os circuitos analógicos serem, geralmente, pequenos em tamanho, ajudaram a disseminar na indústria outra crença: a de que a experiência e intuição do engenheiro de testes seriam suficientes para lidar com o problema dos circuitos analógicos, ou seja, cada circuito receberia uma abordagem de testes *ad hoc* [3].

A partir da década de 80, entretanto, alguns fatores desencadearam o processo que alçaria os circuitos analógicos a um papel econômico relevante na indústria. O

avanço da tecnologia de integração permitiu que, em um mesmo substrato, fossem acomodados circuitos analógicos e digitais. Surgiam, assim, os circuitos integrados de modo misto - *mixed-signal circuits* – contendo aplicações lógicas e digitais num mesmo chip. Naturalmente, a partir deste ponto, somente experiência e intuição não se mostraram mais suficientes frente à crescente complexidade de projeto dos circuitos analógicos, agora integrados aos digitais.

Nos circuitos integrados de modo misto, o custo de seu teste total, da ordem de 50% do custo de fabricação do circuito integrado, é inteiramente dominado pelo custo do teste de sua parte analógica [12,52]. Pesquisas em metodologia e estruturas de testes para circuitos analógicos significam investimentos que podem trazer competitividade aos produtos de um determinado fabricante. Essas preocupações da indústria acerca do assunto refletiram-se na comunidade acadêmica e, já em 1999, foi criado o padrão *IEEE Std 1149.4-1999*, para incluir nas arquiteturas dos circuitos de modo misto estruturas de teste similares às bem-sucedidas dos circuitos digitais propostas pelo padrão *IEEE Std 1149.1-1990*.

Apesar dos investimentos em pesquisa, ainda não surgiu um método que seja abrangente o suficiente para ser aplicado em todo tipo de circuito, dada a enorme diversidade de parâmetros contínuos de que pode dispor um circuito analógico, e que se acrescenta, ainda, à dificuldade em se tratar ruídos, distorções e não-linearidades que afetam a medida contínua.

O capítulo três apresentará alguns trabalhos que representaram algumas das técnicas aplicadas na pesquisa de teste e diagnóstico de circuitos analógicos.

2.2. Técnicas Evolutivas

2.2.1. Histórico, Definições e Conceitos Básicos

As técnicas evolutivas são derivadas de um ramo da INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL, que, por sua vez, “*objetivam o desenvolvimento de paradigmas ou algoritmos que requeiram máquinas para realizar tarefas cognitivas, para as quais os humanos são atualmente melhores*” [28]. Elas consistem em algoritmos de busca e otimização baseados na metáfora biológica da teoria de seleção natural, proposta por Charles

Darwin no século XIX em sua clássica obra “*On the Origin of the Species* (1859)” e, ainda, na genética molecular.

A teoria do cientista inglês propunha que, na natureza, o processo de evolução de uma espécie, i.e., conjunto de INDIVÍDUOS capazes de realizarem entre si a REPRODUÇÃO, ocorre quando quatro condições são satisfeitas:

- 1) um indivíduo é capaz de se reproduzir;
- 2) há uma POPULAÇÃO formada por indivíduos da mesma espécie no mesmo AMBIENTE;
- 3) existe alguma variedade entre os indivíduos da mesma população no ambiente; e
- 4) a capacidade de sobrevivência de um indivíduo no ambiente está diretamente relacionada a sua variedade.

Suas conclusões basearam-se na observação de que, num ambiente com escassez de recursos, indivíduos de uma mesma espécie que tinham maior facilidade em obter o alimento e fugir dos predadores tinham, pois, maior chance de sobrevivência e, também, maior probabilidade de deixar descendentes. Com o passar das GERAÇÕES, observou ainda que a incidência dos indivíduos com as características físicas que os tornavam melhor adaptados ao ambiente aumentava em frequência, enquanto a frequência de incidência daqueles menos adaptados diminuía. Então, assegurou-se de que as diferenças físicas entre indivíduos de uma mesma espécie eram transmitidas aos seus descendentes no ato da reprodução e seriam, portanto, variáveis no tempo e condicionadas pelo ambiente.

No século XX, com o advento da genética molecular, teoria que veio corroborar com a tese darwiniana, definiu-se, grosso modo, que o conjunto de características de cada indivíduo estaria armazenado em seu CROMOSSOMO, que, por sua vez, seria composto pela união dos GENES. Cada gene seria, efetivamente, o responsável pela existência desta ou daquela característica física no indivíduo e, no momento da reprodução, os cromossomos pertencentes aos pais seriam partidos em pontos aleatórios - *porém formando partes complementares entre si* - e combinados para criar o filho, numa operação conhecida como CROSSOVER, ou cruzamento, o que garantiria a variedade genética em uma população. Também foi verificada a existência de um fenômeno que, após o cruzamento, seria capaz de modificar as características do cromossomo após a reprodução: a MUTAÇÃO. Esta consiste em uma alteração aleatória

do valor de apenas um gene no cromossomo, e não estaria relacionada com a atividade reprodutiva.

Os conceitos da teoria de evolução e da genética foram, então, utilizados por John Holland, da Universidade de Michigan, para criar programas que simulassem o processo de evolução de sistemas naturais. Estavam criados os ALGORITMOS GENÉTICOS [44]. Estes algoritmos mostraram-se extremamente eficientes na resolução de problemas, para os quais não há solução analítica conhecida, de otimização e busca, particularmente aqueles em que a complexidade e o tamanho do conjunto de soluções possíveis é tão grande que impede o emprego de métodos de busca exaustivos, e logo tornaram-se extremamente populares. São algoritmos que, de acordo com uma especificação de ALVO desejado, i.e., a especificação da solução requerida, transformam um conjunto inicial ou população inicial de objetos matemáticos, os indivíduos, representados por estruturas semelhantes às cromossomiais, em outros conjuntos de indivíduos derivados do inicial, a partir de reproduções integrais de seus membros, operações de cruzamento entre eles e de mutações que ocorrem com uma probabilidade estabelecida, numa contínua operação de refinamento até o surgimento do indivíduo cujas características mais se aproximam do alvo especificado. As funções que realizam no algoritmo as operações de cruzamento ou *crossover*, reprodução e mutação são denominadas OPERADORES GENÉTICOS. A exemplo do que ocorre na natureza, a probabilidade de um indivíduo reproduzir-se ou casar-se com outro da mesma população dependerá de um critério que estabelece a sua proximidade ou semelhança em relação ao alvo desejado, denominada FITNESS ou APTIDÃO.

As questões de maior pertinência no desenvolvimento de um algoritmo genético, e que estão intrinsecamente relacionadas com a natureza do problema escolhido, concentram-se na representação, avaliação da população e seleção dos indivíduos que participarão dos cruzamentos ou serão integralmente reproduzidos. A REPRESENTAÇÃO [1,44] consiste em codificar na forma de uma estrutura de dados parecida com a de um cromossomo, i.e., uma seqüência ordenada de números ou bits, soluções de engenharia tais como um motor, um circuito eletrônico ou uma reação química.

A AVALIAÇÃO [1,44], por sua vez, é o processo mediante o qual o algoritmo atribui a cada indivíduo da população corrente um número real representativo de sua proximidade com as características do indivíduo-alvo, i.e., o seu valor de aptidão. Geralmente, essa atribuição dá-se por meio de uma função cujas entradas são o indivíduo-alvo e o indivíduo sob avaliação, razão pela qual é comumente chamada de

FUNÇÃO OBJETIVO. O objetivo pode ser a proximidade com apenas uma característica do alvo ou com várias de suas características. Neste caso, tem-se a realização de uma busca com MÚLTIPLOS OBJETIVOS.

A SELEÇÃO [1,44] dos indivíduos que serão casados ou reproduzidos para a formação da próxima geração depende do método escolhido. O mais popular deles é o da ROLETA, no qual, tal como em um cassino, os indivíduos a serem reproduzidos ou casados são sorteados em uma roleta. Entretanto, diferentemente do jogo, as probabilidades de sorteio não são iguais, mas proporcionais ao valor de aptidão do indivíduo, para que sejam sempre escolhidos os indivíduos mais adaptados. Há ainda outros critérios de seleção, como, por exemplo, *ranking* [54], mas que não serão discutidos aqui. Em todos os métodos de seleção existe, ainda, a possibilidade de se optar pelo ELITISMO, que consiste na reprodução incondicional do indivíduo melhor adaptado de uma geração na geração seguinte, para que não haja risco de se perder a melhor solução já alcançada até aquele momento.

Finalmente, nos algoritmos genéticos podem ser estabelecidos dois critérios de parada, segundo os quais a evolução já teria completado seu objetivo: número de gerações ou tolerância. Na TOLERÂNCIA, a execução do algoritmo encerra-se após a constatação da existência de um indivíduo com as mesmas características do indivíduo-alvo, dentro de uma faixa de tolerância estabelecida. No NÚMERO DE GERAÇÕES, o encerramento do algoritmo condiciona-se ao processamento de um determinado número prévio de gerações, seja qual for a proximidade do alvo em que estiver o melhor indivíduo no fim da execução. Trata-se este, pois, de um critério *a priori* e aquele de um critério *a posteriori*.

A figura 2.1 apresenta uma síntese das características do algoritmo genético e a figura 2.2 uma representação em fluxograma de sua execução, segundo o critério de parada de número de gerações, adotado para esta tese. As especificações e as considerações pertinentes relativas ao desenvolvimento do algoritmo incluído neste trabalho serão descritas com detalhes no capítulo quatro.

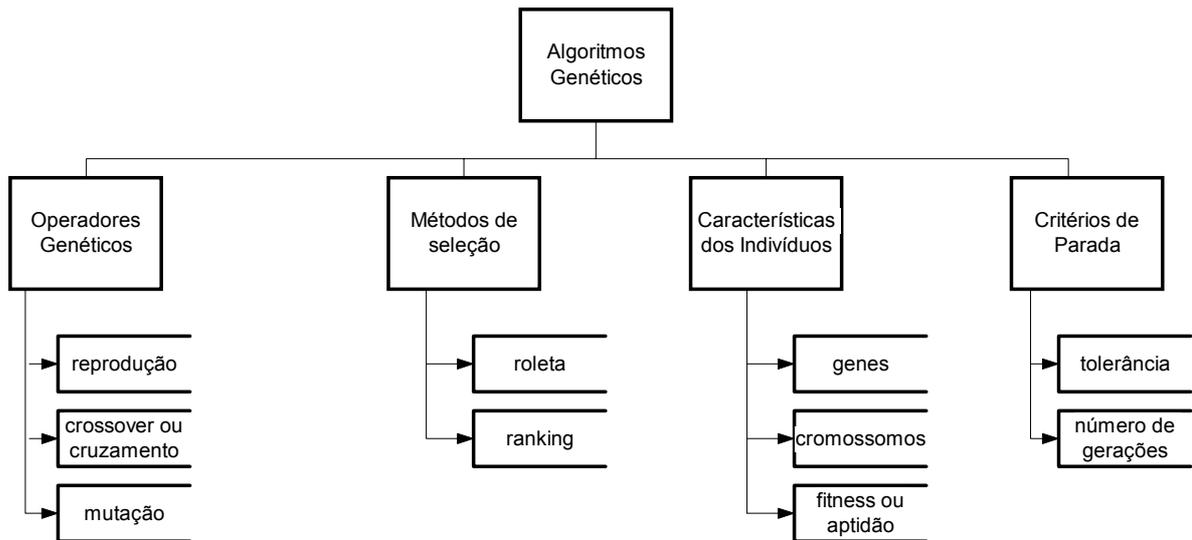


figura 2.1: Características dos algoritmos genéticos.

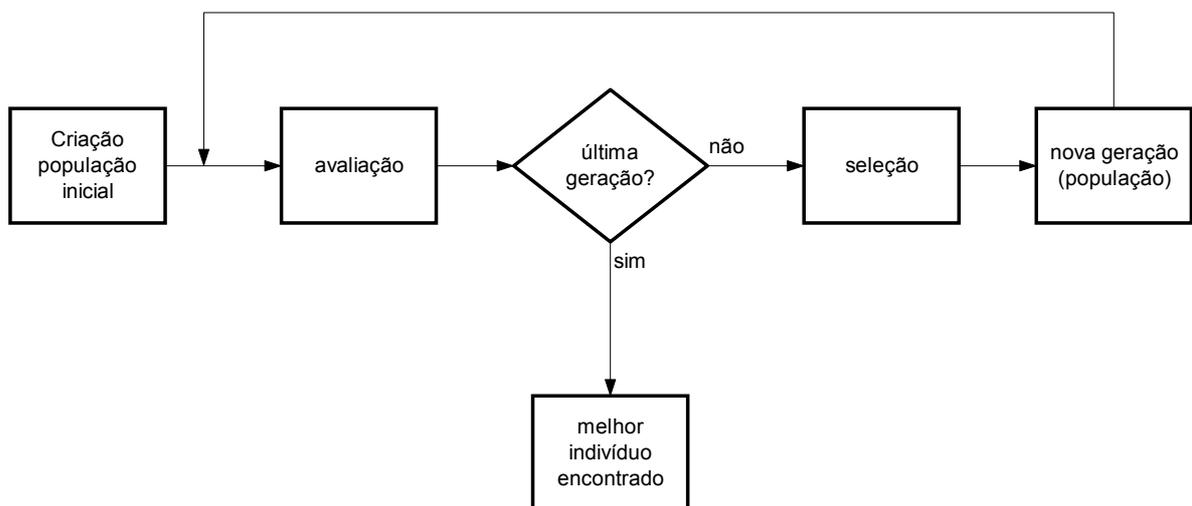


figura 2.2: Fluxograma-exemplo de um algoritmo genético.

2.3. Técnicas Sócio-Cognitivas

2.3.1. Histórico, Definições e Conceitos Básicos

As técnicas sócio-cognitivas também derivam da inteligência artificial e são metodologias de busca e de otimização introduzidas por James Kennedy e Russel Eberhart [36] em 1995. A metáfora utilizada para compor o substrato da teoria é a do

comportamento dos grupos de animais que se movimentam em bandos, cardumes ou enxames. Estudando os métodos pelos quais estes animais procuram alimento ou fogem de predadores, os autores perceberam que o sucesso na fuga ou na obtenção de comida por cada indivíduo dentro de sua coletividade depende da experiência do próprio indivíduo, i.e., a cultura por ele adquirida, em sua existência, nas atividades desempenhadas para seu sustento e preservação, acrescida ainda da influência das atitudes dos seus vizinhos mais próximos, estas também produtos de suas culturas individuais. Estabeleceram, então, os pressupostos daquilo que vieram a batizar de *Swarm Intelligence* [34]:

1) A Inteligência é fruto da interação social: ela nasce da avaliação, comparação e imitação por todos das atitudes consideradas bem-sucedidas de alguns; e

2) Cultura e Cognição são conseqüências inseparáveis da socialização dos indivíduos: o surgimento da cultura, aqui entendida como uma padronização no modo de agir, e, por conseqüência, da apreensão do conhecimento sobre algo, só foi possível graças às interações sociais dos indivíduos.

Dessa forma, criaram a técnica computacional chamada de *PARTICLE SWARM* [34] -*Enxame de Partículas, em tradução livre*, que, a exemplo dos algoritmos genéticos, também objetivam a otimização na busca por soluções adequadas em espaços onde o número de soluções possíveis tornaria proibitiva a utilização de técnicas de busca exaustivas. Nesta técnica, a partir de uma especificação de solução desejada, o alvo, é criado um conjunto aleatório de *PARTÍCULAS*, no qual a *POSIÇÃO* no espaço ocupada por cada uma delas representa uma possível solução para o alvo. Como a inteligência é fruto da interação social, são estabelecidas *a priori* para cada partícula um conjunto de relações com os outros membros da sociedade, i.e., o modo como as partículas influenciar-se-ão mutuamente. Este esquema de influência é chamado de *TOPOLOGIA*. Assim, as partículas movimentar-se-ão, de acordo com a topologia definida, dentro do espaço de soluções, procurando concentrar-se nas regiões onde as soluções estão mais próximas do alvo.

São apresentadas nas figuras de 2.6 a 2.9 os tipos de topologia normalmente empregados em *Particle Swarm*: estrela, roda, círculo e randômica.

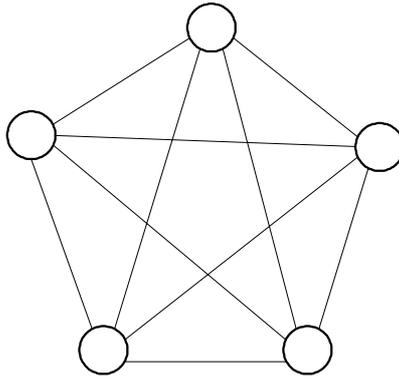


figura 2.1: topologia em estrela.

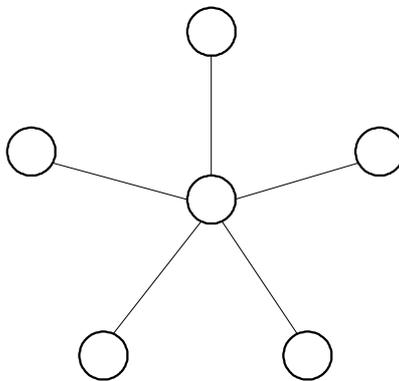


figura 2.2: topologia em roda.

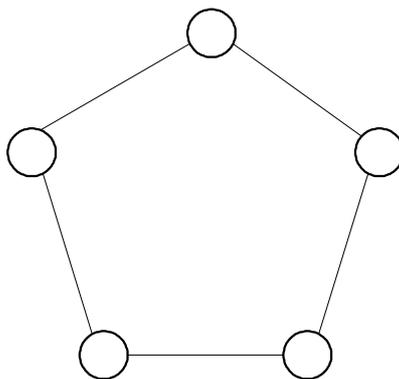


figura 2.3: topologia em círculo.

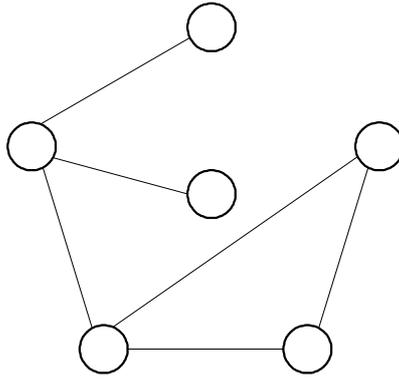


figura 2.4: topologia randômica.

As questões mais importantes na implementação desta classe de algoritmos de busca concentram-se nas atividades de avaliação, comparação e imitação. A AVALIAÇÃO é, tal como nos algoritmos genéticos, o processo mediante o qual o algoritmo atribui a cada partícula um número real representativo da proximidade absoluta de sua posição com a do alvo, seu valor de aptidão, sua POSIÇÃO COGNITIVA. Essa atribuição consubstancia-se na função objetivo, a qual, dependendo da natureza do problema, deseja-se maximizar ou minimizar.

A COMPARAÇÃO, por sua vez, é o processo mediante o qual o algoritmo estabelece como a aptidão dos vizinhos de uma partícula vizinha influenciará o seu movimento futuro em direção a uma região mais próxima do alvo desejado, i.e., determina a sua POSIÇÃO SOCIAL.

Finalmente, a IMITAÇÃO é uma ponderação das posições cognitivas e sociais de cada partícula, de modo a determinar-lhe seu movimento futuro, a sua VELOCIDADE, em módulo, direção e sentido. A velocidade, segundo a definição dos próprios autores da técnica, representa a diferença entre duas posições no espaço observadas entre duas iterações consecutivas [34].

Após a imitação, aplica-se a velocidade calculada à posição da partícula, forçando-a a assumir uma nova posição no espaço de soluções. Neste momento, o algoritmo estará pronto para realizar novamente uma nova ITERAÇÃO, i.e., um novo processo de avaliação, comparação e imitação relativos à posição de suas partículas.

Os critérios de parada dos algoritmos *particle swarm* são exatamente os mesmos dos algoritmos genéticos: número de iterações e tolerância em relação ao alvo.

Algebricamente, a implementação desta classe de algoritmos dá-se pela criação de dois vetores: “posição” e “velocidade”. O índice de cada vetor posição contém os dados das coordenadas da posição que uma dada partícula está ocupando numa dada

iteração. O vetor velocidade é o valor das coordenadas que serão adicionadas à posição de uma determinada partícula de modo a estabelecer-lhe a nova posição, ou a posição futura. Assim, tem-se a expressão algébrica da posição:

$$x_i(t) = x_i(t-1) + v_i(t-1) \quad (2.1)$$

Onde:

$x_i(t) \Rightarrow$ Posição atual da partícula

$v_i(t-1) \Rightarrow$ Velocidade anterior da partícula

$x_i(t-1) \Rightarrow$ Posição anterior da partícula.

Como a determinação da velocidade de uma partícula depende da sua posição cognitiva e da sua posição social, pode-se dizer que a posição da partícula é uma função de quatro argumentos:

$$x_i(t) = f\left(x_i(t-1), v_i(t-1), p_i, p_g\right) \quad (2.2)$$

Onde p_g é a coordenada da partícula que possui a melhor posição absoluta global e p_i é a coordenada da partícula, dentre os vizinhos de i que o influenciam, que possui a melhor posição absoluta.

Finalmente, tem-se o conjunto de equações que descrevem o deslocamento das partículas:

$$\begin{cases} v_i(t) = v_i(t-1) + \varphi_1 [p_i - x_i(t-1)] + \varphi_2 [p_g - x_i(t-1)] \\ x_i(t) = x_i(t-1) + v_i(t) \end{cases} \quad (2.3)$$

Na expressão (2.3), φ_1 e φ_2 são pesos estocásticos cuja função é atribuir algum grau de aleatoriedade ao sistema, de modo a evitar a prisão das partículas em máximos ou mínimos locais da função objetivo [34], o que comprometeria o desempenho da busca.

A figura 2.5 sintetiza as principais características dos algoritmos *particle swarm* aqui expostas.

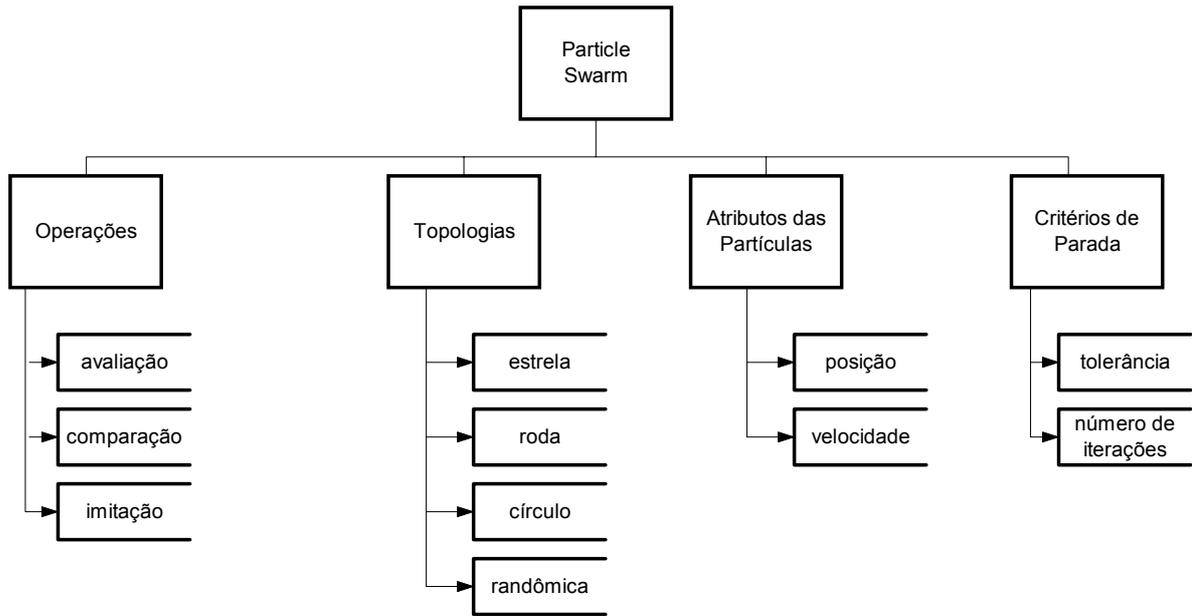


figura 2.5: características dos algoritmos *particle swarm*.

3. Revisão Bibliográfica

Neste capítulo são resumidos os trabalhos anteriores mais relevantes publicados na área sob o critério da originalidade das formas e técnicas de abordagem dos problemas. Isto permite apresentar um panorama abrangente das técnicas de modelagem de falhas, geração automática de vetores de teste e métodos de diagnóstico de falhas em circuitos analógicos nos últimos 15 anos. Os resumos foram organizados por tipos de abordagem na modelagem de falhas, geração de testes para circuitos analógicos e no diagnóstico. Embora os três assuntos estejam intrinsecamente relacionados entre si, tratam-se de temas diferentes e os autores costumam privilegiar um ou outro tema em seus artigos.

Os trabalhos de pesquisa sobre os métodos de busca e otimização não foram revisados uma vez que este trabalho pretende apenas empregar as formas já consagradas na literatura como ferramentas para a consecução dos objetivos de testes e diagnóstico. Conseqüentemente, não é finalidade desta tese sugerir novas técnicas evolutivas e sócio-cognitivas.

3.1. Abordagens de Modelagem de Falhas

3.1.1. Abordagem Utilizando Falhas Paramétricas

3.1.1.1 Método Calvano-Alves-Mesquita-Lubaszewski

Calvano, Alves, Mesquita e Lubaszewski propuseram em [55] um método de modelagem de falhas funcional, batizado de FFM (*Functional Fault Model*), baseado no macromodelo de amplificadores operacionais. Segundo os autores, a vantagem do modelagem está em se lidar somente com os parâmetros que afetam diretamente as especificações do circuito de interesse para o teste, tais como a taxa de subida (*slew-rate*), excursão de sinal e corrente de curto-circuito. Para o teste do modelo proposto, utilizaram o método de análise de resposta transiente proposto em [56].

3.2. Abordagens de Diagnóstico

3.2.1. Abordagens utilizando Redes Neurais Artificiais

3.2.1.1 Método Somayajula-Sinencio-Gyvez

Somayajula, Sinencio e Gyvez empregaram em [19] uma técnica de diagnóstico de falhas estruturais e paramétricas em circuitos analógicos baseada no treinamento de uma rede neural do tipo ART, cujos elementos principais são as camadas de *Kohonen*. A partir de um circuito sem falhas e um com falhas, uma amostra de dados de cada tipo de comportamento é utilizada no treinamento, no qual cada falha diagnosticável é associada a um *cluster*. A técnica permite o diagnóstico de falhas mesmo em presença de ruídos.

3.2.1.2 Método Spina-Upadhyaya

Spina e Upadhyaya propuseram em [14] um mecanismo para diagnóstico de circuitos analógicos baseados em classificação por meio de redes neurais artificiais. É uma técnica do tipo *Simulation Before Test*, que demanda grande esforço computacional nas simulações de circuito e treinamento das redes neurais. Diferentemente das estratégias de teste que se utilizam de sinais senoidais na entrada, este método emprega, no domínio do tempo, a simulação com o ruído branco na entrada do CUT, colhendo suas várias formas de onda, que são posteriormente usadas para o treinamento da rede. Também são criadas as formas de onda com a inclusão das falhas paramétricas nos componentes do circuito, para as quais se deseja que sejam reconhecidas e classificadas pela rede após o treinamento. A dificuldade maior deste método reside na classificação correta de falhas mascaráveis.

3.2.1.3 Método Ogg-Lesage-Jervis-Maidon-Zimmer

Ogg, Lesage, Jervis, Maidon e Zimmer utilizaram em [37] redes neurais do tipo *feed-forward* para diagnosticar múltiplas falhas paramétricas, no domínio do tempo, dos componentes aos quais um amplificador diferencial tinha maior sensibilidade. Segundo os autores, apenas a amostra de pontos igualmente espaçados no tempo da resposta a um impulso de Dirac do circuito sob teste seria suficiente para conter todas as informações

dos padrões referentes às falhas cuja detecção era desejada. A topologia empregada foi a de *Multilayer Perceptrons*, e, devido a problemas com as variações paramétricas dentro da faixa de tolerância dos componentes, duas redes neurais tiveram de ser implementadas em paralelo: uma para grandes variações e outra para pequenas variações.

3.2.2. Abordagens Utilizando Técnicas Numéricas Iterativas

3.2.2.1 Método Cherubal-Chatterjee

Cherubal e Chatterjee empregaram em [12] uma metodologia que pode ser considerada do tipo *Simulation After Test*, uma vez que o maior tempo de processamento empregado na resolução do diagnóstico ocorre após as medidas físicas de teste. Ao amostrar as formas de onda em pontos do circuito sob teste previamente definidos, o método realiza um ajuste de curvas (*fitting*) que, comparado com os dados dos valores nominais obtidos por meio de simulações, determina os valores dos parâmetros que sofreram algum tipo de desvio paramétrico. O diagnóstico da falha dá-se pelo estabelecimento do valor aproximado do parâmetro alterado.

3.2.3. Abordagens Utilizando Transformada Wavelet

3.2.3.1 Método Amaral-Tanscheit-Pacheco

Amaral, Tanscheit e Pacheco utilizaram em [48] um método para o diagnóstico de falha em alguns componentes de um filtro passa-faixa do tipo *Sallen-Key*, baseado na transformação da resposta do circuito ao impulso em assinaturas por meio da transformada *Wavelet*. Para a correta classificação das assinaturas, empregaram um sistema imunológico artificial [49], cuja motivação está na operação dos sistemas imunológicos do corpo humano, capazes tanto de reconhecerem células do próprio corpo quanto corpos estranhos. A técnica pressupõe somente a existência de falhas simples no circuito para a realização do diagnóstico.

3.3. Abordagens de Geração Automática de Vetores de Teste

3.3.1. Abordagens Utilizando Algoritmos Genéticos

3.3.1.1 Método Cherubal-Chatterjee

Cherubal e Chatterjee apresentaram em [16] aquilo que consideraram ser a “*primeira tentativa de geração automática de testes capazes de isolar falhas paramétricas*”. A metodologia procura buscar, por meio de algoritmos genéticos, o melhor sinal transiente, construído linearmente por partes, capaz de revelar eventuais desvios dos valores nominais do circuito sob teste. A técnica realiza uma transformação, na qual uma seqüência no tempo de n medidas simultâneas, tomadas em diferentes nós do CUT, são mapeadas em uma superfície do hiperespaço de tamanho n . São calculadas as sensibilidades dos pontos da superfície em relação à origem, que é a representação do comportamento do circuito sem falhas. A matriz resultante deste cálculo é utilizada na determinação dos melhores sinais no transcorrer do processo evolutivo. Para altos desvios paramétricos dos componentes, são utilizados classificadores que determinam a origem da falha.

3.3.1.2 Método Cherubal-Chatterjee

Cherubal e Chatterjee apresentaram em [15] uma metodologia para determinar uma relação de causa e efeito entre as variações dos parâmetros de fabricação do circuito integrado (V_{tn} , γ , T_{ox} etc) e aquilo que denominaram métricas de desempenho (Taxa de Subida, Ganho, Banda Passante, THD etc). O pré-processamento da metodologia é baseado na construção de um dicionário de falhas e seu pós-processamento baseia-se em um *fitting* das medidas físicas tomadas do CUT -*circuit under test*. Para a realização das medidas na fase de pós-processamento, o método realiza uma geração automática de sinais, no domínio do tempo e lineares por partes, com a utilização de algoritmos genéticos, que buscam o melhor padrão de entrada para o cálculo de uma determinada matriz de sensibilidades.

3.3.2. Abordagens Utilizando Técnicas Estocásticas

3.3.2.1 Método Nagi-Chatterjee-Balivada-Abraham

Nagi, Chatterjee, Balivada e Abraham empregaram em [17,18] uma técnica que, baseada nos estudos das sensibilidades dos componentes do CUT no domínio da frequência, mostrou-se capaz de, para cada falha paramétrica de componente passivo do circuito, encontrar um sinal de entrada senoidal cuja frequência fosse a mais adequada para detectá-la na saída do circuito. Construíram, então, para as falhas que desejavam detectar, uma forma de onda complexa que seria o somatório das senóides encontradas para cada falha simples. Um algoritmo foi utilizado para determinar, estocasticamente, as amplitudes e fases mais adequadas para essas senóides.

3.3.3. Abordagens Utilizando Estudos de Sensibilidade

3.3.3.1 Método Slamani-Kaminska

Slamani e Kaminska propuseram em [11] um método para se analisar, no domínio da frequência, a testabilidade de um circuito analógico baseado nas sensibilidades de seus componentes em relação à função de transferência, tomada em seu nó de saída ou, para se aumentar a diagnosticabilidade, em diversos nós do circuito. A partir dos valores das sensibilidades obtidas em função da frequência, o algoritmo proposto determina a frequência ou faixa de frequências mais adequada de excitação do circuito para que se lhe revele a existência de uma falha paramétrica isolada em componente ou, ainda, falhas paramétricas simultâneas de dois ou mais componentes.

4. A Geração Automática de Testes para Filtros Analógicos e Modelagem de Falhas

O sucesso da aplicação de uma metodologia para geração de vetores de teste em qualquer tipo de circuito eletrônico está associado ao modelo adotado para as falhas cuja detecção é esperada. Nos circuitos digitais, por exemplo, a característica do *bit* em assumir apenas dois estados lógicos permitiu a redução de um conjunto sem-fim de defeitos possíveis dum circuito em apenas duas falhas observáveis: a *stuck-at low* e *stuck-at high* [46]. Naturalmente, existem outros modelos para circuitos digitais, dependendo daquilo que se deseja testar e detectar, mas pode-se dizer que o reducionismo imposto pelo modelo *stuck-at* dotou-o de uma universalidade indiscutível, já que o funcionamento de todos os circuitos digitais dá-se por meio das transições efetuadas entre estados lógicos determinados por *bits*, independentemente da aplicação a que se destinam.

Por sua vez, os circuitos analógicos não dispõem, até onde se sabe, de uma característica intrínseca que, tal como o *bit*, seja capaz de reduzir todo o universo de possíveis defeitos em apenas duas ou três manifestações observáveis de falha. Ao revés, o comportamento dos circuitos analógicos é determinado por uma série de infundáveis características, as especificações, que os singularizam –*ganho*, *banda passante*, *distorção harmônica total*, *taxa de subida (slew-rate)*, *freqüência de corte etc-*, e os valores que estas especificações podem assumir são contínuos dentro de uma determinada faixa. Some-se a isto o fato de que há especificações cujas medidas situam-se nas mais variadas grandezas, tais como o tempo, freqüência, tensão e corrente, apenas para citar algumas. Finalmente, os defeitos encontrados nesses circuitos podem refletir-se na alteração de uma ou mais dessas especificações. Estas são algumas das principais razões que dificultam a proposição de soluções para o teste de circuitos analógicos e que, sem dúvida, são o motivo para tantas disparidades de técnicas e métodos de geração de testes e modelagem de falhas.

Há um aspecto dos testes que, entretanto, parece ter-se tornado consenso entre os pesquisadores da área: todo e qualquer modelo de falha de circuito analógico que se crie ou venha a ser criado é ou será apenas um espaço reduzido da realidade. Dada a impossibilidade de se verificar todos os possíveis valores que um parâmetro de especificação pode assumir em um *continuum*, ele o será observado apenas em alguns pontos. A atividade de engenharia reside justamente em buscar métodos capazes de prover o monitoramento otimizado destas especificações, e que, dependendo do custo e da complexidade do circuito, possuam uma relação custo-benefício aceitável, medida quase sempre no percentual de cobertura de falhas.

Com esta tese, propõe-se a apresentação de uma técnica de modelagem de falhas para circuitos analógicos que possibilitaria a utilização de técnicas evolucionárias e sócio-cognitivas para a geração de seus respectivos vetores de teste, com o objetivo de construir, assim, uma metodologia de teste e diagnóstico composta por geração automática de vetores de teste, detecção, localização e diagnóstico de falha. Embora se acredite que o método a ser apresentado possui certo grau de generalidade, neste trabalho ele será empregado para avaliação de sua eficácia em uma determinada classe de circuitos: os filtros analógicos.

4.1. Escopo do Problema

Com esta tese, deseja-se iniciar uma discussão acerca de propostas para solução de um problema que pode ser sucintamente enunciado da seguinte forma:

É possível efetuar uma geração automática de vetores de teste para detectar, localizar e diagnosticar falhas paramétricas simples nos componentes de um filtro analógico utilizando somente as medidas de módulo do ganho em seu espectro observável de frequência?

Naturalmente, existem muitas formas de se debruçar sobre o problema recém-proposto, tal como já o fizeram muitos autores, citados no capítulo de revisão bibliográfica. Portanto, faz-se necessário o estabelecimento de alguns pressupostos que nortearam o desenvolvimento deste trabalho.

4.2. Pressupostos da Proposta de Solução do Problema.

4.2.1. Emprego de Técnicas Evolutivas e Sócio-Cognitivas

Essas técnicas são algumas das ferramentas recentes utilizadas no domínio da inteligência artificial. A escolha de técnicas de inteligência artificial para a geração de vetores de teste em lugar das técnicas de busca exaustiva deve-se ao fato de que estas últimas perdem sensivelmente a eficácia à medida em que o circuito sob teste aumenta em complexidade e número de componentes. As técnicas derivadas da IA por sua vez permitem uma busca otimizada e robusta com menos recursos computacionais.

Entre as diversas técnicas da inteligência artificial, os métodos evolutivos e sócio-cognitivos foram preferidos por serem um ramo recente e promissor que tem apresentado resultados satisfatórios para algumas classes de problemas relacionadas com o problema proposto [1,2,34,36,44].

4.2.2. Teste Somente em Filtros Analógicos

Filtros analógicos são uma classe de circuitos cujo comportamento é melhor estabelecido no domínio da frequência por meio de suas curvas de Bode [38]. Suas especificações, dependendo da topologia e do tipo de filtro empregado, podem ser fortemente alteradas devido às variações paramétricas dos valores nominais de seus componentes – *resistores, capacitores, indutores, amplificadores operacionais e transistores*. Deve ser observado que a escolha dos filtros analógicos é apenas uma limitação do escopo do trabalho e não do método proposto. Além disso, este pressuposto estabelece outros pressupostos igualmente relevantes no escopo deste trabalho discutidos a seguir.

4.2.2.1 Emprego do Ganho no Espectro em Frequência

O comportamento dos filtros analógicos no domínio da frequência é geralmente representado pelo diagrama de Bode, que são representações do módulo de ganho e da fase. A escolha apenas do módulo do ganho se deve a razões de cunho prático, ou seja,

tornar a metodologia proposta implementável fisicamente em laboratório ou por meio de um BIST.

4.2.2.2 Função de Transferência do Filtro

Para a implementação da metodologia proposta, não é necessário que se disponha previamente da expressão da função de transferência do circuito. O conhecimento do circuito sob teste dá-se por meio de sua lista de nós² (*netlist*). A lista de nós permite que o circuito seja simulado e sua resposta em frequência do ganho seja conhecida. O conhecimento do comportamento do circuito unicamente por meio de dados de simulação classifica este método como do tipo “simulação antes do teste” (*simulation before test*).

4.2.2.3 Formato do Vetor de Teste

Por razões que serão pormenorizadas adiante, escolheu-se para compor os vetores de teste que serão gerados a soma, no domínio do tempo, de dois ou mais sinais puramente cossenoidais, com a mesma amplitude e fase, mas com frequências diferentes entre si. O número de componentes que um vetor de teste deve possuir é previamente determinado ao início da execução da metodologia. No domínio da frequência, a composição desses sinais transforma-se em impulsos de mesma amplitude [39], centrados cada um numa dada frequência no espectro.

4.2.3. Os Modelos de Falhas Empregados

O tipo de falha que será trabalhado pela técnica proposta é fundamental para a determinação da modelagem das falhas. Neste caso, o circuito é conhecido pela sua lista de nós, e não pela sua função de transferência, o que sugere o emprego de uma análise de falhas da estrutura do circuito em vez de uma análise funcional.

4.2.3.1 Falhas Paramétricas

Os tipos de falhas que serão considerados neste trabalho são as falhas paramétricas, que são, nomeadamente, os desvios percentuais dos valores nominais dos

² *Netlists são representações de um circuito sob a forma textual.*

componentes discretos, para mais ou para menos, do filtro, bem como de parâmetros internos selecionados do macromodelo³ de seus componentes integrados, se o filtro for ativo.

4.2.3.2 Falhas Simples

As falhas paramétricas que forem analisadas no emprego da técnica ocorrerão sempre de forma simples, i.e., uma a cada vez.

4.3. Descrição do Método

O método proposto possui três fases, cada uma dividida em etapas características: a modelagem de falhas, a geração automática dos vetores de teste e o diagnóstico de falhas. Todas as fases da metodologia serão melhor explicadas com auxílio de um circuito-exemplo.

O circuito-exemplo é um filtro ativo passa-faixa biquadrático topologia *Sallen-Key* [7,45] normalizado. Sua frequência central está em 1Hz e o espectro observável do filtro situa-se na faixa de 0,05Hz a 5Hz. A figura 4.1 apresenta a topologia do filtro; a figura 4.2, sua resposta em frequência, tomada do nó V_{out} .

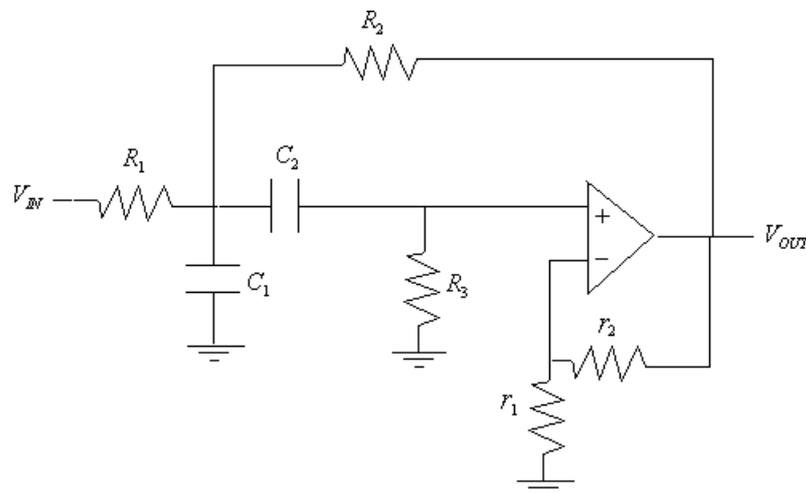


figura 4.1: Filtro passa-faixa do tipo Sallen Key.

³ modelo funcional de um circuito integrado fornecido por seu fabricante para que possa ser utilizado em simulações [10].

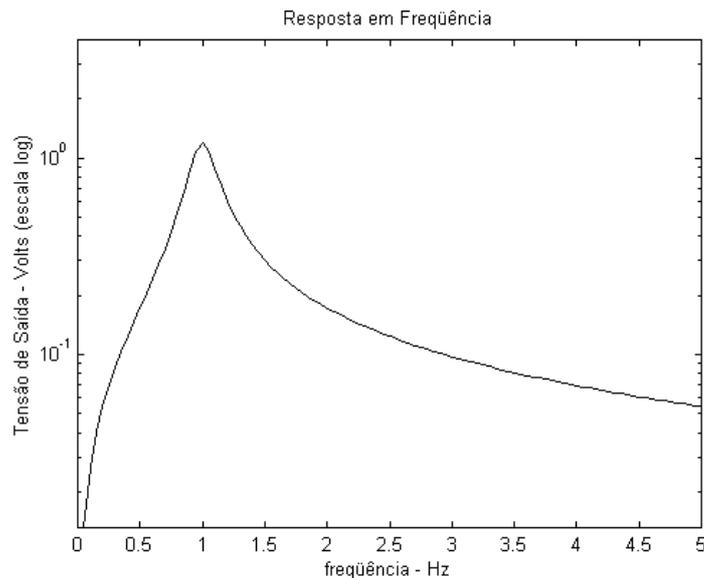


figura 4.2: Resposta em frequência do filtro passa-faixa.

4.3.1. Modelagem de Falhas

A modelagem de falhas consiste na construção de um dicionário de falhas e na determinação daquilo que será batizado de *Trajétoria de Falha Paramétrica Simples*.

4.3.1.1 Criação do Dicionário de Falhas

Para a criação de um dicionário de falhas do circuito da figura 4.1, são geradas listas de nós de circuitos (*netlists*) contendo, cada uma, uma única falha paramétrica, correspondente à variação percentual do valor nominal de algum componente discreto do filtro ou de algum parâmetro do macromodelo de seu amplificador operacional. Para a descrição da metodologia empregada nesta tese, serão consideradas falhas paramétricas todas as seguintes variações percentuais: $\pm 10\%$, $\pm 20\%$, $\pm 30\%$ e $\pm 40\%$.

Todas as listas de nós desses circuitos são simuladas e suas curvas de módulo de resposta em frequência são armazenadas no dicionário de falhas. A resposta em frequência da figura 4.2, correspondente ao filtro sem falhas (*golden device*), também é armazenada para ser utilizada como referência.

Dessa forma, cada componente do circuito contribui para o acréscimo de 8 curvas de resposta em frequência ao dicionário de falhas. Do amplificador operacional, são destacados dois parâmetros de seu macromodelo que, assim como os componentes discretos, terão seus valores nominais percentualmente alterados e as curvas simuladas

resultantes dessas alterações acrescidas ao dicionário: $ro1$ e $ro2$,⁴ provenientes do modelo do amplificador operacional *TL082* [5].

O dicionário de falhas do filtro *Sallen-Key* é, pois, composto por 72 curvas de resposta em frequência. A figura 4.1 apresenta, como exemplo, algumas curvas do dicionário, em comparação com a resposta do circuito sem falhas; a figura 4.2, curvas de desvios ocorridos em um mesmo componente.

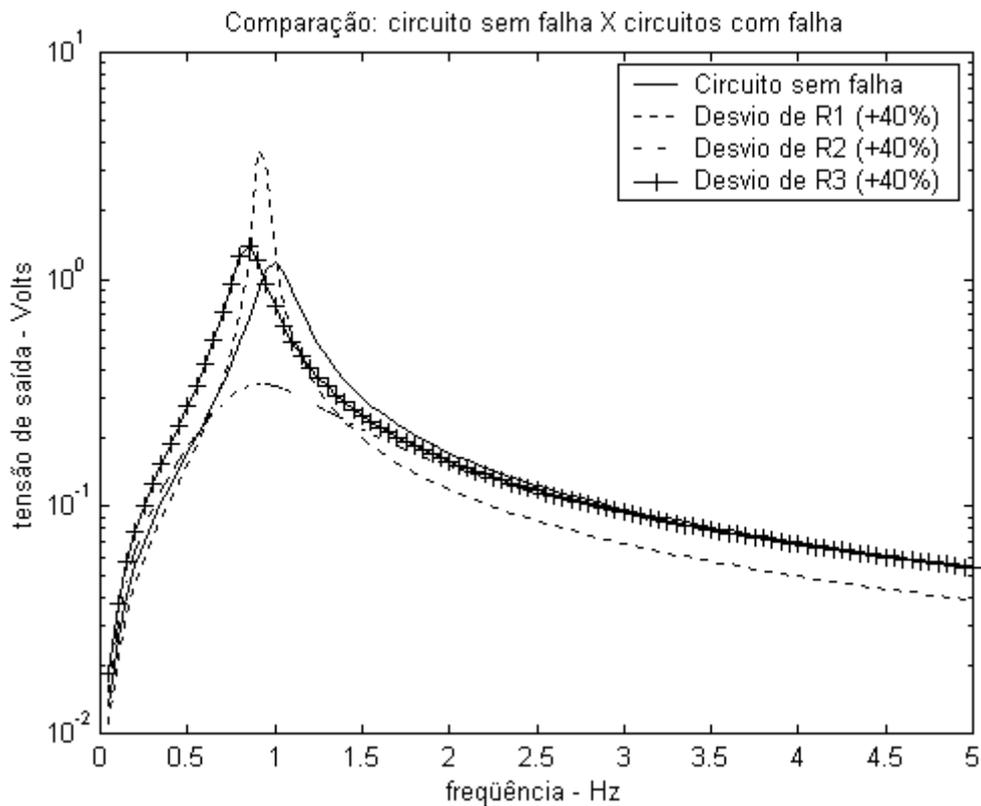


figura 4.1: Curvas de falha de alguns componentes.

⁴ A estrutura do macromodelo do amplificador operacional *TL082* é apresentada no capítulo cinco.

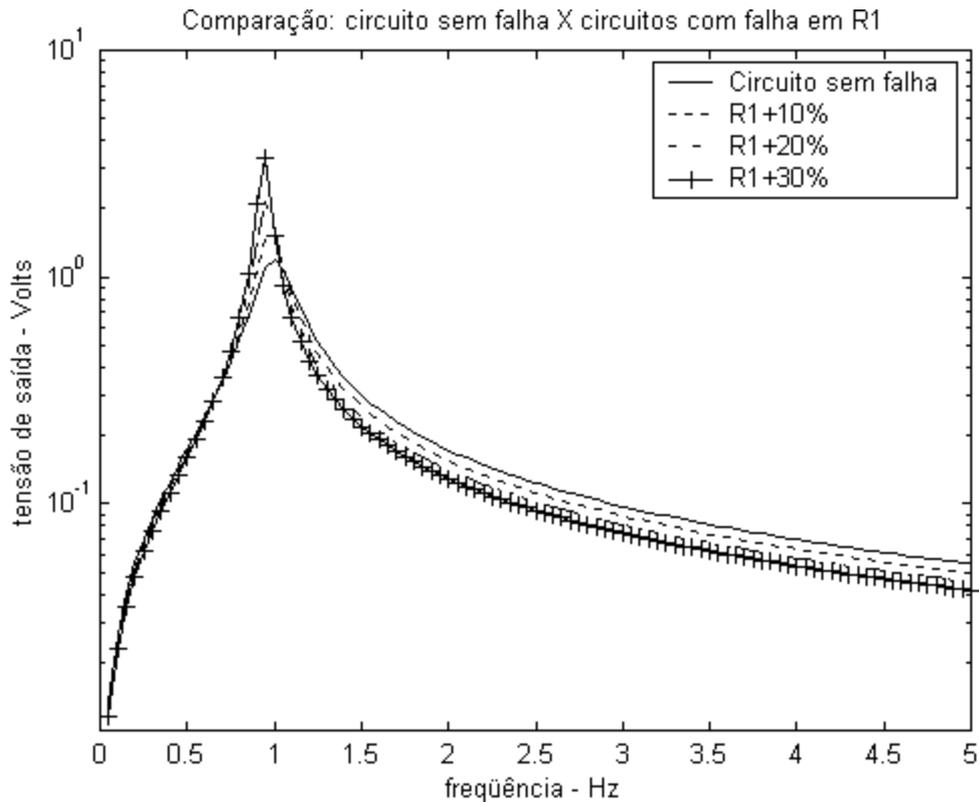


figura 4.2: Curvas de falha de um mesmo componente.

4.3.1.2 A Trajetória de Falha Paramétrica Simples

O conceito de *Trajetória de Falha Paramétrica Simples* [40], no qual se fundamenta toda a metodologia de geração de vetores de teste e de diagnóstico, é a proposição basilar desta tese. Entretanto, sua idéia é simples e exige apenas o emprego de conceitos de álgebra linear e geometria analítica apresentados no apêndice I.

O princípio da *Trajetória de Falha Paramétrica Simples* baseia-se na propriedade de amostragem do impulso [39].

Sejam dois sinais cossenoidais contínuos no tempo, de mesma amplitude, cujas frequências são, respectivamente, f_1 e f_2 . A Transformada de Fourier [39] dos sinais é dada pelas expressões seguintes, e a respectiva transformação tempo-frequência é apresentada na figura 4.1.

$$\mathfrak{F}(\cos(2\pi f_1 t)) = \pi [\delta(f - 2\pi f_1) + \delta(f + 2\pi f_1)] \quad (4.1)$$

$$\mathfrak{F}(\cos(2\pi f_2 t)) = \pi [\delta(f - 2\pi f_2) + \delta(f + 2\pi f_2)] \quad (4.2)$$

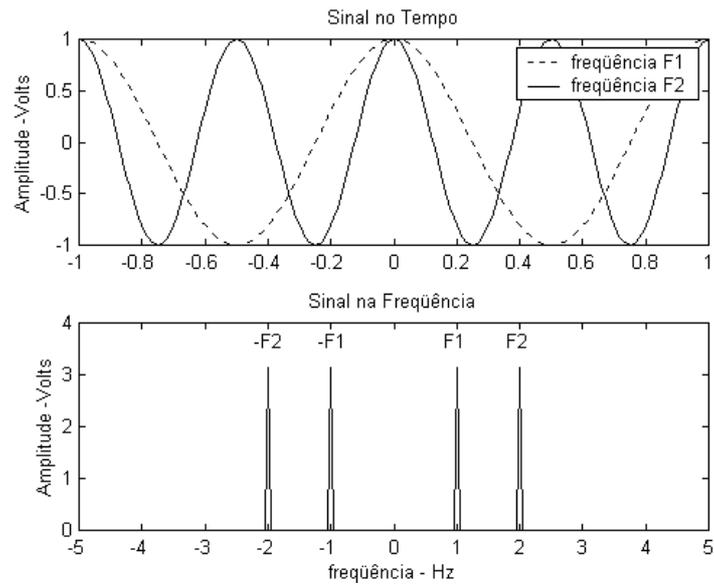


figura 4.1: Transformação tempo-frequência de sinal cossenoidal.

Se se utilizar apenas a parte positiva da frequência dos dois sinais acima na entrada do filtro sem falhas, f_1 e f_2 , ter-se-á, para cada sinal, um valor correspondente de amplitude amostrada, como apresenta a figura 4.2.

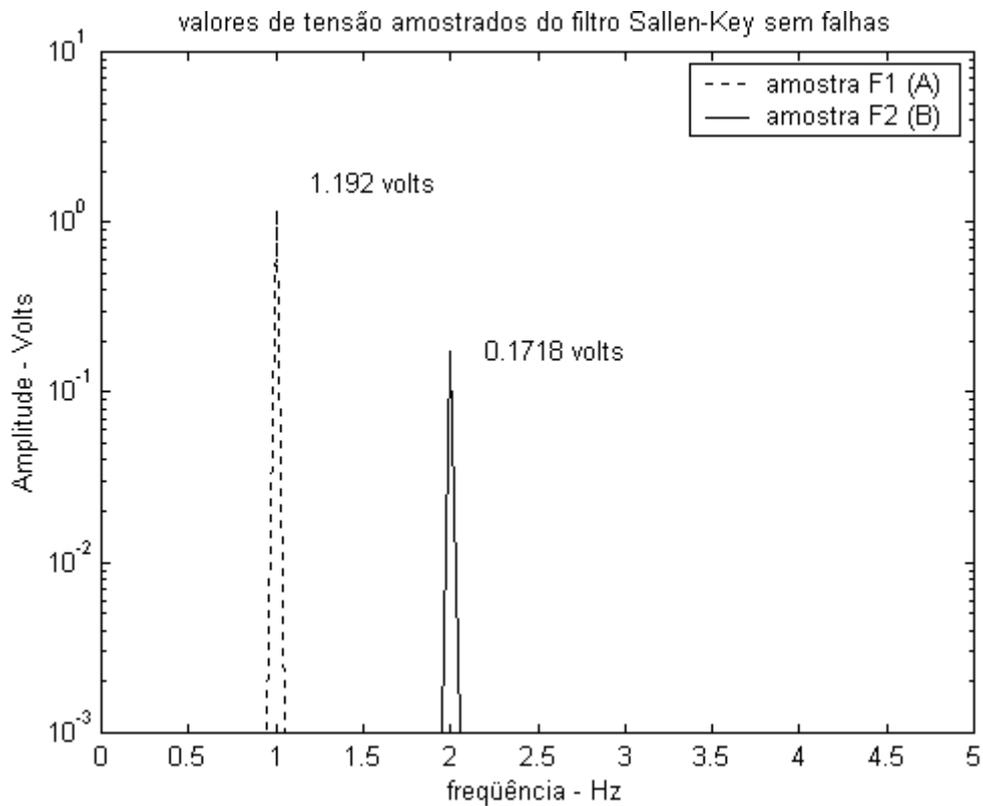


figura 4.2: Tensões amostradas do filtro sem falhas.

Os valores das tensões obtidos por meio desta amostragem, A e B, serão os valores de referência, já que foram tomados do filtro sem falhas.

Seja agora o mesmo procedimento de amostragem, com as mesmas frequências f_1 e f_2 , realizado sobre o circuito que possui uma falha paramétrica em R1, cujo valor nominal foi desviado em +10%. O resultado é mostrado na figura 4.3.

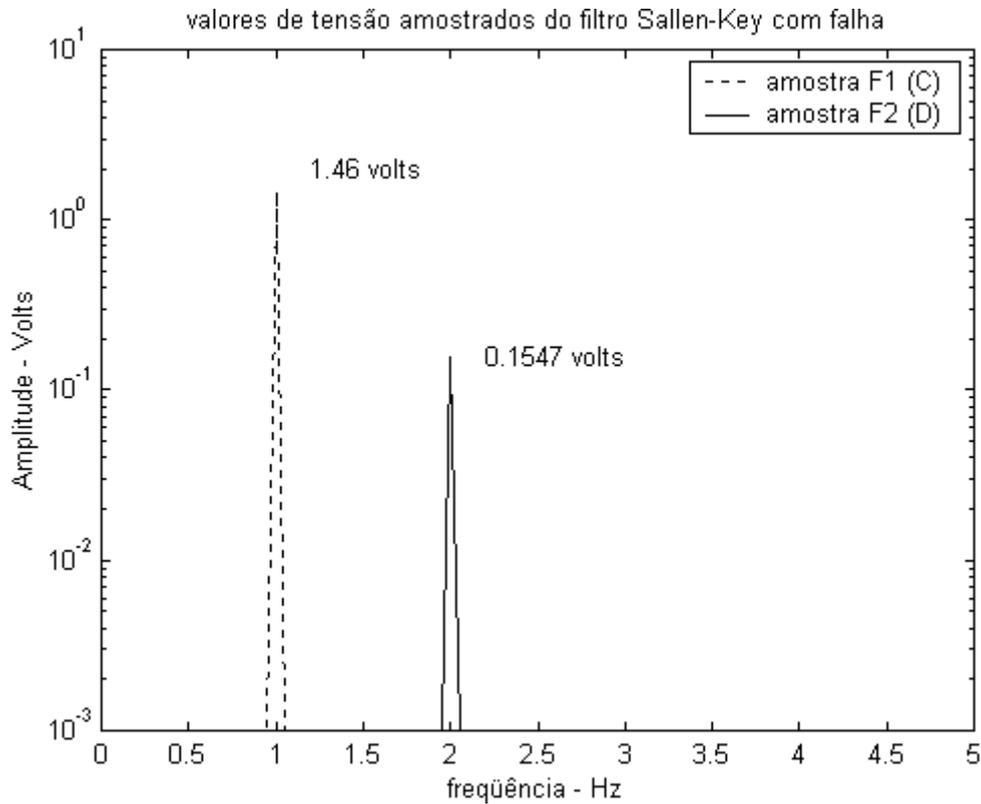


figura 4.3: Tensões amostradas do filtro com desvio de +10% em R1.

Superpostas as duas curvas, tem-se a figura 4.4.

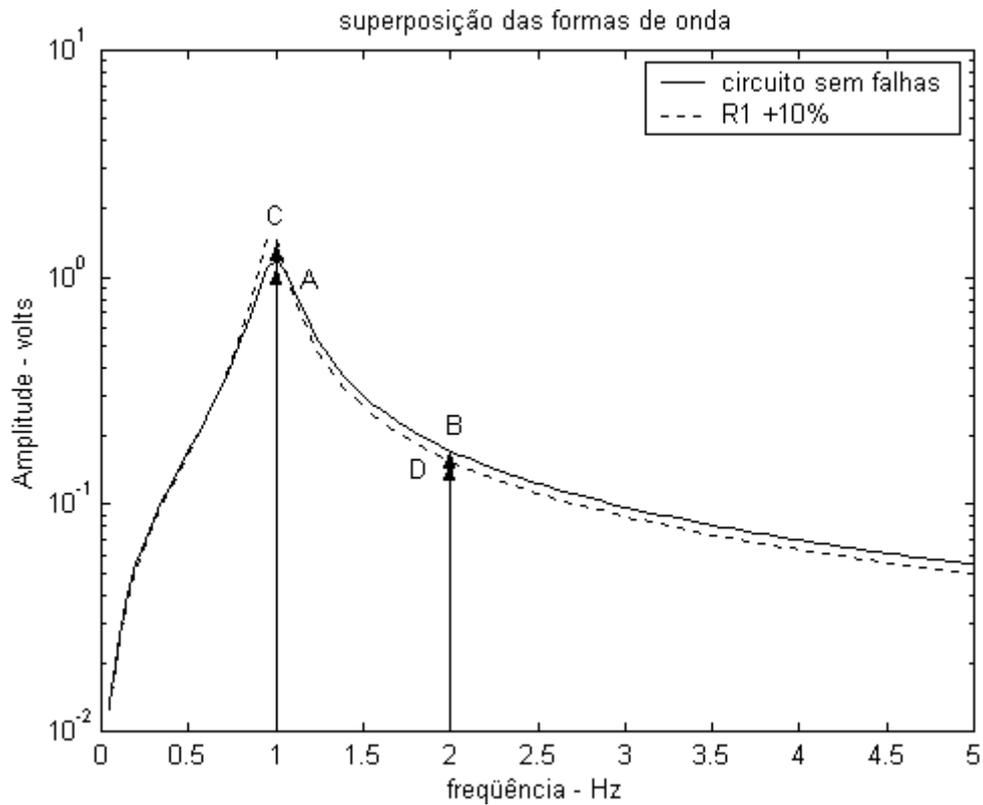


figura 4.4: Superposição das duas curvas amostradas.

Subtraindo-se os valores de amplitude amostrados do filtro sem falhas dos valores amostrados do filtro com falhas, obtém-se o seguinte resultado:

- 1) na frequência f_1 : $A-C = -0.268$
- 2) na frequência f_2 : $B-D = 0.0171$

Propõe-se, agora, transformar as diferenças calculadas acima em uma coordenada em um espaço cartesiano de duas dimensões⁵, como apresenta a figura 4.5.

⁵ Vide apêndice I.

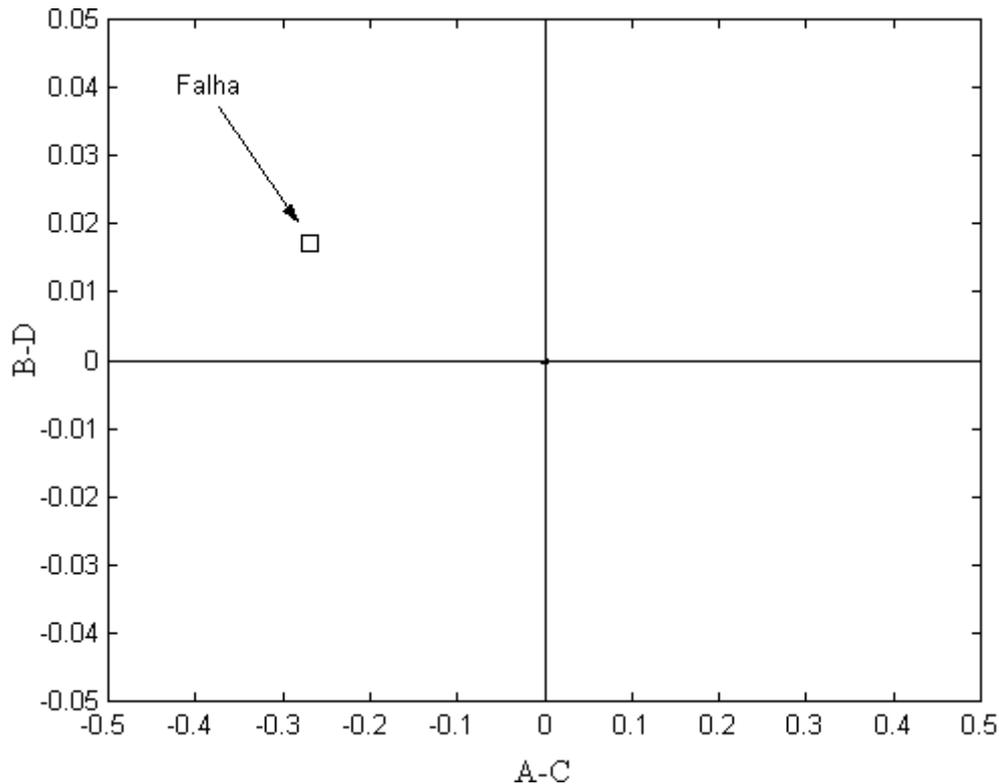


figura 4.5: Ponto no espaço formado pelas diferenças de tensão obtidas.

Chame-se o ponto correspondente ao desvio paramétrico de COORDENADA DE FALHA e o espaço cartesiano criado de ESPAÇO DE PONTOS DE FALHA, formado pelos EIXOS DIFERENCIAIS. O conceito da trajetória de falha paramétrica simples, doravante trajetória de falha ou apenas trajetória, consiste em **unir linearmente por partes todos os pontos correspondentes aos desvios paramétricos consecutivos relativos a um único componente**. Assim, por exemplo, ao determinar-se os pontos de falha relativos aos desvios de +10%, +20%, +30% e +40% do valor nominal de um componente no plano cartesiano, os pontos são unidos por segmentos de reta na seguinte seqüência: origem→+10%→+20%→+30%→+40%, conforme mostra um exemplo da figura 4.6.

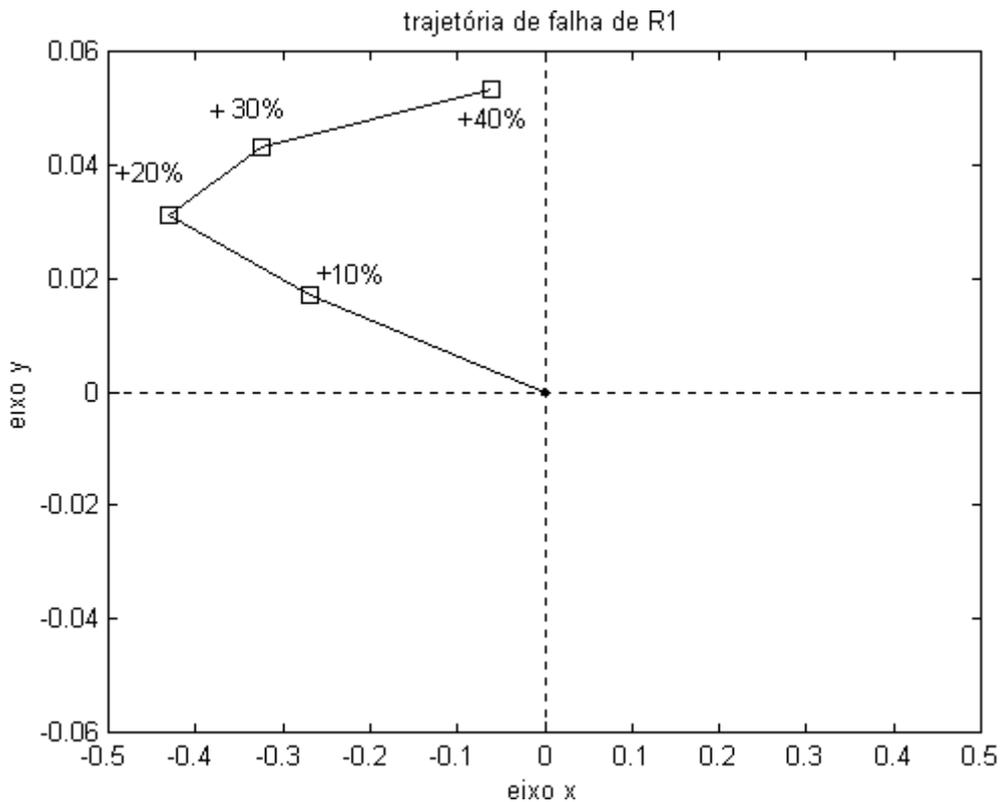


figura 4.6: Trajetória de falha do componente R1.

Os segmentos de reta unindo coordenadas de falha são denominados doravante SEGMENTOS DE FALHA. Partindo-se deste conceito recém-criado, pressupõe-se que desvios paramétricos percentuais de valores que não constam no dicionário de falhas devem, neste novo mapeamento, ter suas coordenadas de falha localizadas proximamente aos seus respectivos segmentos de falha, ou até mesmo sobre os segmentos de falha. Assim, por exemplo, um desvio paramétrico de +22% do valor nominal de R1 localiza-se próximo ou até mesmo sobre o segmento de falha compreendido entre as coordenadas de falha de +20% e +30%. Não se deve esquecer, pois, que o segmento de falha é apenas uma aproximação da localização das coordenadas de falha de desvios paramétricos que não foram calculados.

Algumas observações pertinentes podem ser tomadas a partir desta nova proposta de mapeamento das falhas:

- 1) a origem do espaço cartesiano representará sempre a resposta do circuito sem falhas e o ponto de onde saem todas as trajetórias de falha;
- 2) a dimensão do espaço de pontos de falha é, exatamente, o número de cossenóides que são utilizadas, na entrada do filtro, para a amostragem. Entretanto, seja

qual for a dimensão desse espaço, as falhas paramétricas simples sempre serão representadas por segmentos de reta;

3) cada combinação de impulsos no espectro de frequência corresponde a uma trajetória de falha diferente para a variação paramétrica de um mesmo componente. Uma dada disposição de trajetória no espaço depende das frequências em que o dicionário de falhas está sendo amostrado. Este tipo de modelagem proposta é, pois, dinâmica, já que a forma pela qual o modelo de falha será conhecido depende dos sinais de entrada do filtro. Poder-se-ia dizer, então, que cada conjunto de sinais de teste corresponde a um padrão de trajetórias, ou a uma ASSINATURA DE FALHA. Ver-se-á adiante que as assinaturas de falha advindas desta modelagem coadunam com a teoria de sensibilidade [7,26] de circuitos;

4) os eixos diferenciais –*eixo x e eixo y*, na *figura 4.6*- representam as diferenças lineares entre as tensões amostradas das curvas do dicionário de falhas e a curva do circuito sem falhas. Diferenças logarítmicas poderiam ser implementadas também;

5) a RESOLUÇÃO de uma trajetória no espaço é o número de coordenadas de falha que uma trajetória contém, e depende do número de curvas atribuídas às variações paramétricas de um determinado componente dentro do dicionário de falhas; e

6) o modelo realiza um mapeamento de todo o espectro observável de um filtro a alguns pontos determinados em um (hiper)espaço⁶. Naturalmente, é uma técnica que pode acarretar em perdas de informação quando da transformação do domínio da frequência ao DOMÍNIO DOS PONTOS DE FALHA.

4.3.1.3 A Construção Algébrica dos Segmentos de Falha

Algebricamente, a união de duas coordenadas consecutivas de falha dá-se por meio da determinação de um segmento de reta entre os dois pontos que constituem coordenadas de falha consecutivas. A equação do segmento de reta é determinada por parametrização, cuja operação é sucintamente descrita no apêndice I. A equação paramétrica é a única forma de se estabelecer uma equação de reta entre dois pontos em um espaço de dimensão acima de dois [41].

⁶ Vide apêndice I.

4.3.1.4 O Comportamento das Trajetórias de Falha

Uma vez estabelecido o conceito da trajetória de falha, torna-se possível associar algumas de suas propriedades, que foram descobertas mediante observações ao longo deste trabalho, com os fenômenos relativos às falhas em circuitos. Até o momento, foram descobertos quatro tipos de propriedades que foram assim nomeadas: INTERSECÇÕES, DISPERSÃO, DISTÂNCIA DA ORIGEM e COINCIDÊNCIA DE SEGMENTOS DE FALHA. Todas estas propriedades serão apresentadas, apenas para melhor visualização, partindo-se de um espaço de pontos de falha composto por duas dimensões.

4.3.1.4.1 Interseções

As interseções ocorrem quando dois segmentos de falha, pertencentes a dois componentes diferentes ou a um mesmo componente, interceptam-se no espaço de pontos de falha, possuindo, no sistema composto pelas equações paramétricas de seus respectivos segmentos de reta, uma única solução, o que poderia representar a existência de uma coordenada de falha em comum. A figura 4.1 apresenta o exemplo de uma interseção observada entre duas trajetórias de falha, relativas às variações paramétricas em R1 e R3 do filtro *Sallen-Key*.

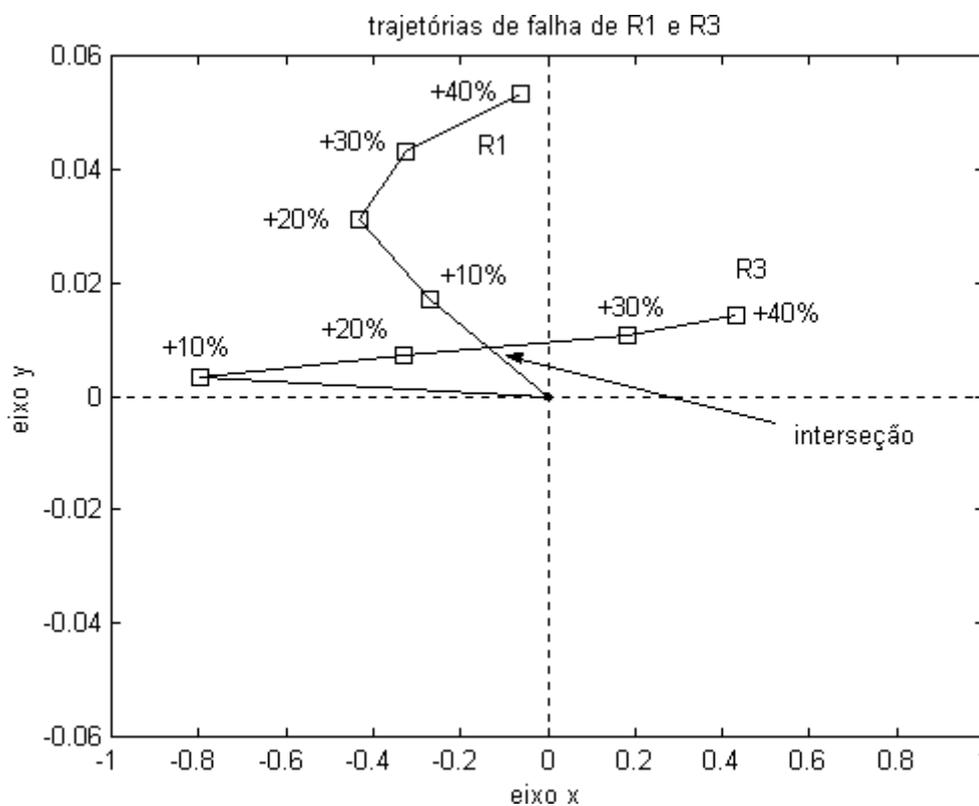


figura 4.1: Interseção de trajetórias no espaço de pontos de falha.

A presença verificada de uma intersecção indica a existência, para uma determinada combinação de entradas cossenoidais, de duas falhas paramétricas cujos efeitos produzidos na saída do circuito são iguais. São, portanto, falhas equivalentes ou indistintas naquele ponto. Pela figura 4.1, poder-se-ia dizer que o efeito produzido na resposta em frequência do filtro *Sallen-Key*, para as duas entradas cossenoidais empregadas, de uma variação paramétrica percentual de, aproximadamente, +6% do valor nominal de R1 equivale, provavelmente, ao efeito produzido por R3 quando este sofre um desvio percentual de, aproximadamente, +23% de seu valor nominal.

4.3.1.4.2 Dispersão

A dispersão é a forma pela qual as coordenadas de falha distribuem-se no espaço de pontos de falha. Mede-se a dispersão, neste trabalho, pelo número de coordenadas de falha por quadrante, octante ou hiperoctante⁷, caso o espaço de pontos de falha possua, respectivamente, dimensão dois, três ou superior a três. Seja a figura 4.1, composta por um espaço de pontos de falha de duas dimensões, com três trajetórias de falha –*somente a parte relativa aos desvios percentuais acima do valor nominal* : R1, R2 e C1.

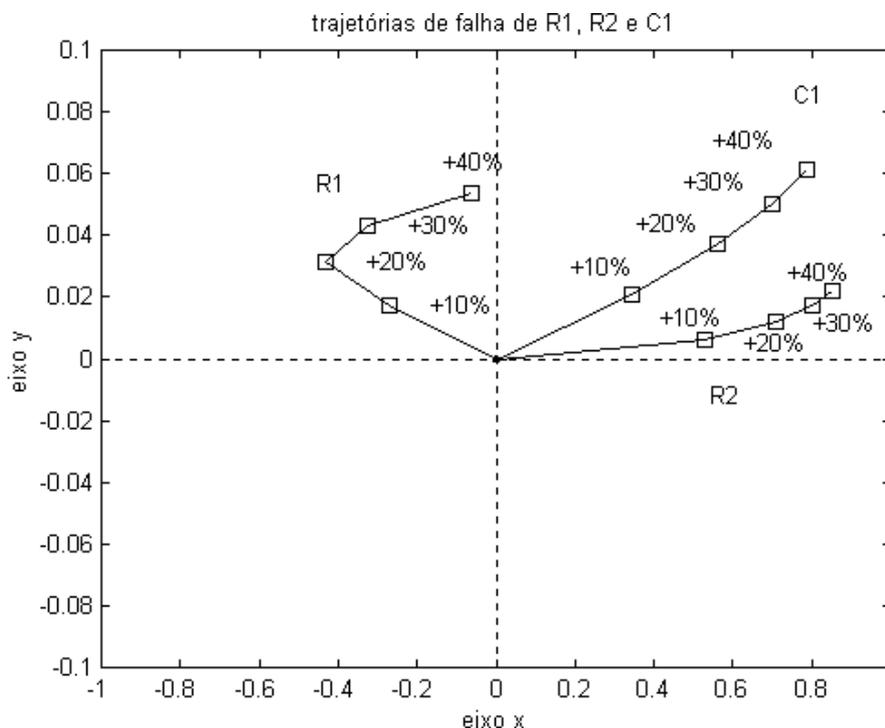


figura 4.1: Dispersão de trajetórias no espaço de pontos de falha.

⁷ Definições constantes no apêndice I.

Considerando apenas as variações percentuais positivas dos três componentes do filtro, verifica-se que a distribuição de coordenadas de falha por quadrantes do espaço de pontos de falha obedece ao seguinte histograma da figura 4.2.

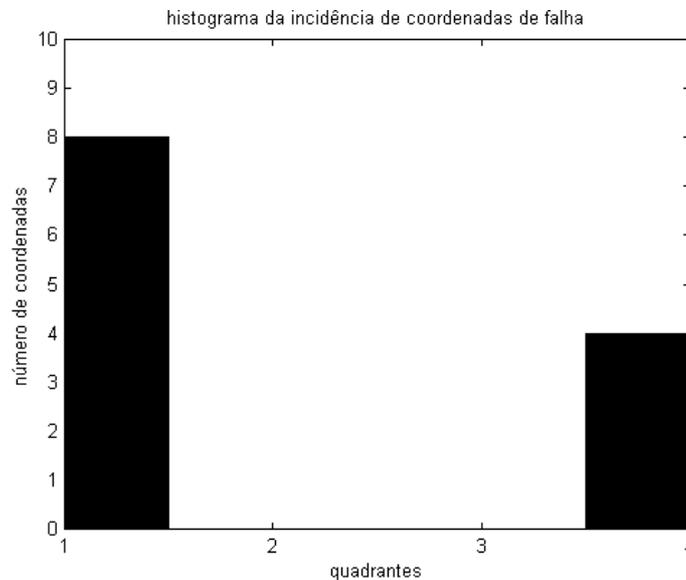


figura 4.2: Histograma das coordenadas de falha por quadrante.

O número de coordenadas de falha por quadrante foi uma forma encontrada para representar quão espaçadas estão as trajetórias entre si no espaço de pontos de falha. Representa, portanto, uma medida indireta das falhas isoladas ou detectáveis, para uma determinada composição do sinal de teste na entrada do filtro.

4.3.1.4.3 Distância da Origem

No espaço de pontos de falha, a origem é a representação, para uma dada combinação de sinais cossenoidais, do comportamento do circuito sem falhas. Geralmente, pequenos desvios paramétricos em um determinado componente localizam-se em regiões próximas à origem, enquanto maiores desvios tendem a ocupar regiões mais distantes dela. Sob esta concepção, é natural estabelecer que pontos equidistantes da origem, cujos lugares geométricos são círculos, esferas ou hiperesferas⁸ concêntricas à origem, possuem alguma espécie de propriedade comum entre eles.

Sejam as três curvas do circuito *Sallen-Key* apresentadas na figura 4.1: a do circuito sem falhas, a da variação percentual paramétrica de +40% de R2 e de -40% de r1. Seja, ainda, a região destacada da figura 4.1 em detalhe na figura 4.2.

⁸ Definições constantes no apêndice I.

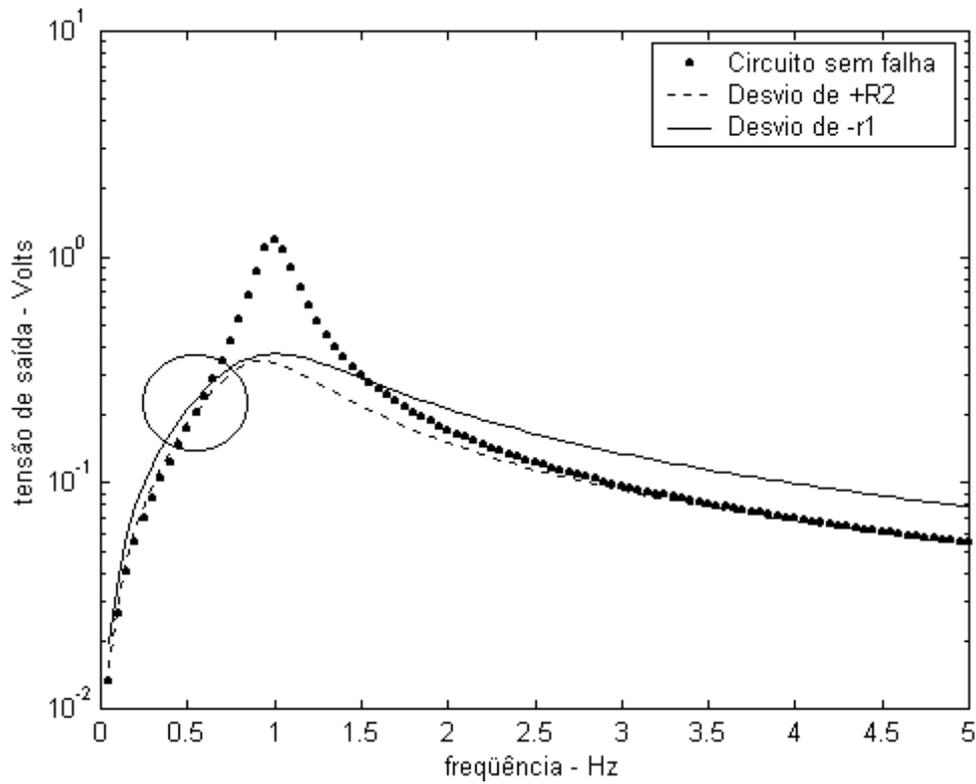


figura 4.1: Curvas do dicionário de falhas do filtro Sallen-Key.

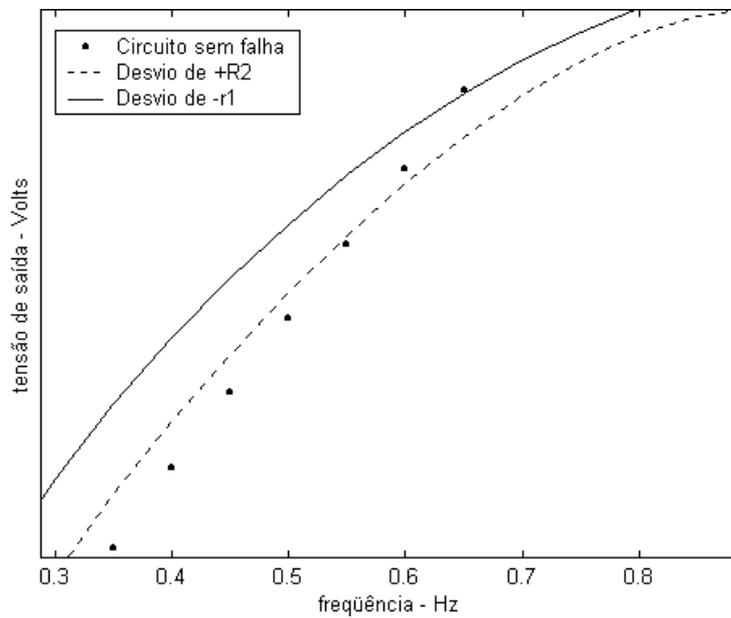


figura 4.2: Detalhe da região destacada na figura 4.1.

Nas frequências de 0,55Hz e 0,65Hz, amostram-se as duas curvas com falha e realiza-se o mapeamento no espaço de pontos de falha para estas falhas. A localização destas coordenadas de falha é apresentada na figura 4.3.

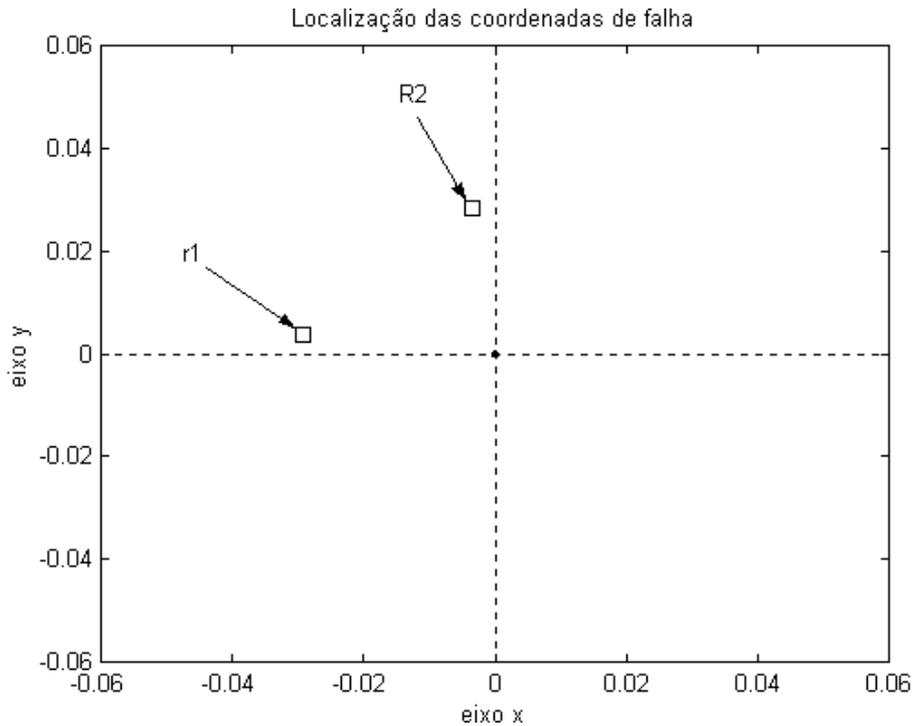


figura 4.3: Coordenadas de falha obtidas.

A partir da figura 4.3, traça-se, na figura 4.4, um círculo concêntrico à origem, cujo raio corresponde à distância entre a coordenada de falha de R2 e a origem.

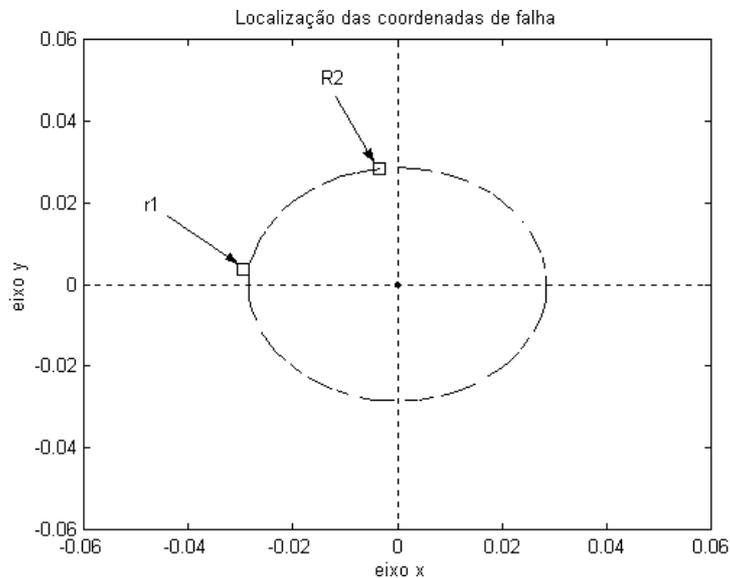


figura 4.4: Inclusão de um círculo concêntrico à origem.

Para efeito prático, considerem-se as distâncias das duas falhas à origem iguais. Observa-se que a propriedade em comum com as duas coordenadas de falha dispostas sobre um círculo concêntrico à origem é a da TOLERÂNCIA em relação aos valores

amostrados. De fato, voltando-se à figura 4.2, verifica-se, na figura 4.5, que, ao se incluir barras de tolerância nas frequências do espectro que foram utilizadas na amostragem, verifica-se que as curvas estão praticamente dentro dos limites.

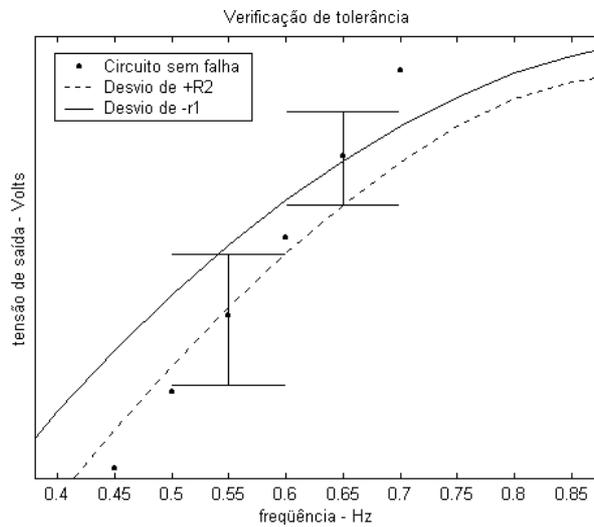


figura 4.5: Barras de tolerância (eixo y = logarítmico).

Além da tolerância, outro significado físico pode ser atribuído ao lugar geométrico dos pontos que equidistam da origem —*círculo, esfera ou hiperesfera*. Sejam na figura 4.6 as curvas do dicionário de falhas para variações paramétricas positivas de R2. Seja, ainda, a região destacada na figura 4.6 em detalhe na figura 4.7.

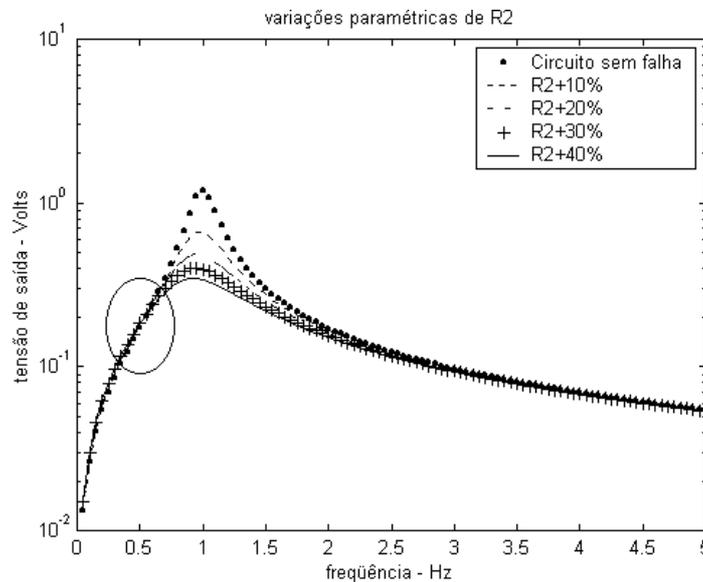


figura 4.6: Curvas do dicionário de falhas das variações positivas de R2.

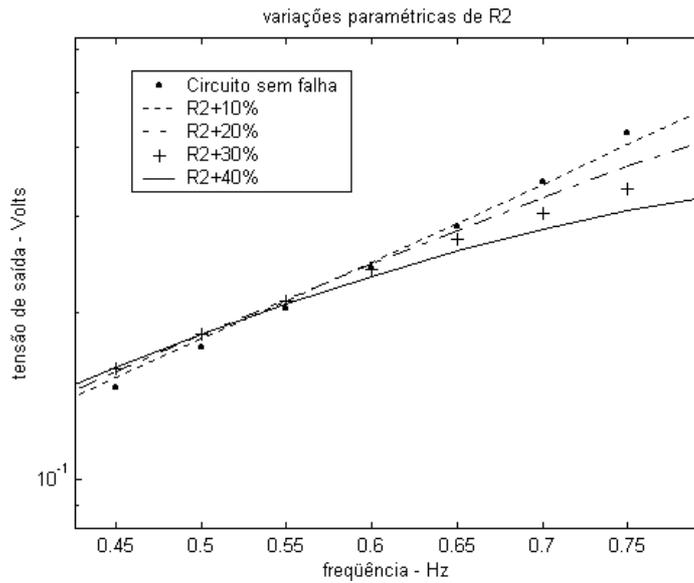


figura 4.7: Detalhe da região destacada na figura 4.6.

Nas frequências de 0,5Hz e 0,6Hz, amostram-se as duas curvas com falha e realiza-se o mapeamento no espaço de pontos de falha para estas falhas. O desenho desta trajetória parcial de falha é apresentado na figura 4.8.

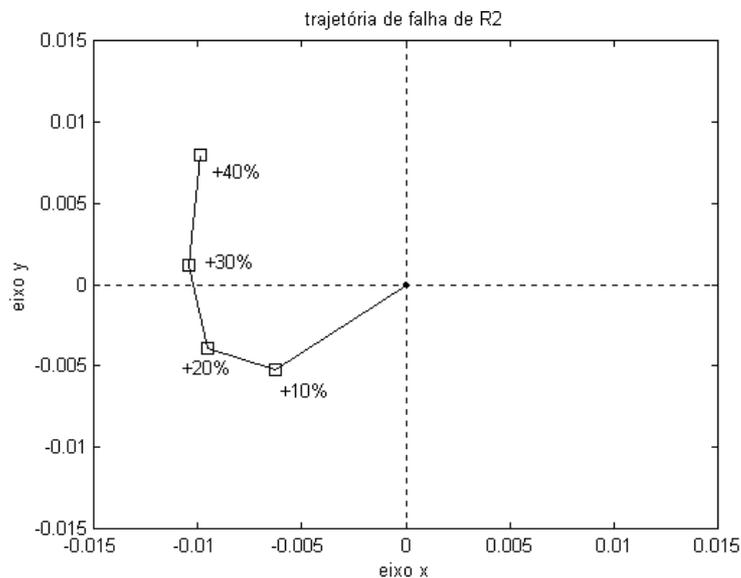


figura 4.8: Trajetória de falha parcial de R2.

Se se traçar um círculo de raio arbitrário, concêntrico à origem, como apresentado na figura 4.9, tem-se uma situação na qual toda a trajetória de falha de um componente localiza-se em seu interior.

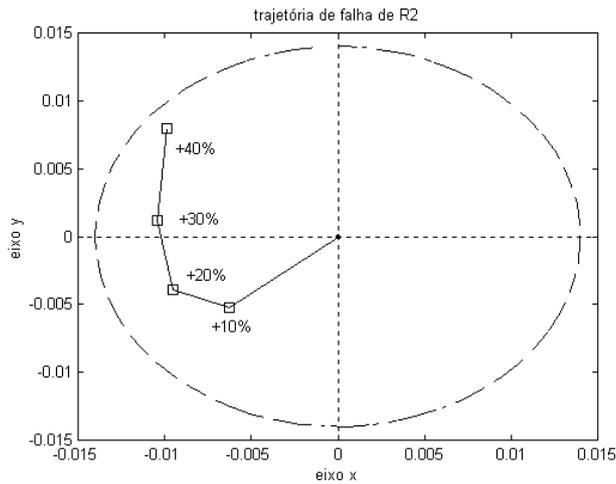


figura 4.9: Trajetória de falha no interior de um círculo .

Se se definir o valor do raio como o desvio máximo, a tolerância máxima permitida em cada ponto da curva do módulo da resposta em frequência de um dado filtro, tem-se que, nas frequências do espectro em que as curvas do dicionário de falhas foram amostradas, o filtro não é sensível ao componente R2 para a faixa de variações percentuais de 0 a +40%, i.e., as variações de R2 não prejudicam o desempenho do filtro. Define-se então este círculo como o LIMITE DE SENSIBILIDADE do filtro para um dado conjunto de sinais de entrada.

O limite de sensibilidade pode ser um VALOR ABSOLUTO arbitrário atribuído pelo engenheiro de testes ou pode, ainda, ser estabelecido a partir da sensibilidade observada no componente mais sensível do circuito. Para este último caso, seja um exemplo dado pela figura 4.1, e repetida, com algumas modificações, na figura 4.10.

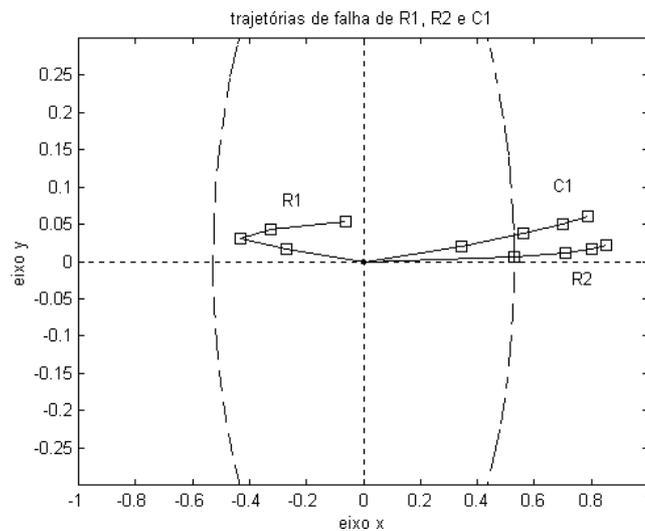


figura 4.10: Verificação de limite de sensibilidade por meio do componente mais sensível.

Suponha-se, a partir da figura 4.10, que a variação paramétrica de +10% sobre o valor nominal de R2 é o limite de sensibilidade, i.e., por alguma especificação de projeto determinada *a priori*, somente a partir de desvios superiores a +10% nos componentes as especificações do filtro tornam-se inaceitáveis para uma dada combinação dos sinais de entrada. Portanto, ao traçar-se o círculo do limite de sensibilidade⁹, verifica-se que o filtro não é sensível às variações estabelecidas do componente R1. Este é um exemplo de atribuição de limite de sensibilidade a partir da tolerância paramétrica máxima permitida ao componente mais sensível do circuito.

4.3.1.4.4 Coincidência de Segmentos de Falha

A coincidência de segmentos de falha ocorre quando dois segmentos de reta, que representam os segmentos de falha no espaço de pontos de falha, possuem a mesma equação e seus domínios coincidem ao menos em um intervalo aberto em todos os eixos do espaço. Isso indicaria a possível existência de infinitas coordenadas de falha em comum entre dois componentes do circuito. A figura 4.1 apresenta um caso em que dois segmentos de falha são coincidentes.

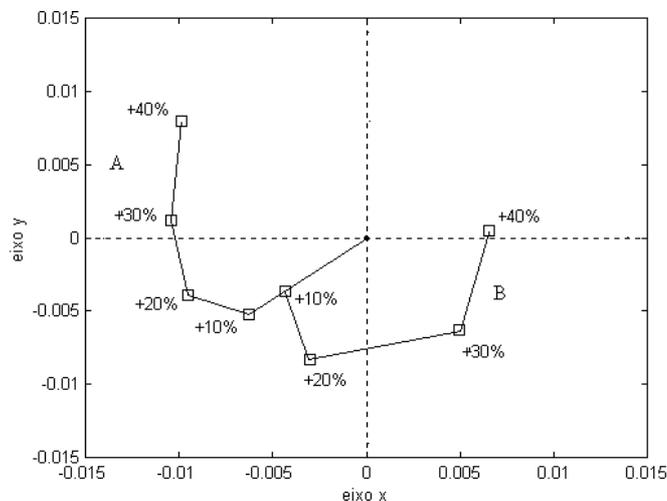


figura 4.1: Coincidência de segmentos de falha.

Pela figura 4.1, o segmento de falha da origem à coordenada de +10% do componente A coincide parcialmente com o segmento de falha da origem à coordenada

⁹ Na verdade, a figura apresenta uma elipse, já que, para facilitar a visualização, os eixos não foram apresentados com a mesma escala.

de +10% do componente B. A coincidência entre os segmentos de falha pode ser parcial ou total, i.e., os domínios dos eixos que compõem os segmentos coincidentes podem ser exatamente os mesmos ou podem coincidir apenas em parte, como é o caso apresentado na figura 4.1.

A presença de segmentos de falha coincidentes indica a existência de falhas equivalentes ou indistintas entre dois ou mais componentes, i.e., para uma dada combinação de sinais de teste na entrada, os efeitos de uma determinada faixa de variações paramétricas percentuais do valor nominal do componente A não se distinguem dos efeitos causados no filtro por outra dada faixa de variações paramétricas percentuais do valor nominal do componente B.

4.3.2. A Geração Automática de Vetores de Teste

Uma vez definida a técnica de modelagem de falhas por meio das trajetórias de falha, passa-se ao método de geração automática dos vetores de teste. Foram desenvolvidas neste trabalho duas metodologias diferentes de geração de vetores de teste para comparação: uma por meio de algoritmos genéticos e outra por meio da implementação do algoritmo de *Particle Swarm*.

Antes de se detalhar cada uma dessas metodologias, é necessário estabelecer algumas definições e diretrizes para o teste, que são válidas para todos os filtros em que a metodologia criada nesta tese foi testada.

4.3.2.1 Definições

Um VETOR DE TESTE é neste trabalho definido como um conjunto de sinais cossenoidais, de mesma amplitude e fase, somados no tempo, cujo único parâmetro de distinção entre eles é a frequência. Assim, em uma faixa de espectro de 0 a 5Hz, seriam exemplos de formatos de vetores de teste para um filtro:

- 1) em duas frequências $\rightarrow [2.5; \quad 3.7];$
- 2) em três frequências $\rightarrow [2.5; \quad 3.7; \quad 3.95];$ e
- 3) em quatro frequências $\rightarrow [0.6; \quad 2.5; \quad 3.7; \quad 3.95].$

Os algoritmos que compõem um vetor de teste significam tão-somente a frequência ocupada por seus respectivos impulsos no espectro. Não são necessárias outras distinções, uma vez que a amplitude dos impulsos é a mesma para todos.

Doravante, um sinal cossenoidal em uma dada frequência será denominado COMPONENTE DE VETOR DE TESTE, ou, simplesmente, componente.

Optou-se aqui, apenas por concisão e sem perda de generalidade observável, pela normalização de todos os filtros testados, e o ESPECTRO OBSERVÁVEL de todos eles está compreendido na faixa de 0,05Hz a 5Hz. O espectro foi dividido em 100 pontos de frequência igualmente espaçados entre si, e a RESOLUÇÃO DO ESPECTRO é, pois, de 0,05Hz. Por este motivo, todas as curvas de resposta em frequência são apresentadas em escala logarítmica para o eixo de tensão ou ganho e em escala linear para o eixo da frequência. Naturalmente, como existem apenas 100 componentes de vetor de teste no espectro observável, 100 é o tamanho máximo que pode assumir um vetor de teste.

4.3.2.2 Diretrizes para o Teste

Para que se possa ter sucesso na detecção, localização e diagnóstico de uma falha, uma metodologia de teste em circuitos analógicos deve perseguir, no mínimo, as seguintes diretrizes:

- 1) minimizar o número de falhas equivalentes ou maximizar o número de falhas isoladas ou detectáveis; e
- 2) minimizar o número de falhas não-observáveis.

4.3.2.3 Significado das Diretrizes na Modelagem Proposta

As diretrizes traçadas devem transformar-se em critérios objetivos para que possam ser devidamente implementadas por técnicas computacionais. Nesta nova modelagem proposta, verificar-se-á como suas características podem concorrer para a formação desses critérios objetivos.

4.3.2.3.1 Minimização do Número de Falhas Equivalentes

Na modelagem proposta, pode-se dizer que a equivalência entre as falhas paramétricas simples de um filtro manifesta-se de três formas: no número de interseções entre trajetórias, no número de segmentos de falha coincidentes entre si e, ainda, indiretamente, na dispersão, i.e., na distribuição das coordenadas das trajetórias de falha pelos quadrantes, octantes ou hiperoctantes do espaço de pontos de falha, conforme a dimensão do espaço de pontos de falha.

Enquanto nos dois primeiros casos a distinção entre duas falhas, para um dado vetor de teste, é diretamente afetada, no caso da distribuição a distinção entre as falhas pode ser bastante dificultada mas não se torna impossível. Seja novamente a figura 4.1, que apresenta três pares de trajetórias de falha do filtro *Sallen-Key*: R1, R2 e C1. Pela figura, percebe-se, por inspeção visual, que as trajetórias de R1 e C1 são mais facilmente distinguíveis entre si que as trajetórias de C1 e R2 pois estas têm um menor “*espaçamento*” entre si do que aquelas. O desejável é, portanto, determinar um critério que estabeleça objetivamente esta característica intuitiva e subjetiva que é o espaçamento, para que se procurem, a partir de um vetor de testes, um conjunto de trajetórias tão espaçado quanto possível.

Considere-se que se deseja criar um vetor de teste para o filtro *Sallen-Key* de forma a detectar justamente as falhas apresentadas na figura 4.1, que representam as variações percentuais acima do valor nominal de R1, R2 e C1 na faixa de 0% a +40%. Cada componente possui no espaço de pontos de falha quatro coordenadas de falha, totalizando 12 coordenadas. Se se considerar a distribuição de coordenadas de falha por quadrante, ter-se-á que a melhor distribuição de coordenadas de falha por quadrante seria a de três coordenadas por quadrante, independentemente da trajetória a que pertenceriam. Assim seria, pois, o histograma desta hipotética distribuição de coordenadas de falha por quadrante, apresentado na figura 4.1.

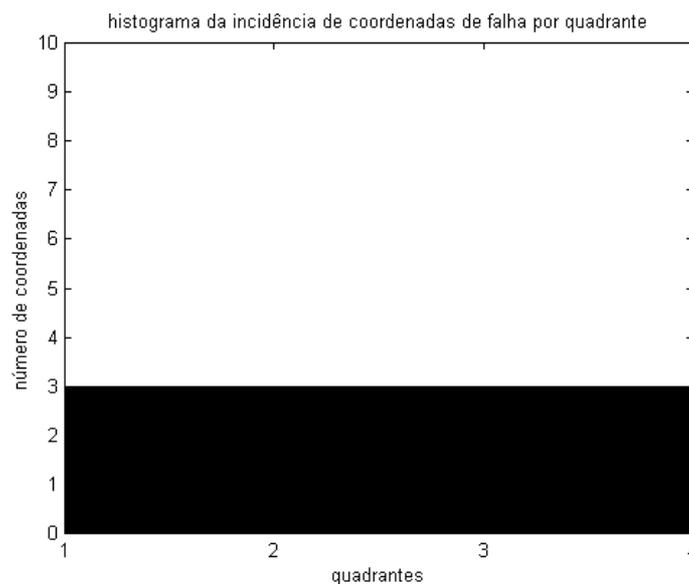


figura 4.1: Histograma da distribuição de coordenadas de falha no espaço de pontos de falha.

Comparando-se a figura 4.2, que apresenta o verdadeiro histograma para a distribuição por quadrantes das coordenadas de falha de R1, R2 e C1, com a figura 4.1, percebe-se que, para que se alcance uma distribuição de coordenadas de falha equânime, um critério a ser estabelecido poderia ser o que será a seguir enunciado:

“A melhor distribuição de coordenadas de falha no espaço de pontos de falha dá-se quando o menor número de coordenadas por quadrante, octante ou hiperoctante é o máximo.”

Em outras palavras, confere-se especial atenção às diferenças que cada uma das medidas tem da média aritmética. A partir do critério enunciado, pode-se avaliar a qualidade de uma dada dispersão de coordenadas de falha possui pela diferença que seus elementos têm da expressão da média aritmética abaixo:

$$media = \frac{no. \text{ coordenadas}}{quadrantes} \quad (4.3)$$

Neste trabalho, tomou-se especial cuidado para que coordenadas de falha que eventualmente estivessem localizadas em regiões de fronteira entre quadrantes fossem atribuídas a algum deles por meio de um critério de decisão.

4.3.2.3.2 Minimização do Número de Falhas não-Observáveis

Na modelagem proposta, a existência de falhas paramétricas não-observáveis manifesta-se de uma única forma. Quando se determina o limite de sensibilidade, pode-se afirmar que todas as trajetórias no espaço de pontos de falha que se localizam por inteiro em seu interior não são observáveis, já que seus efeitos sobre a resposta do circuito nos pontos amostrados do espectro pelo vetor de teste não ultrapassam o limite de uma dada tolerância. Na figura 4.10, por exemplo, tem-se que a trajetória parcial de falha de R1, formada por suas variações paramétricas percentuais positivas do valor nominal, não é observável, para o vetor de teste dado.

4.3.2.4 Geração de Vetores de Teste por Algoritmos Genéticos

Uma vez que o objetivo da geração automática é determinar um único vetor de teste, com um número de componentes previamente determinado, capaz de minimizar o número de falhas equivalentes e o de falhas não-observáveis, tem-se para resolução um problema de busca por combinações entre componentes de vetores de teste que,

seguindo as diretrizes para ele traçadas, ao fim e ao cabo, encontre o melhor vetor, após um dado critério de parada.

A opção pelo emprego de algoritmos genéticos nesta busca é, na verdade, a crença de que os resultados que serão alcançados por este tipo de método não o serão por fruto de uma simples busca cega exaustiva, mas de uma combinação de fatores de sorte, já que uma parte do método é probabilística, com fatores de inteligência, uma vez que a técnica vale-se de experiências passadas na condução de seus movimentos futuros.

Os aspectos de maior pertinência na resolução de um problema por meio de algoritmos genéticos, e o caso desta tese não é exceção, passam, necessariamente, pela representação dos indivíduos, geração da população inicial, a definição dos objetivos, a seleção dos indivíduos e as operações genéticas sobre eles realizadas.

4.3.2.4.1 A Representação dos Indivíduos

O problema da representação dos indivíduos é aquele que consiste em codificar na forma de uma estrutura de dados, que pode ser binária ou não, soluções de engenharia, tais como um motor, uma reação química ou, porque não dizer, um vetor de teste. Estas estruturas representam o cromossomo.

Relembrando, um vetor de teste é composto por 100 números que representam, cada um, uma cossenóide centrada em uma certa frequência no espectro observável de 0,05Hz a 5Hz. Pode-se dizer, pois, que cada frequência discreta deste espectro está associada a um ÍNDICE, e este índice será codificado binariamente.

Tome-se como exemplo um vetor de teste qualquer formado por duas componentes: [0,05Hz 2,50Hz]. A representação em índices deste vetor será [1 50]. Uma vez que se optou neste trabalho pela representação do cromossomo em uma estrutura binária, todos os índices dos vetores são igualmente representados por palavras binárias de sete bits, que são concatenadas umas às outras. Assim, apresenta-se, como exemplo, o esquema de codificação de alguns vetores de teste abaixo relacionados natabela 4.1.

tabela 4.1: codificação dos vetores de teste.

Vetor de Teste (índices)	Representação Binária
[1 50]	00000010110010
[2 37 60]	000001001001010111100
[5 17 44 90]	0000101001000101011001011010

Naturalmente, quanto maior for o número de componentes do vetor de teste, maior será a palavra binária que o codifica.

4.3.2.4.2 A Geração da População Inicial

A geração da população inicial de indivíduos é o ponto de partida de todo algoritmo genético. A população inicial é composta por um número previamente estabelecido de vetores de teste, no qual cada um deles representa uma solução em potencial para o problema de otimização determinado.

Ao se determinar *a priori* o número de vetores com os quais o algoritmo perscrutará o universo total de soluções à procura do melhor resultado, e, ainda, o número de componentes dos vetores de teste, constante para todos eles, inicia-se uma rotina que determina randomicamente, obedecendo a uma distribuição uniforme [42], valores de todos índices que compõem os vetores de teste.

4.3.2.4.3 Definição dos Objetivos

Ao se modelar matematicamente um universo que será vasculhado por um algoritmo genético visando a obtenção do melhor resultado após um dado critério de parada, tem-se, na verdade, um problema que consiste no encontro dos pontos máximos ou mínimos de uma função da qual não se tem a expressão, mas tão-somente seu domínio. Estas funções são geralmente multidimensionais e não-lineares. Cada uma delas é denominada *função objetivo*. Sua forma é dada pela seguinte expressão.

$$d = f(\text{alvo}, p_1, \dots, p_n) \quad (4.4)$$

Onde d é um número real que representa a proximidade que um dado conjunto de parâmetros de entrada p_1, \dots, p_n , está das características que compõem o indivíduo-alvo. O sucesso da busca depende de uma correta definição das especificações do alvo

e, no caso da busca por múltiplos objetivos, na acurada determinação dos parâmetros aos quais a característica de proximidade é sensível.

Uma vez que as diretrizes para o teste estabelecem que se deve minimizar o número de falhas equivalentes e não observáveis, e que, ainda, a representação dessas diretrizes depende do número de interseções entre trajetórias, do número de segmentos de falha coincidentes, do número de trajetórias localizadas no interior de um dado limite de sensibilidade e, finalmente, da dispersão entre as trajetórias de falha, tem-se que a função objetivo para a busca do melhor vetor de teste possuirá o formato da seguinte expressão.

$$d = f(\textit{alvo}, \textit{intersecoes}, \textit{retas}, \textit{sensibilidade}, \textit{dispersao}) \quad (4.5)$$

Onde o *alvo* representa as características da solução ideal do problema em questão; *intersecoes* são o número de interseções encontradas quando da determinação das trajetórias de falha no espaço de pontos de falha; *retas* são o número de segmentos de falha coincidentes encontrados, a *sensibilidade* é representada pelo número de trajetórias de falha que se localizam no interior do círculo, esfera ou hiperesfera estabelecida pelo limite de sensibilidade, e a dispersão é o número real representativo da distribuição das trajetórias de falha ao longo de todo o espaço de pontos de falha.

Portanto, para se avaliar o *fitness* ou a aptidão que uma determinada solução em potencial possui, deve-se definir a forma como estes quatro parâmetros são combinados, de modo a minimizar a proximidade das características do indivíduo-alvo.

Neste trabalho, decidiu-se que mais próximo está um indivíduo qualquer do alvo desejado quando:

- 1) tiver o menor número de interseções;
- 2) tiver o menor número de retas coincidentes;
- 3) tiver o maior número de trajetórias total ou parcialmente externas ao limite de sensibilidade definido; e
- 4) seu número mínimo de coordenadas de falha por quadrante, octante ou hiperoctante for máximo. Este último critério teve de ser ligeiramente modificado pela razão que será a seguir descrita.

Seja o caso das trajetórias de falha apresentadas na figura 4.1. Tratam-se de três trajetórias de falha, cada uma com quatro coordenadas de falha, totalizando 12 coordenadas de falha, para serem distribuídas entre quatro quadrantes. Já se argumentou que a melhor distribuição de coordenadas de falha por quadrante para este caso seria a

apresentada pelo histograma da figura 4.1. Seja agora o caso em que estas mesmas trajetórias de falha sejam amostradas por um vetor de teste com quatro componentes. O número de hiperoctantes deste novo espaço de pontos de falha é 16, e o de coordenadas de falhas permanece o mesmo, 12. Nesta nova situação, sempre haverá um hiperoctante que não terá em si coordenada de falha alguma, e o resultado do número mínimo de coordenadas de falha naquele espaço será sempre zero. Ora, se a partir de um certo número de componentes de vetor de teste o valor deste parâmetro da função objetivo é sempre zero, isto significa que a partir de certas condições a determinação da proximidade com o alvo deixa de ser sensível a esse parâmetro. Para evitar que isto aconteça, criou-se outro parâmetro afeto à distribuição de coordenadas de falha, que, acredita-se, é capaz de tornar mais rápida a convergência do algoritmo às melhores soluções. Com auxílio da tabela 4.1, apresentar-se-á o raciocínio que levou à criação deste novo parâmetro e que é capaz de diferenciar duas situações indistinguíveis somente pela maximização do número mínimo de coordenadas de falha por hiperoctante, critério que será modificado.

tabela 4.1: duas distribuições hipotéticas de coordenadas de falha.

	<i>Octante</i> <i>1</i>	<i>Octante</i> <i>2</i>	<i>Octante</i> <i>3</i>	<i>Octante</i> <i>4</i>	<i>Octante</i> <i>5</i>	<i>Octante</i> <i>6</i>	<i>Octante</i> <i>7</i>	<i>Octante</i> <i>8</i>	<i>Total</i> <i>pontos</i>
<i>Distribuição 1</i>	3	-	-	1	-	-	-	-	4
<i>Distribuição 2</i>	-	1	-	1	-	1	-	1	4
<i>Distribuição 3</i>	-	-	2	-	1	-	1	-	4

A tabela apresenta um caso hipotético em que o espaço de pontos de falha possui quatro coordenadas de falha e oito octantes. Como o número de pontos ou coordenadas de falha é menor que o de octantes, o número mínimo de pontos por octante é, para todas as três distribuições hipotéticas, zero. Entretanto, percebe-se, ainda que intuitivamente, que as distribuições não possuem as mesmas características de dispersão. A Distribuição um, por exemplo, é a que possui maior concentração de pontos em um só octante, ou, em outras palavras, a que possui mais octantes vazios. A Distribuição dois, por sua vez, é a que possui menos octantes vazios e que, ainda, tem maximizado seu número mínimo de pontos por octante.

Dessa forma, enunciam-se novamente os quatro critérios dos quais depende a proximidade de um indivíduo em relação ao seu alvo, i.e., a avaliação de sua aptidão.

- 1) menor número de interseções;
- 2) menor número de retas coincidentes;
- 3) maior número de trajetórias total ou parcialmente externas ao limite de sensibilidade definido; e
- 4) número mínimo de coordenadas de falha por quadrante, octante ou hiperoctante máximo, somado ao número de quadrantes, octantes ou hiperoctantes vazios mínimo.

Estabelecidos os parâmetros de entrada da função objetivo, passa-se agora à discussão sobre o modo como estes são comparados com as especificações do alvo.

Enquanto maiores estudos não são realizados para se verificar quais dos quatro critérios acima são predominantes na escolha de um vetor de teste que traga em si a melhor cobertura de falhas e o maior acerto de diagnóstico de falhas¹⁰, considera-se para esta tese uma heurística na qual o peso dado a cada um destes valores é o mesmo. Assim, tem-se em na expressão seguinte a função objetivo adotada nesta tese.

$$d = \frac{1}{1 + \text{intersecoes}} + \frac{1}{1 + \text{retas}} + \frac{1}{1 + \text{trajetorias}} + \left[\text{coord} + \frac{1}{1 + \text{octantes}} \right] \quad (4.6)$$

Onde d é o valor da aptidão do vetor de teste, *intersecoes* é o número de interseções entre trajetórias, *retas* é o número de segmentos de reta coincidentes, *trajetorias* é o número de trajetórias de falha inteiramente dentro do limite de sensibilidade estabelecido, *coord* é o menor número de coordenadas de falha contidas em um quadrante, octante ou hiperoctante e, finalmente, *octantes* é o número de quadrantes, octantes ou hiperoctantes vazios.

O objetivo é, pois, maximizar o valor de d , i.e., a aptidão de um indivíduo será tão melhor quanto maior for o valor obtido em sua função objetivo.

Dependendo do circuito sob teste, os valores da expressão (4.6) acima podem apresentar-se em certas situações muito díspares entre si, o que poderia fazer com que a busca fosse, de uma forma indesejada, dominada por este ou aquele parâmetro. Para se evitar este efeito e reforçar a igualdade de pesos entre os parâmetros, todos os parâmetros foram normalizados pelos valores máximos presentes nos indivíduos da geração corrente.

¹⁰ Vide item 4.3.2.6.

As tabelas 4.3 e 4.4 apresentam um exemplo de funcionamento do esquema adotado de normalização em uma hipotética geração com quatro indivíduos do circuito *Sallen-Key* e vetor de teste com sete componentes.

tabela 4.2: aptidão dos indivíduos antes da normalização.

<i>Indivíduo</i>	I		II		III		IV	
	Valor absoluto	Valor aptidão						
<i>Interseções</i>	0	1	0	1	0	1	0	1
<i>Retas</i>	2	0.33	0	1	1	0.5	3	0.25
<i>Trajetórias</i>	4	0.2	4	0.2	4	0.2	4	0.2
<i>Coordenadas</i>	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>Octantes vazios</i>	122	0.0081	118	0.0085	114	0.0087	100	0.01
<i>Aptidão total</i>	-	1.5381	-	2.2085	-	1.7087	-	1.46

tabela 4.3: aptidão dos indivíduos após a normalização.

<i>Indivíduo</i>	I		II		III		IV	
	Valor absoluto	Valor aptidão						
<i>Interseções</i>	0	1	0	1	0	1	0	1
<i>Retas</i>	2	0.33	0	1	1	0.5	3	0.25
<i>Trajetórias</i>	4	1	4	1	4	1	4	1
<i>Coordenadas</i>	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>Octantes vazios</i>	122	0.81	118	0.85	114	0.87	100	1
<i>Aptidão total</i>	-	3.14	-	3.85	-	3.37	-	3.25

Antes da normalização, a seqüência de adaptação dos indivíduos é, do melhor ao pior, II, III, I, IV. Após a normalização, a seqüência passa a II, III, IV, I. Isto significa que, com a normalização, o número de hiperoctantes vazios verificado a cada vetor de teste passou a desempenhar papel relevante no cômputo final do resultado total de aptidão, o que não ocorria antes da normalização.

Uma das conseqüências da normalização na determinação dos valores de aptidão dos indivíduos neste algoritmo genético é a inexistência da especificação de um valor

absoluto de aptidão para o indivíduo-alvo, i.e., o melhor indivíduo que se pode encontrar em uma dada geração possuirá valor de aptidão sempre igual a quatro. O indivíduo que possui este valor de aptidão possui, simultaneamente em relação aos demais indivíduos de sua geração, o menor número de interseções, de retas coincidentes, octantes vazios e trajetórias dentro do círculo de limite de sensibilidade, e o maior número mínimo de coordenadas de falha por octante.

Outra consequência da normalização reflete-se na escolha do critério de parada do algoritmo. Basicamente, os critérios de parada dividem-se em dois grupos: por tolerância ou por número de gerações. Com a normalização, não se pode mais determinar, durante o processamento das gerações, qual o indivíduo que mais se aproxima das especificações do alvo em termos absolutos, pois, se assim não fosse, a disparidade de valores entre as parcelas que compõem o valor de aptidão levaria inexoravelmente à predominância de alguns parâmetros sobre outros. Assim, descarta-se o critério de tolerância e adota-se somente o critério do número de gerações.

4.3.2.4.4 Seleção dos Indivíduos

A seleção dos indivíduos é o processo por meio do qual os indivíduos de uma dada geração, de acordo com seus valores de aptidão, serão selecionados para serem integralmente reproduzidos na composição de parte da geração seguinte de indivíduos – neste caso, *vetores de teste*, e ,ainda, para serem combinados entre si, de modo a formar novos indivíduos que comporão o resto da geração. A figura 4.1 apresenta um esquema ilustrativo da dinâmica de composição das gerações de indivíduos ao longo do processamento de um algoritmo genético.

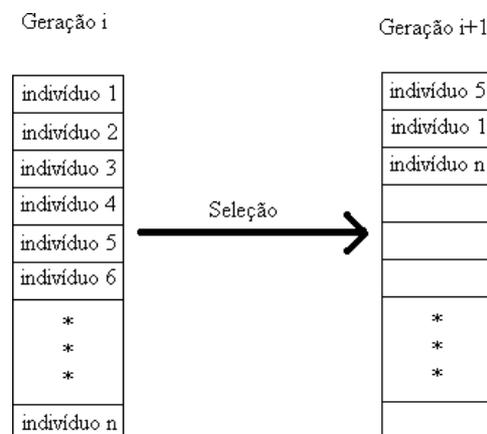


figura 4.1: Dinâmica da formação de gerações em um algoritmo genético.

Pela figura acima, observa-se que parte da geração seguinte de vetores de teste, $i+1$, é formada pela reprodução integral de alguns indivíduos da geração atual i . A parte restante da população será preenchida por meio da criação de novos indivíduos a partir dos cruzamentos.

O mecanismo de seleção é dependente da TAXA DE REPRODUÇÃO escolhida, do método de seleção estabelecido e do emprego ou não do elitismo. A taxa de reprodução é definida *a priori* e determina a percentagem de indivíduos da população da geração atual que serão integralmente reproduzidos na geração seguinte. Neste trabalho, a taxa de reprodução foi estabelecida em 50%, i.e., sempre a metade de uma população sobrevive integralmente a cada passagem de geração.

O método de seleção escolhido para esta tese, por sua vez, foi o da roleta [1,2], o qual atribui a cada indivíduo, de acordo com seu respectivo valor de aptidão, uma probabilidade de ser aleatoriamente escolhido. Seja um exemplo de uma população hipotética composta por quatro indivíduos na tabela 4.1 com seus respectivos valores de aptidão em uma dada geração.

tabela 4.1: aptidão dos indivíduos em uma dada geração.

<i>Indivíduo</i>	<i>Aptidão</i>
<i>I</i>	1.5
<i>II</i>	4
<i>III</i>	3
<i>IV</i>	1
<i>Total</i>	9.5

A APTIDÃO TOTAL de uma dada população é o somatório dos valores de aptidão de seus indivíduos. A APTIDÃO RELATIVA é a percentagem que cada indivíduo contribui para a formação da aptidão total. Seja a tabela 4.2, uma reprodução da tabela 4.1, porém acrescida de uma nova coluna de aptidão relativa de cada indivíduo.

tabela 4.2: aptidão e aptidão relativa dos indivíduos em uma dada geração.

Indivíduo	Aptidão	Aptidão Relativa
I	1.5	0,157
II	4	0,421
III	3	0,315
IV	1	0,105
Total	9.5	1

A aptidão relativa é estabelecida, dessa forma, como a probabilidade de sorteio de um determinado indivíduo em uma população para que este possa ser reproduzido na população da geração seguinte. A metáfora da seleção por roleta pressupõe que a roleta da figura 4.2 seja girada e que, quando parar, seja admitido na nova geração o indivíduo para quem estiver sendo apontada a seta de seleção.

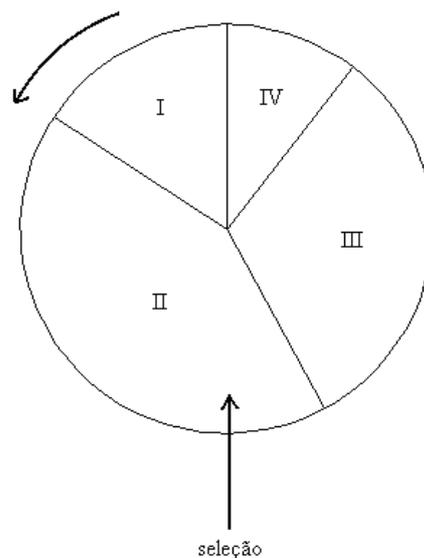


figura 4.2: Roleta.

Uma das ameaças desta forma de seleção ao sucesso da busca é, sem dúvida, a possibilidade de se compor uma nova geração com vários indivíduos rigorosamente iguais, que eventualmente possuam probabilidade de seleção muito maior que os demais indivíduos de sua população. Isto pode, em pouco tempo, causar uma espécie de saturação do algoritmo devido à perda de diversidade de sua população, i.e., os valores de aptidão permanecem sempre os mesmos porque os indivíduos são todos iguais. Um dos mecanismos empregados pelos algoritmos genéticos para evitar, ou ao menos

diminuir, a probabilidade de ocorrência deste tipo de efeito nocivo, e que será visto adiante, é o emprego das operações de mutação genética.

Por outro lado, há um segundo tipo de ameaça ao sucesso da busca, mas que se dá por uma causa oposta à anterior. Como a escolha dos indivíduos dá-se por sorteio, pode haver a perda do melhor indivíduo na passagem de uma geração à geração seguinte, significando um retrocesso na busca. Para evitar este efeito, empregou-se neste trabalho o elitismo, que é a reprodução incondicional do melhor indivíduo –*aquele que possui maior valor de aptidão*– na população da geração seguinte.

4.3.2.4.5 Operações Genéticas

As operações genéticas são aquelas responsáveis por atribuir variedade a uma população. A variedade de características entre os indivíduos de uma população é essencial para o sucesso da busca do indivíduo-alvo, pois, tal como na natureza, é a partir das diferenças que se descobrem aqueles que possuem maior capacidade de se adaptar a um certo ambiente. As operações implementadas neste trabalho foram duas: *crossover* e mutação.

O *crossover* é a operação realizada entre dois indivíduos sobreviventes da geração atual para que se complete o número de indivíduos que compõem a população da geração seguinte. Uma vez escolhidos aleatoriamente, a partir dos sobreviventes, os dois indivíduos pais, é estabelecido, também aleatoriamente, um ponto de corte do cromossomo binário que caracteriza a codificação dos indivíduos, gerando dois filhos, como apresenta o esquema da figura 4.1.

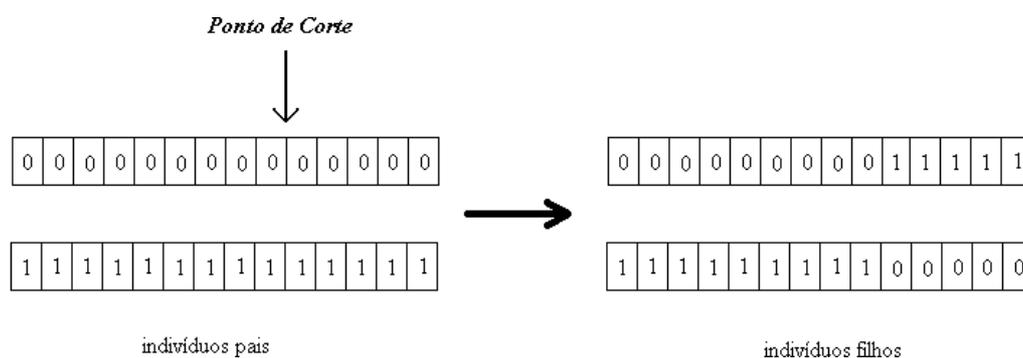


figura 4.1: Operação de *crossover* entre dois indivíduos.

Assim, a cada *crossover*, dois indivíduos filhos são integrados à população de indivíduos da geração corrente, até o preenchimento da metade restante da população.

Deve-se ressaltar que, por opção, os indivíduos pais não sofrem alteração alguma, podendo, dessa forma, preservar seus valores de aptidão na geração seguinte.

A mutação, por sua vez, é a operação que altera, com uma probabilidade definida *a priori*, chamada de PROBABILIDADE DE MUTAÇÃO, apenas um dos genes, escolhido ao acaso, dos indivíduos filhos. Sua finalidade é impedir que se perca a diversidade entre os indivíduos de uma mesma população. A figura 4.2 apresenta um cromossomo sofrendo mutação.

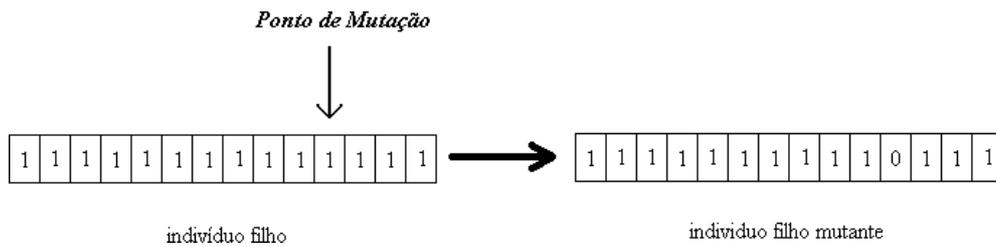


figura 4.2: Operação de mutação.

Neste trabalho, a probabilidade de mutação foi definida em 10%, i.e., a cada 10 indivíduos filhos gerados, é provável que um deles sofra mutação.

4.3.2.4.6 Análise de Gráficos de Evolução

Uma forma de se verificar a evolução de um processo de busca em qualquer algoritmo genético dá-se pela observação do seu gráfico de evolução. Este gráfico apresenta, geralmente, através do processamento das gerações, os valores de aptidão médios de cada geração e o valor de aptidão máximo. A figura 4.1 apresenta um exemplo desse tipo de gráfico, obtido de um processo evolucionário qualquer com adoção do elitismo.

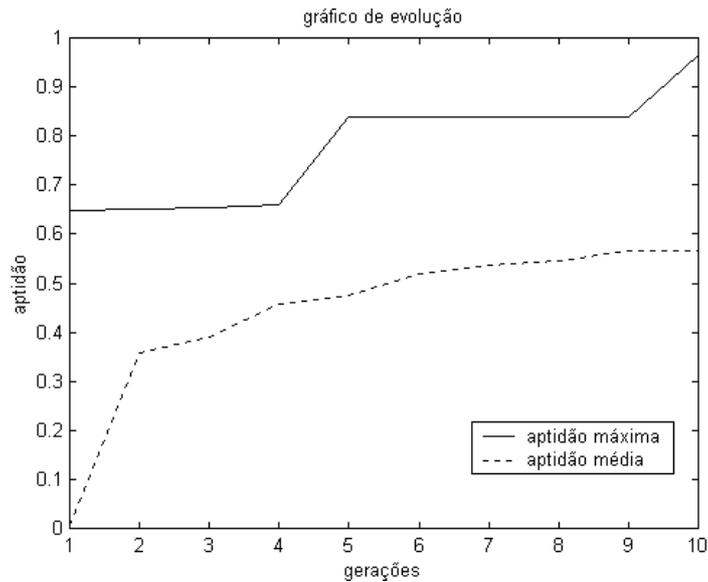


figura 4.1: Gráfico de evolução.

Percebe-se que, em determinadas gerações, há uma feliz combinação de fatores, sejam devido a *crossovers*, a mutações ou a ambos, que resultam em saltos de qualidade de seus indivíduos de aptidão máxima, que são constatadas pelo acompanhamento de seu valor de aptidão no gráfico. Por outro lado, há gerações que se passam sem que o melhor indivíduo seja sequer alterado. Períodos longos de imutabilidade do melhor indivíduo podem requerer, por exemplo, um aumento da probabilidade de mutação. Estas são algumas das conclusões a que se chegam a partir da análise dos dados de um processo evolucionário cujo indivíduo-alvo baseia-se na determinação de um valor absoluto.

Seja agora o gráfico de evolução apresentado na figura 4.2.

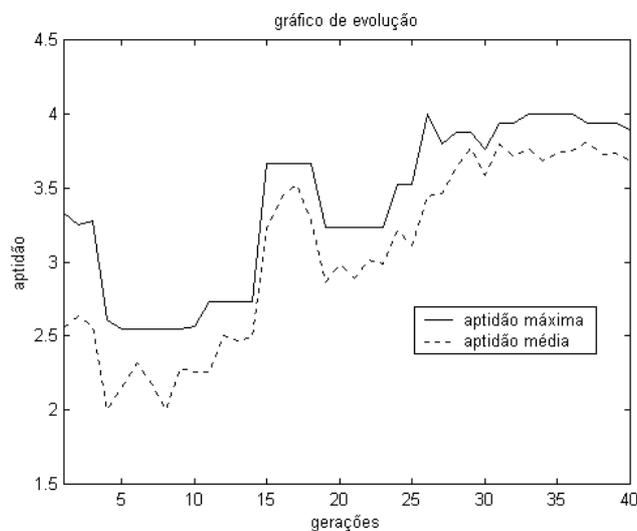


figura 4.2: Gráfico de evolução.

Este é um gráfico de evolução característico dos processos evolucionários cujos indivíduos-alvo são baseados em valores de aptidão relativa, fruto de normalizações realizadas nas populações. Ainda que o elitismo seja adotado, percebe-se, pelo gráfico, que há decréscimos de valor de aptidão para o indivíduo de aptidão máxima, o que poderia equivocadamente sugerir que, durante o processo evolucionário, informações importantes perdem-se durante o processamento. Isto não é verdade. Entretanto, o gráfico acima requer uma análise diferente da empregada no anterior.

Quando o valor atingido pelo indivíduo mais apto não for máximo, i.e., quando todas as parcelas que compõem a sua função objetivo não forem um, isto significa que há indivíduos na população cuja função objetivo é composta por parcelas dentre as quais há um ou mais valores máximos em relação ao resto da população. Entretanto, apesar disso, de alguma forma as parcelas restantes do tal indivíduo com algum valor máximo de parcela não são suficientes, quando somadas, para alçá-lo à categoria de o mais apto. Mas a sua parcela máxima permanece naquela geração como um valor de referência, a partir do qual todos os outros são normalizados. Tome-se como exemplo a tabela 4.1, uma mera reprodução da tabela 4.3.

tabela 4.1: aptidão dos indivíduos normalizada de uma dada população.

<i>Indivíduo</i>	I		II		III		IV	
	Valor absoluto	Valor aptidão						
<i>Interseções</i>	0	1	0	1	0	1	0	1
<i>Retas</i>	2	0.33	0	1	1	0.5	3	0.25
<i>Trajétórias</i>	4	1	4	1	4	1	4	1
<i>Coordenadas</i>	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>Octantes vazios</i>	122	0.81	118	0.85	114	0.87	100	1
<i>Aptidão total</i>	-	3.14	-	3.85	-	3.37	-	3.25

Note-se que o número normalizado de hiperoctantes vazios do indivíduo mais apto, II, é menor que o do indivíduo IV. Entretanto, isso não faz de IV o indivíduo mais apto, já que em todas as outras parcelas II possui valor normalizado máximo, um.

Por sua vez, quando o mais apto possui todas as parcelas com o valor máximo de normalização, tem-se que houve um alcance do valor máximo. Entretanto, quedas no

valor máximo significam apenas que uma dada parcela do mais apto deixou de ser a máxima, com valor normalização um.

Assim, quedas no gráfico do valor de aptidão do indivíduo mais apto indicam melhora dos outros indivíduos, o que significa evolução do processo. Valores constantes indicam que não foram observadas melhoras no indivíduo mais apto nem em nenhuma das parcelas dos outros indivíduos da população. Finalmente, subidas no gráfico do mais apto indicam verdadeiras aproximações daquilo que se deseja para o indivíduo-alvo, mas que não pode ser determinado em termos absolutos.

4.3.2.5 Geração de Vetores de Teste por Particle Swarm

Na tentativa de encontrar um método para associar-se à modelagem, de modo a comparar seu desempenho com o dos algoritmos genéticos, também se empregou, nesta tese algoritmos do tipo *Particle Swarm*, ou técnicas sócio-cognitivas, para a geração dos vetores de teste.

Muitas das considerações adotadas para a construção dos algoritmos genéticos também o foram na implementação do *Particle Swarm*. Para não tornar a leitura enfadonha, com a descrição repetida da metodologia dos algoritmos genéticos em vários pontos, esta classe de algoritmos será descrita sempre comparativamente, com base nas suas principais divergências de paradigmas em relação às técnicas evolutivas.

A implementação desta classe de algoritmos é mais simples, embora seus resultados¹¹ não sejam menos satisfatórios que os obtidos por técnicas evolutivas. Comparando-as com os algoritmos genéticos, as técnicas sócio-cognitivas não necessitaram, neste trabalho, de uma codificação binária para cada indivíduo, uma vez que não há operações de *crossover* e mutação. A geração da população inicial e a definição dos objetivos são, por sua vez, rigorosamente iguais. A diferença de maior vulto concentra-se naquilo que nos algoritmos genéticos são conhecidos pela seleção dos indivíduos, com a utilização dos operadores genéticos. Estas fases são substituídas na nova técnica pela *avaliação, comparação e imitação*.

Uma das maiores diferenças está no conceito de população. Nos algoritmos genéticos, o índice de um indivíduo numa dada população é apenas um espaço por ele circunstancialmente ocupado. Os indivíduos morrem, passam a não constar na

¹¹ *Apresentados no capítulo cinco.*

população da geração seguinte e, com isso, deixam de ocupar as posições que tinham na população. Logo, cada combinação de componentes de vetores de teste representa um indivíduo único e indistinguível, e o caráter de indistingüibilidade reside em suas próprias características. No *Particle Swarm*, cada índice da população é uma partícula, que ora muda suas características, mas nunca deixa de ocupar uma dada posição no índice da população. Seu caráter de indistingüibilidade reside, pois, na posição que a partícula ocupa na população. Assim, uma partícula pode mudar de posição no espaço de busca, o que significa a alteração das suas características, tornando-as mais próxima das especificadas para o indivíduo-alvo.

Determinada a diferença fundamental das metáforas nas quais se espelham os dois métodos de busca, passa-se à descrição daquilo que se pode comparar com a seleção nos algoritmos genéticos: avaliação, comparação e imitação.

4.3.2.5.1 Avaliação

A avaliação é, a rigor, o mesmo processo que calcula os valores de aptidão nos algoritmos genéticos.

4.3.2.5.2 Comparação

Na comparação entre as partículas, surge um aspecto pertinente que inexistia na técnica anterior: a topologia de influência entre os elementos da população. A direção e a distância que uma partícula percorre entre uma iteração e outra depende, exclusivamente, de dois fatores: do comportamento de seus vizinhos e do comportamento da partícula mais apta.

A topologia empregada nesta tese foi a topologia em círculo, apresentada na figura 2.3. Dessa forma, cada partícula é passível de ser influenciada, localmente, por apenas dois vizinhos: o que lhe é imediatamente anterior e o posterior. Esses vizinhos são comparados e armazena-se aquele com maior valor de aptidão. Globalmente, a partícula sempre será influenciada pela partícula mais apta.

Assim, dado o conjunto de expressões que descrevem o deslocamento das partículas, reproduzido abaixo, tem-se, nesta fase, a determinação de p_i e p_g na expressão 4.7 do sistema abaixo.

$$\begin{cases} v_i(t) = v_i(t-1) + \varphi_1 [p_i - x_i(t-1)] + \varphi_2 [p_g - x_i(t-1)] & (4.7) \\ x_i(t) = x_i(t-1) + v_i(t) & (4.8) \end{cases}$$

4.3.2.5.3 Imitação

É no processo de imitação que se consolidam os novos valores de posição e de velocidade que serão atribuídos às partículas de uma determinada população. Nesta etapa, uma forma de representação dos vetores de teste precisa ser utilizada, embora não se requeira a complexidade da codificação binária do algoritmo genético.

A representação utilizada para a partícula foi a representação dos índices. Relembrando, um vetor de teste composto por duas componentes quaisquer, como, por exemplo, [0,05Hz 2,50Hz], é representado em índices pelo vetor [1 50].

Para que se possa visualizar a dinâmica do processo sócio-cognitivo adotada neste trabalho, do qual a imitação é seu último passo, seja o exemplo da figura 4.1, que apresenta quatro partículas representativas de vetores de teste com duas componentes, em um processo sócio-cognitivo qualquer.

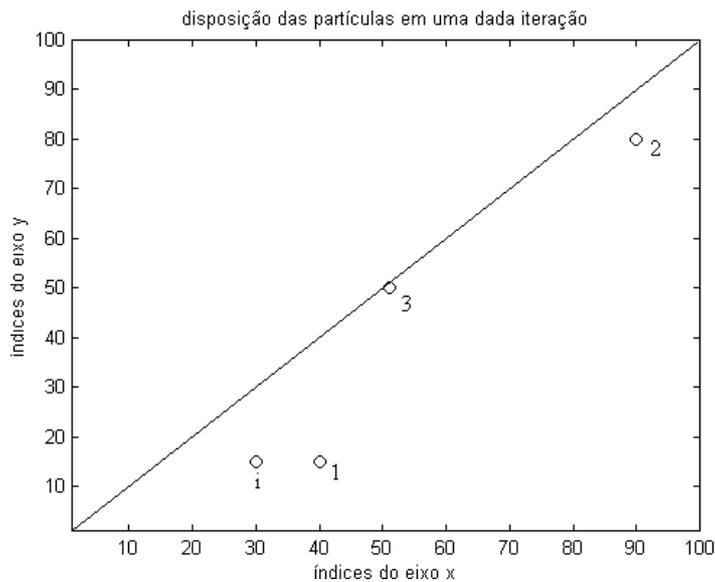


figura 4.1: Partículas de um processo sócio-cognitivo qualquer.

Os eixos representam os índices de cada vetor de teste. A tabela 4.1 apresenta os valores das partículas na figura, com seus valores já calculados de aptidão.

tabela 4.1: valores das partículas na figura 4.1.

<i>Partícula</i>	<i>Vetor de teste Correspondente</i>	<i>Índices do Vetor de Teste</i>	<i>Aptidão</i>
1	[0.75 1.5]	[15 30]	3
1	[0.75 2]	[15 40]	3.5
2	[4 4.5]	[80 90]	3.7
3	[2.5 2.55]	[50 51]	4

A partícula \underline{i} tem como seus vizinhos, considerando-se uma topologia em círculo, as partículas um e dois. A partícula três é a mais apta da população. Considerando-se que cada componente do vetor de teste pode assumir somente um valor inteiro entre 1 e 100, e, ainda, que a função objetivo é insensível à ordem dos índices do vetor de teste¹², delimita-se o domínio da função objetivo por meio da diagonal traçada na figura 4.1.

Uma vez que a partícula vizinha mais apta de \underline{i} , ou seja, p_i , é a partícula dois, aplica-se a expressão (4.7) para calcular as componentes x e y de sua velocidade, assumindo-se que sua velocidade anterior era zero e que os valores estocásticos φ_1 e φ_2 foram estabelecidos em, respectivamente, 0.8 e 0.35:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ix}(t) = 0 + 0.8[80 - 15] + 0.35[50 - 15] \end{array} \right. \quad (4.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{iy}(t) = 0 + 0.8[90 - 30] + 0.35[51 - 30] \end{array} \right. \quad (4.10)$$

Donde se chega ao valor da velocidade que a partícula alcançará:

$$v_i(t) = [64.25 \quad 55.35]$$

Uma vez que a próxima posição que a partícula \underline{i} alcançará é formada por números inteiros, assume-se apenas a parte inteira da velocidade. Assim:

$$v_i(t) = [64 \quad 55] \quad (4.11)$$

Aplicando-se (4.8), a nova posição ocupada pela partícula \underline{i} será, então:

$$x_i(t) = [79 \quad 85] \quad (4.12)$$

E esta posição corresponde ao vetor de teste [3.95 4.25].

¹² Por exemplo, $f([15 \ 30]) = f([30 \ 15])$.

A figura 4.2 apresenta a mudança de posição da partícula i na iteração seguinte.

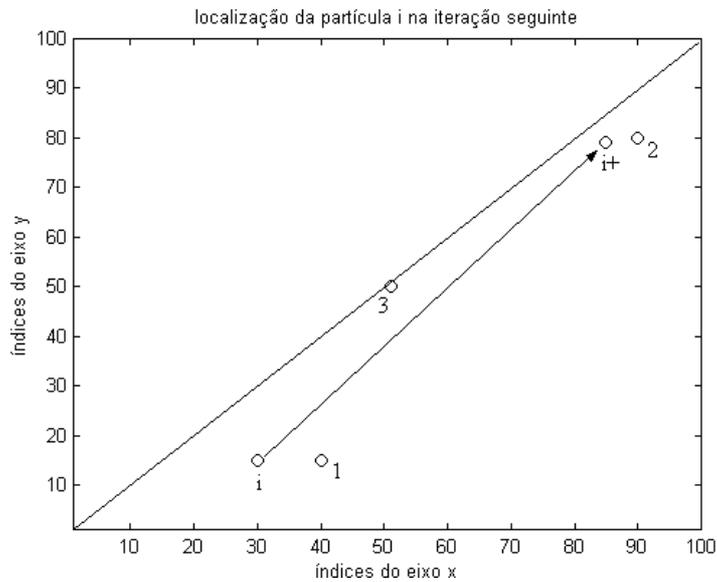


figura 4.2: Mudança de posição da partícula i .

Na implementação desta classe de algoritmo, deve-se tomar cuidado para que o valor da velocidade não seja tão grande a ponto de movimentar a partícula para fora do domínio de interesse da função objetivo, o que não a tornaria mais válida. Por este motivo, cria-se um LIMITE DE VELOCIDADE. Este limite objetiva diminuir o número de partículas que, numa dada iteração, possam exceder simultaneamente o domínio da função objetivo. Costuma-se implementar o limite de velocidade da seguinte forma, apresentada na figura 4.3.

```

if  $v_i > V_{\max}$  then  $v_i = V_{\max}$ 
else
if  $v_i < -V_{\max}$  then  $v_i = -V_{\max}$ 

```

figura 4.3: Implementação do limite de velocidade [34].

O limite de velocidade estabelecido neste trabalho foi de 10% do tamanho do domínio em cada eixo, ou seja, se o domínio de cada eixo está compreendido entre 1 e 100, a velocidade máxima será sempre 10 ou -10.

O limite de velocidade reduz a probabilidade de ultrapassagem dos limites do domínio por uma partícula mas não a evita por completo. Portanto, quando uma partícula projeta-se para fora do domínio válido, o algoritmo a traz de volta, atribuindo-lhe o valor máximo permitido do índice que teve seu valor ultrapassado. Assim, por

exemplo, se a posição de uma partícula é calculada em [2 104], o algoritmo a modifica para [2 100].

4.3.2.6 Diagnóstico de Falhas

O modo pelo qual as falhas paramétricas são diagnosticadas constitui o último aspecto do método proposto nesta tese e, naturalmente, o mais importante, pois são nos resultados desta etapa que são verificadas as coberturas de falha e o acerto percentual de diagnóstico dos filtros sob teste.

Para se realizar o diagnóstico de uma falha pelo método aqui desenvolvido, são necessárias três fases: a criação do dicionário de falhas para diagnóstico, determinação da sua coordenada de falha e a classificação automática da falha.

4.3.2.6.1 Dicionário de Falhas para Diagnóstico

O processo de criação do dicionário das falhas que será empregado no diagnóstico é semelhante à criação do dicionário de falhas que é utilizado na modelagem. Doravante, este se denomina DICIONÁRIO-MODELO e aquele DICIONÁRIO-DIAGNÓSTICO. A única diferença, entretanto, são os desvios paramétricos percentuais escolhidos para compor o dicionário-diagnóstico. Na modelagem, os desvios paramétricos percentuais do valor nominal dos componentes considerados foram $\pm 10\%$, $\pm 20\%$, $\pm 30\%$, e $\pm 40\%$. Nas falhas para diagnóstico, os desvios considerados foram os seguintes: $\pm 4\%$, $\pm 8\%$, $\pm 12\%$, $\pm 16\%$, $\pm 24\%$, $\pm 28\%$, $\pm 32\%$, e $\pm 36\%$. Tomou-se cuidado para que fossem escolhidos valores dentro da variação máxima determinada pelo dicionário-modelo, $\pm 40\%$, mas que não coincidisse com os valores tomados para a construção do dicionário-modelo.

Assim, por exemplo, o dicionário-diagnóstico do filtro *Sallen-Key* é composto por 144 curvas de resposta em frequência.

4.3.2.6.2 Determinação da Coordenada de Falha para Diagnóstico

O método utilizado para o diagnóstico de falhas desta tese está, claro, intrinsicamente relacionado com a modelagem de falhas. Portanto, uma curva do dicionário-diagnóstico transforma-se em um ponto no espaço de pontos de falha, uma COORDENADA DE FALHA PARA DIAGNÓSTICO.

Assim, passam a coexistir num mesmo espaço de pontos de falha as trajetórias de falha dos componentes modelados e as coordenadas de falha para diagnóstico, das quais não se sabe, *a priori*, a falha que representam. A figura 4.1 apresenta, como exemplo, uma parte da trajetória de falha do componente R1 do filtro *Sallen-Key* e outras três coordenadas de falha desconhecidas para diagnóstico, relativas ao vetor de teste [1,0Hz; 2,0Hz].

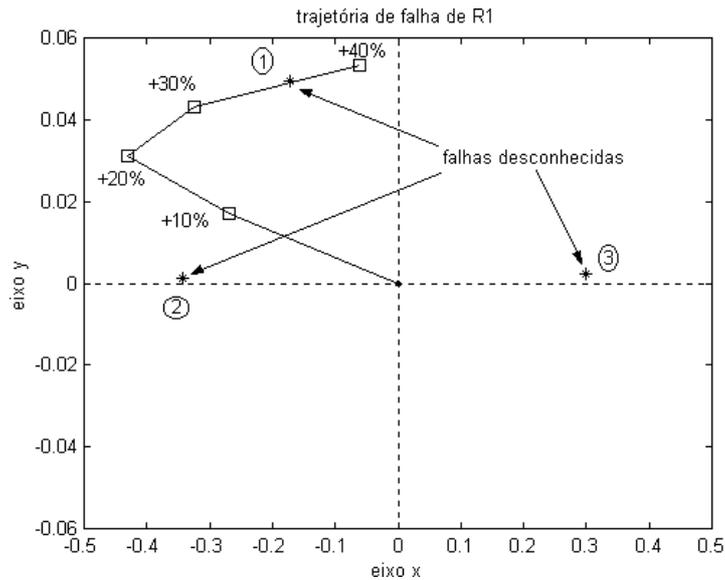


figura 4.1: Trajetória de falha e coordenadas de falha desconhecidas para diagnóstico.

4.3.2.6.3 A Classificação Automática da Falha

A classificação automática da falha é a atribuição correta da coordenada de falha para diagnóstico a sua verdadeira origem, ou seja, é a sua localização e o seu diagnóstico.

Para que uma coordenada de falha seja classificada corretamente, duas condições deverão ser satisfeitas:

- 1) deve ser atribuída ao componente ou parâmetro do circuito correto, i.e., deve ser corretamente *localizada*; e
- 2) deve ser atribuída ao segmento de falha de onde supostamente pertence, indicando a provável faixa de desvio percentual que sofreu de seu valor nominal, ou seja, deve ser corretamente *diagnosticada*.

Seja novamente a figura 4.1. Intuitivamente, pode-se atribuir a falha desconhecida número um ao componente R1 e, ainda, afirmar que essa falha é causada por um desvio percentual de seu valor nominal na faixa de +30% a +40%. Uma consulta ao dicionário-diagnóstico, de onde a falha foi extraída, esclarece que, de fato, a falha desconhecida um é o desvio percentual de R1 de +36% de seu valor nominal.

Indubitavelmente, o que estimula a intuição que atribui corretamente a localização e o diagnóstico de uma falha é a comparação das distâncias das coordenadas de falha desconhecidas aos segmentos de reta das trajetórias de falha existentes.

Seja a figura 4.1, que apresenta em detalhe coordenada de falha um e o segmento de falha de +30% a +40% de R1.

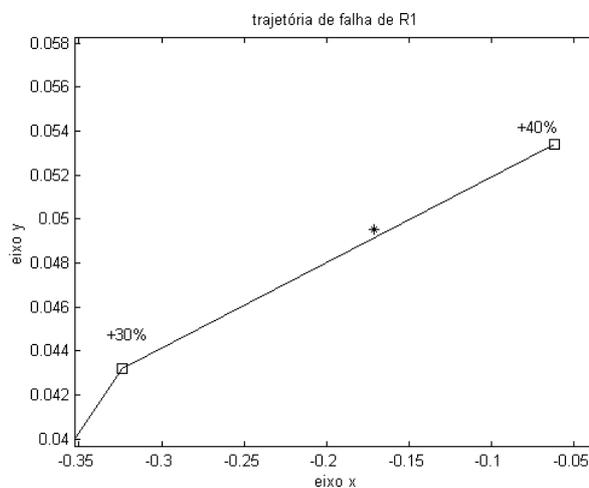


figura 4.1: Detalhe da figura 4.1.

Embora a coordenada de falha esteja bastante próxima ao segmento de falha, não está sobre ele. Esta distância, tomada como a perpendicular da coordenada de falha para diagnóstico e o segmento de reta do modelo de falha será denominada ERRO DE QUANTIZAÇÃO do dicionário-modelo. A figura 4.2 representa este erro.

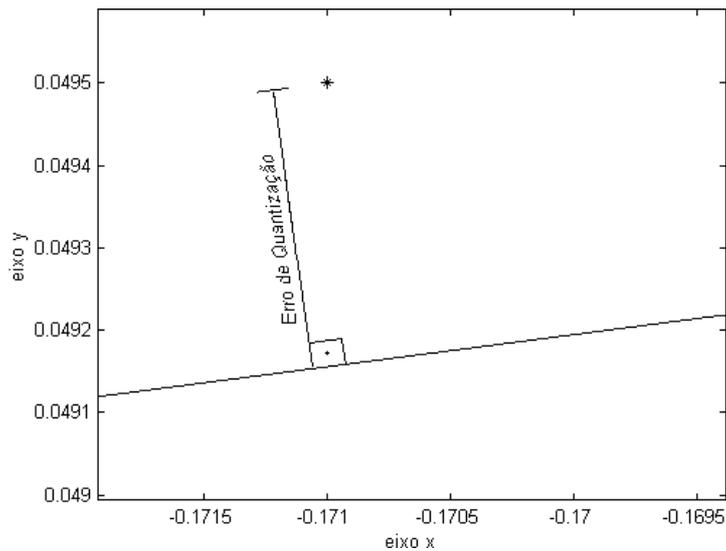


figura 4.2: Erro de quantização.

A classificação de uma falha a partir de uma coordenada desconhecida é efetuada, pois, verificando-se o menor erro de quantização existente entre esta coordenada e todos os segmentos de falha presentes no espaço de pontos de falha e que não estejam dentro do limite de sensibilidade estabelecido. As características do segmento de falha que possuir o menor erro de quantização com a coordenada em questão serão atribuídas à falha desconhecida, i.e., o componente ou parâmetro do circuito e a faixa de variação percentual paramétrica.

Algebricamente, o processo de classificação de falha procura inferir a localização e o diagnóstico de uma falha desconhecida por meio do cálculo da *distância euclidiana* [50] entre pontos e segmentos de reta em um dado espaço cartesiano. No caso específico deste trabalho, para que esta distância seja calculada, é necessário que exista uma perpendicular, no espaço de pontos de falha, entre o ponto desconhecido e um dado segmento de falha, pois pressupõe-se a seguinte consideração, que necessita do auxílio da figura 4.3.

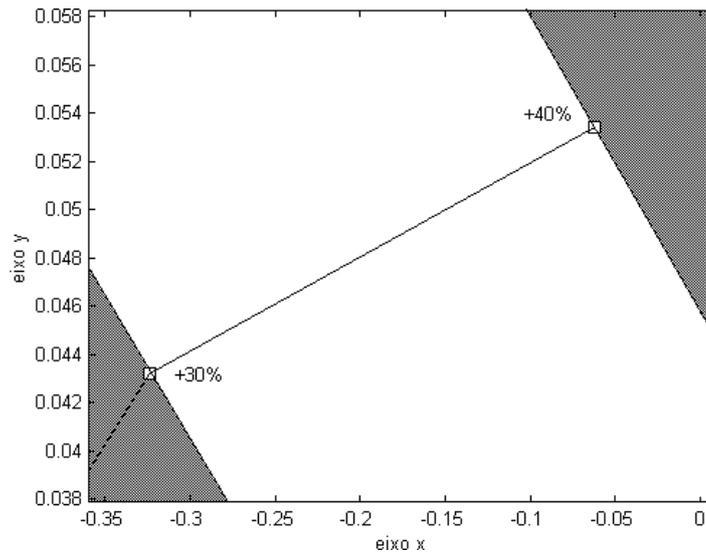


figura 4.3: Espaço de localização de uma dada falha.

A figura 4.3 apresenta novamente em detalhe o segmento de falha da trajetória de R1, na faixa de variação de +30% a +40%. Aqui assume-se que, se uma falha paramétrica desconhecida em R1 está situada em um valor intermediário entre +30% e +40%, ela tem de estar necessariamente situada na região do espaço de pontos de falha delimitada pela região não-hachurada, denominado DOMÍNIO DE FALHA. Este domínio é estabelecidos por retas perpendiculares ao segmento de falha que passam pelos seus pontos extremos.

Dessa forma, se, por exemplo, alguma coordenada de falha desconhecida, por algum motivo, não possuir perpendicular com segmento de falha algum, a ela não será atribuída a localização e o diagnóstico de falha alguma! A consideração deste conceito neste trabalho impede, por exemplo, que o método possa reconhecer falhas paramétricas percentuais de valores ligeiramente extrapolados dos máximos estipulados no dicionário-modelo, ou, em outras palavras, se um desvio percentual de R1 de +42% fosse introduzido como um ponto no espaço de pontos de falha, provavelmente não seria localizado nem diagnosticado.

4.4. Outra Possível Aplicação Do Método

Será apresentada aqui uma possível nova aplicação ao método proposto, seus conceitos, e as pequenas alterações necessárias para a realização dos novos objetivos estabelecidos: a detecção de regiões de baixa sensibilidade às variações paramétricas dos componentes ou parâmetros do circuito [43].

4.4.1. Análise de Sensibilidades

A análise de sensibilidades é um dos métodos mais populares de análise de circuitos elétricos [7,26] que o engenheiro tem a seu dispor para prever, na fase de projeto de um circuito qualquer, os comportamentos do seu circuito sob condições físicas reais, como, por, exemplo, mudança da temperatura de operação. No teste de circuitos analógicos, este tipo de análise também se mostra útil [11,20] na busca por falhas paramétricas múltiplas, simples, dominantes, equivalentes etc.

Seja para projeto ou testes, as informações necessárias para se realizar uma análise por sensibilidade em qualquer tipo de circuito analógico são a topologia do próprio circuito e a expressão matemática do seu modelo funcional, como, por exemplo, uma função de transferência. Em alguns casos de projeto, sobretudo aqueles em que as topologias de circuito desejado são geradas automaticamente por meio de algoritmos sintetizadores de circuitos [2], entretanto, a informação matemática do modelo não está disponível e custaria muito para ser levantada, o que poderia prejudicar verificações importantes de projeto. O mesmo ocorre para os testes: sem um modelo matemático funcional, torna-se muito difícil a geração de vetores de teste baseadas em metodologias de análise de sensibilidades.

Esta deficiência pode ser facilmente sanada com o emprego de simuladores de circuito. Apenas com uma entrada de lista de nós, são simulados diversos casos em que se pode verificar a adequação ou não do circuito projetado a certas condições físicas e de entrada, com a apresentação das curvas de comportamento para cada uma delas para comparação. Como o método proposto nesta tese possui um dicionário de falhas baseado em simulações, é possível que, de igual modo, também possa realizar uma análise de sensibilidades em um circuito analógico.

Naturalmente, é muito menos oneroso, caso se deseje apenas verificar o efeito de um determinado desvio paramétrico sobre um certo componente do circuito, o emprego de simuladores do que o método de busca robusta aqui descrito. Entretanto, o caráter automático da técnica proposta nesta tese pode facilitar a resolução de problemas específicos de busca, tais como, por exemplo, encontrar a(s) região(ões) do espectro de frequência em que todos os componentes de um dado circuito estão abaixo de um valor estipulado de sensibilidade, ou, ainda, que somente um ou dois deles ultrapassem este valor. Isto pode ser útil, por exemplo, quando se deseja encontrar pontos de operação no

espectro adequados para um filtro analógico cujo processo de manufatura de circuito integrado possui vícios de tolerância conhecidos que não podem ser melhorados.

4.4.1.1 Detecção de Regiões de Baixa Sensibilidade

Dependendo da aplicação de um filtro analógico e das limitações impostas pelas imperfeições inerentes ao seu processo de integração, pode ser conveniente determinar em seu espectro suas regiões de baixa sensibilidade, aqui definidas como as regiões do espectro em que o filtro apresenta-se robusto, i.e., nas quais seu ganho não é suscetível a determinadas variações paramétricas de seus componentes ou dos parâmetros dos macromodelos de seus amplificadores operacionais, em caso de filtros ativos.

Para encontrar estas regiões, a mesma técnica proposta para a geração de vetores de teste pode ser empregada, alterando-se apenas a função objetivo para a expressão apresentada abaixo, que representa agora um único objetivo.

$$d = \frac{1}{1 + trajetorias} \quad (4.13)$$

Onde *trajetorias* representa o número de trajetórias de falha completamente inseridas dentro do círculo que estabelece o limite de sensibilidade para um dado filtro. A maximização desta função implica em regiões do espectro insuscetíveis a variações paramétricas, dentro de uma determinada faixa, a um certo número de componentes do filtro.

Nesta nova aplicação, o número de componentes do vetor de teste torna-se o número de regiões de baixa sensibilidade cuja detecção é desejada. Os limites de sensibilidade, por sua vez, podem ser estabelecidos como um *valor absoluto* arbitrariamente definido ou, ainda, como a *tolerância* admitida do componente mais sensível do filtro. Para este último caso, veja a figura 4.1, que apresenta a disposição das trajetórias de falha das variações paramétricas acima do valor nominal de três componentes do filtro *Sallen-Key*, para duas regiões de baixa sensibilidade.

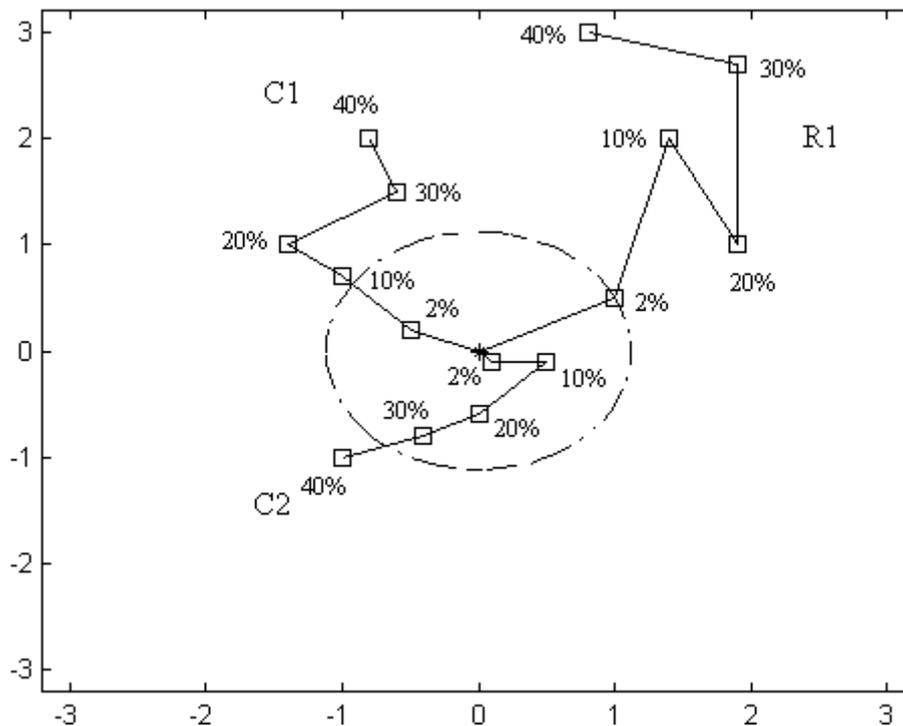


figura 4.1: Trajetórias de falha de alguns componentes do filtro *Sallen-Key*.

Na figura acima, cada trajetória agora tem a resolução de cinco coordenadas de falha: +2%, +10%, +20%, +30% e +40%. Considere-se que, por decisão de projeto, as especificações do filtro em questão serão aceitáveis, em qualquer região do espectro, para uma variação paramétrica dos seus componentes de até +2% de seu valor nominal. Em outras palavras, +2% é o pior caso ainda aceitável de variação paramétrica para qualquer componente do filtro.

Para uma dada combinação de duas regiões de insensibilidade, observa-se que o componente R1 é aquele a quem o filtro mostra-se mais sensível, pois é a coordenada de falha aceitável mais distante da origem. A coordenada de falha de R1+2% é, portanto, o limite de sensibilidade. Neste caso, não foram encontradas trajetórias de componentes completamente inseridas dentro do limite de sensibilidade, mas o objetivo é determinar o maior número possível de trajetórias dentro deste limite de aceitabilidade estabelecido pela variação de +2% do valor nominal de R1, ou de outro componente qualquer do filtro. Uma razão relevante para se empregar uma estratégia tão específica de busca poderia ser, por exemplo, o caso em que, num processo de fabricação de um circuito integrado, o componente R1 é aquele cujo valor é o mais fácil de ser determinado, ou que menos sofre variações no processo de manufatura.

4.5. Implementação do Método

O método foi implementado fisicamente em uma linguagem de programação estruturada de rápida prototipagem, o MATLAB, versão 5.3. Para a criação do dicionário de falhas, empregou-se um simulador de circuitos eletrônicos PSPICE versão 9.1. Seu código-fonte possui características de portabilidade, podendo ser executado indistintamente em plataformas do tipo *Windows* e do tipo *Unix*.

5. Avaliação das Metodologias Propostas

A fim de avaliar o método desenvolvido, foram usadas três estruturas de filtros ativos e um passivo, de diferentes funções –*passa-alta*, *passa-baixa*, *passa-faixa*-, cujos espectros situavam-se na mesma faixa, de 0,05 a 5Hz.

Cada uma das estruturas analisadas foi submetida a dois processos de determinação de vetores de teste: um por algoritmos genéticos e outro por *particle swarm*.

Nestes processos, o limite de sensibilidade empregado em todas as estruturas foi o de *tolerância* do componente mais sensível, sendo o de *valor absoluto* empregado apenas em um circuito. Os processos de geração de vetores de teste para cada estrutura utilizaram as seguintes condições: emprego de 20 indivíduos ou partículas com duração de 40 gerações ou iterações. Finalmente, estes processos foram repetidos para cada número de componentes do vetor de teste: de dois a nove.

Na avaliação das metodologias, são apresentadas as topologias, para fins de ilustração, de cada uma das estruturas de filtro analisadas, seus módulos da resposta em frequência na faixa de espectro supracitada, os parâmetros que são variados para a realização do diagnóstico e a forma analítica da suas funções de transferência. A tabela 5.1 apresenta um resumo dos experimentos efetuados para a avaliação do método, cuja forma de diagnóstico foi apresentada no capítulo quatro.

Ressalta-se que, por concisão, não será avaliada nesta tese a detecção de regiões de baixa sensibilidade, outra possível aplicação da metodologia proposta. Os resultados da avaliação desta nova aplicação podem ser encontrados em [43].

tabela 5.1: resumo da configuração dos experimentos.

<i>Filtro</i>	<i>Tipo</i>	<i>Número de componentes do vetor de teste</i>	<i>Métodos de busca empregados</i>	<i>Objetivos</i>	<i>Limites de sensibilidade</i>
<i>Sallen-Key</i>	passa-faixa ativo	2 a 9	algoritmos genéticos e <i>particle swarm</i>	geração de vetores de teste	valor absoluto e tolerância
<i>Tow-Thomas</i>	passa-faixa ativo	2 a 9	algoritmos genéticos e <i>particle swarm</i>	geração de vetores de teste	tolerância
<i>Butterworth</i> 4ª. ordem	passa-alta ativo	2 a 9	algoritmos genéticos e <i>particle swarm</i>	geração de vetores de teste	tolerância
Elíptico 5ª. ordem	passa-baixa passivo	2 a 9	algoritmos genéticos e <i>particle swarm</i>	geração de vetores de teste	tolerância

5.1. Dicionário de Falhas e Falhas para Diagnóstico

A construção do dicionário-modelo de cada uma das estruturas analisadas dependeu da escolha do limite de sensibilidade que foi empregado na avaliação das metodologias propostas. Se o limite de sensibilidade utilizado foi o de *valor absoluto*, foram consideradas na construção do dicionário de falhas as seguintes variações percentuais do valor nominal de cada parâmetro do circuito: $\pm 40\%$, $\pm 30\%$, $\pm 20\%$ e $\pm 10\%$.

Por sua vez, se o limite de sensibilidade escolhido foi o de *tolerância* do componente mais sensível, foram consideradas na construção do dicionário de falhas as seguintes variações percentuais do valor nominal de cada parâmetro do circuito: $\pm 40\%$, $\pm 30\%$, $\pm 20\%$, $\pm 10\%$ e $\pm 2\%$, no qual, conforme descrito no capítulo quatro, a maior distância da coordenada de falha de $\pm 2\%$ em relação à origem encontrada estabeleceria o limite de sensibilidade.

A construção do dicionário-diagnóstico foi a mesma para os dois casos de limite de sensibilidade e utilizou-se das seguintes variações percentuais paramétricas de cada parâmetro do circuito: $\pm 4\%$, $\pm 8\%$, $\pm 12\%$, $\pm 16\%$, $\pm 24\%$, $\pm 28\%$, $\pm 32\%$, e $\pm 36\%$.

5.2. Dados das Avaliações Realizadas

Para cada avaliação, foram observados os seguintes dados de entrada:

1) número de componentes e parâmetros de macromodelos do circuito integrado (amplificador operacional) analisados, em caso de filtros ativos: nove, para as estruturas de *Sallen-Key* e Elíptica, 12 para a estrutura de *Butterworth* e 14 para a estrutura de *Tow-Thomas*;

2) método de busca realizado: algoritmos genéticos ou *particle swarm*;

3) limite de sensibilidade: *tolerância* do componente mais sensível ou *valor absoluto*;

4) número total de coordenadas de falha do dicionário-diagnóstico para cada estrutura: 144, para *Sallen-Key* e Elíptico, 192, para *Butterworth* e 224 para *Tow-Thomas*; e

5) número de componentes do vetor de teste empregado: de dois a nove componentes.

Foram computados os seguintes resultados:

1) melhor vetor de teste encontrado: cada componente do melhor vetor encontrado é representado pelo valor da frequência do impulso no espectro;

2) cobertura de falhas percentual: as falhas do dicionário-diagnóstico que, para um dado vetor de teste, após mapeadas no espaço de pontos de falha, localizaram-se dentro do limite de sensibilidade não foram consideradas FALHAS VÁLIDAS. Assim, a cobertura de falhas percentual é dada pela seguinte expressão:

$$cobertura_{\%} = \frac{falhas\ validas}{numero\ total\ de\ falhas} \times 100 \quad (5.1)$$

3) número de acertos de diagnóstico percentual: esta é uma medida do número de coordenadas de falha da avaliação que foram corretamente diagnosticadas e é dada pela expressão:

$$acertos_{\%} = \frac{no.\ coordenadas\ corretas}{no.\ total\ de\ coordenadas} \times 100 \quad (5.2)$$

4) número de trajetórias inválidas: considera-se uma trajetória inválida aquela que está totalmente inserida dentro do limite de sensibilidade. Considera-se meia trajetória inválida aquela que possui somente a parte positiva da variação paramétrica de seu valor nominal (de +10% a +40%) ou somente a parte negativa desta variação (de -10% a -40%) inteiramente dentro do limite de sensibilidade;

5) Erros de diagnóstico: os erros de diagnóstico foram computados para cada tipo de RELAÇÃO DE ERRO encontrada no circuito. Uma relação de erro é a atribuição equivocada de uma falha no componente X sempre ao componente Y.

5.3. Testes com a Estrutura Sallen-Key

A estrutura *Sallen-Key* é apresentada na figura 5.1.

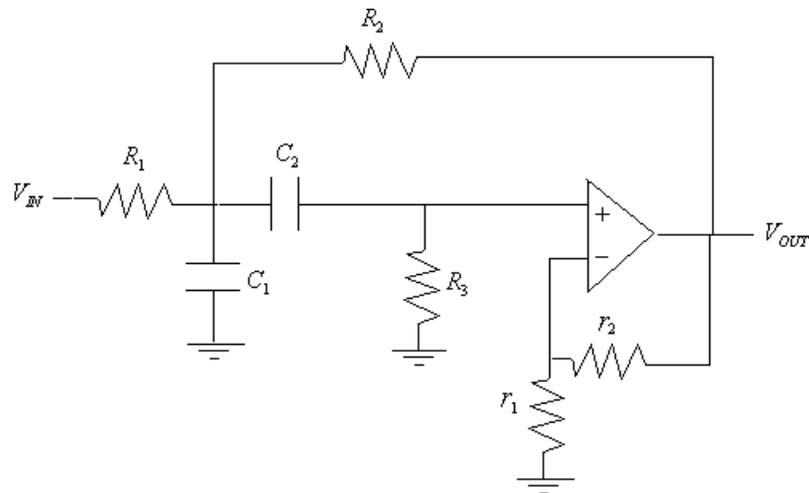


figura 5.1: Filtro passa-faixa do tipo *Sallen Key*.

Sua curva de módulo da resposta em frequência é apresentada na figura 5.2.

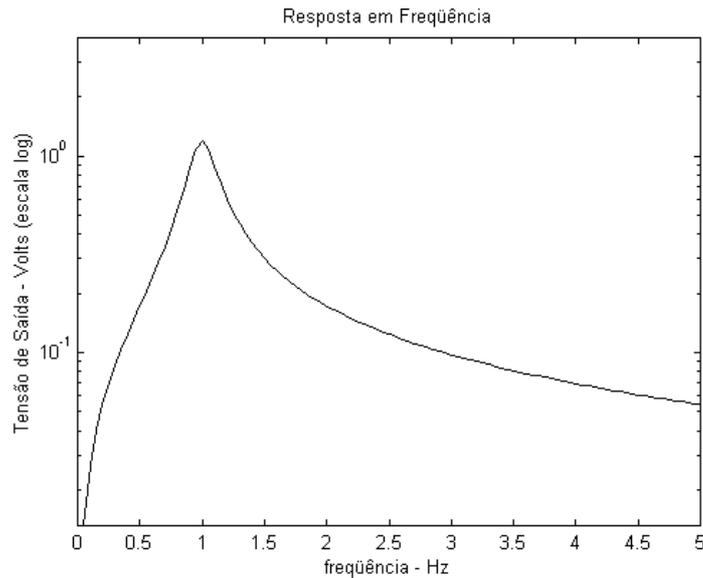


figura 5.2: Resposta em freqüência do filtro passa-faixa.

E sua função de transferência é expressa da seguinte forma.

$$|H(s)| = \frac{k/R_1C_1}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_3C_2} + \frac{1}{R_3C_1} + \frac{1-k}{R_2C_1} \right) s + \frac{R_1 + R_2}{R_1R_2R_3C_1C_2}} \quad (5.2)$$

$$k = 1 + \frac{r_2}{r_1} \quad (5.3)$$

A tabela 5.1 apresenta uma lista dos parâmetros analisados do filtro.

tabela 5.1: parâmetros analisados do filtro Sallen-Key

Parâmetro	Descrição
R1	componente discreto do filtro
R2	componente discreto do filtro
R3	componente discreto do filtro
C1	componente discreto do filtro
C2	componente discreto do filtro
r1	componente discreto do filtro
r2	componente discreto do filtro
ro1	parâmetro do macromodelo do amplificador operacional
ro2	parâmetro do macromodelo do amplificador operacional

O amplificador operacional utilizado nas estruturas deste e dos outros filtros avaliados foi o modelo TL082, cujo macromodelo é apresentado de forma simplificada

na figura 5.3 . Os resistores r_{o1} e r_{o2} , indicados na figura, são os parâmetros do operacional que foram empregados nesta análise.

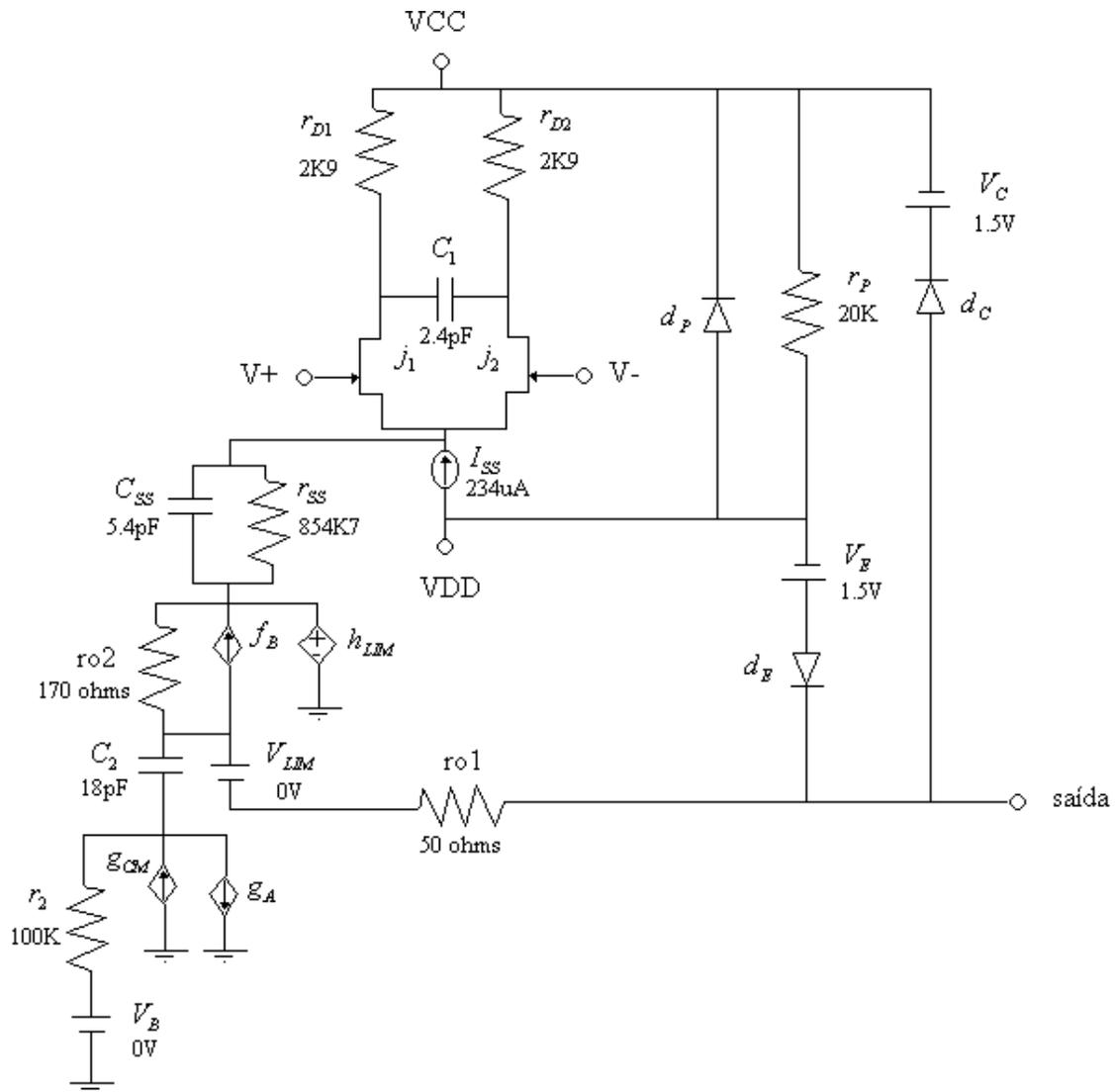


figura 5.3: Macromodelo simplificado do amplificador operacional TL082.

5.3.1. Limite de Sensibilidade: Tolerância do Componente mais Sensível

5.3.1.1 Busca por Algoritmos Genéticos

tabela 5.1: resumo dos testes.

<i>Número de componentes do vetor de teste</i>	<i>Composição do melhor vetor encontrado (valores em Hz)</i>	<i>Cobertura de Falhas (de um total de 144 falhas)</i>	<i>número de acertos e percentual de acertos</i>	<i>número de trajetórias inválidas</i>
2	[0.1; 4.85]	98 (68.05%)	86 (87.75%)	2,5
3	[0.45; 1.0; 4.6]	111 (77.08%)	93 (83.78%)	2
4	[0.5; 0.7; 1.0; 4.95]	111 (77.08%)	97 (87.38%)	2
5	[0.6; 0.8; 0.95; 1.05; 4.2]	112 (77.77%)	89 (79.46%)	2
6	[0.05; 1.0; 1.15; 1.3; 1.4; 3.25]	111 (77.08%)	86 (77.47%)	2
7	[0.45; 0.65; 0.85; 1.05; 1.15; 1.45; 4.6]	112 (77.78%)	91 (81.25%)	2
8	[0.4; 0.7; 0.85; 1.0; 1.25; 1.55; 4.25; 4.55]	111 (77.08%)	92 (82.88%)	2
9	[0.35; 0.85; 0.95; 1.0; 1.05; 1.35; 1.45; 2.7; 4.6]	111 (77.08%)	92 (82.88%)	2

Graficamente, tem-se nas figuras 5.4 e 5.5 uma visualização dos pontos do espectro amostrados para cada vetor de teste encontrado.

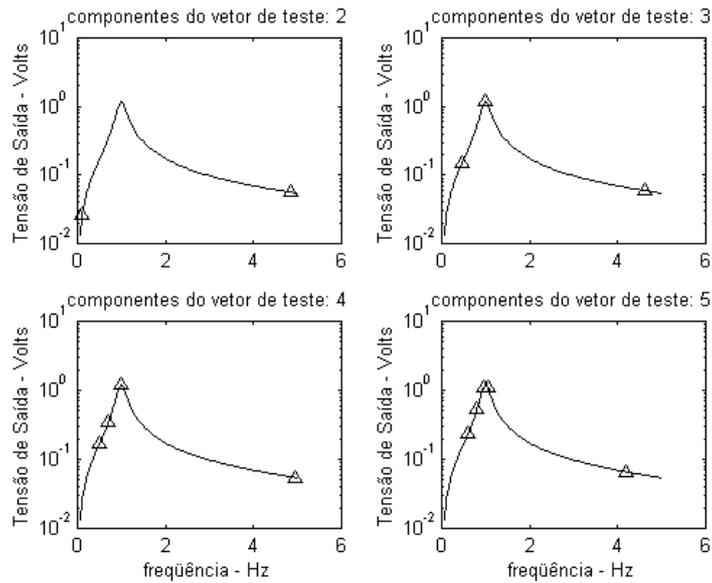


figura 5.1: Amostras do espectro para os vetores de teste encontrados para a estrutura Sallen-Key. (I)

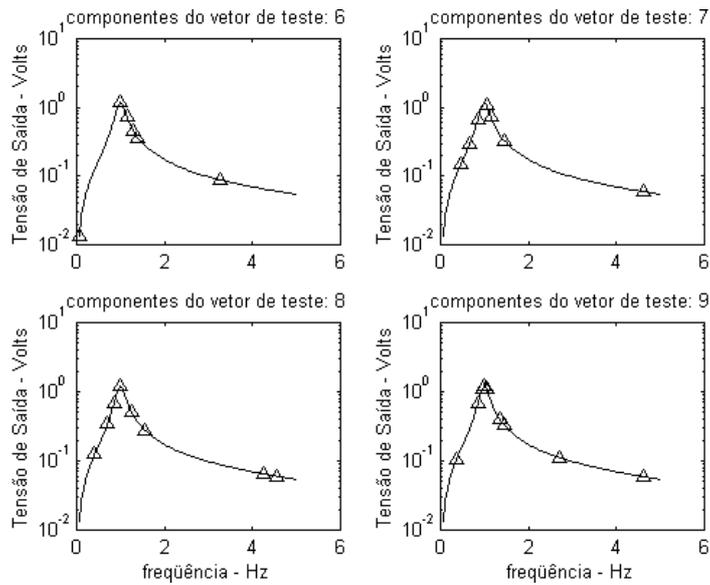


figura 5.2: Amostras do espectro para os vetores de teste encontrados para a estrutura Sallen-Key. (II)

Nas figuras 5.6, 5.7, 5.8 e 5.9 são apresentadas as trajetórias de falha resultantes do vetor de teste com duas e três componentes. No gráfico de trajetórias com vetor de teste de duas componentes, tem-se que os maiores desvios percentuais do valor nominal, sejam positivos ou negativos, são os mais distantes da origem.

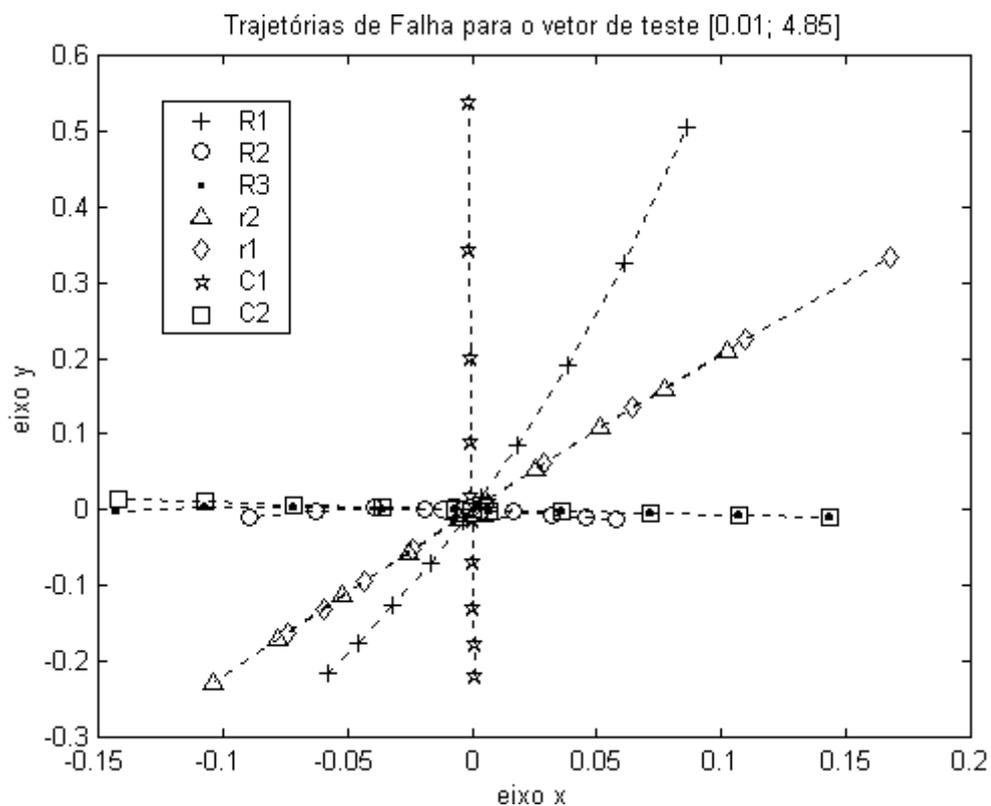


figura 5.3: Trajetórias de falha para duas componentes do vetor de teste.

A figura 5.4 apresenta um detalhe ampliado da região em torno da origem, donde se pode observar o círculo que estabelece o limite de sensibilidade.

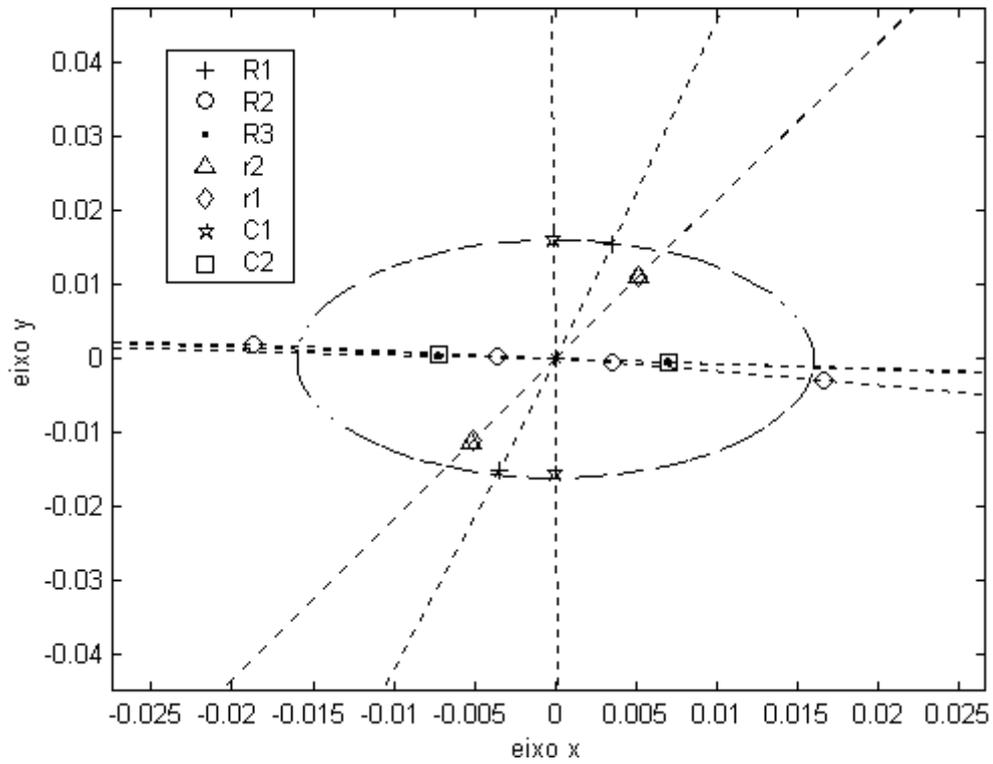


figura 5.4: Ampliação da região em torno da origem.

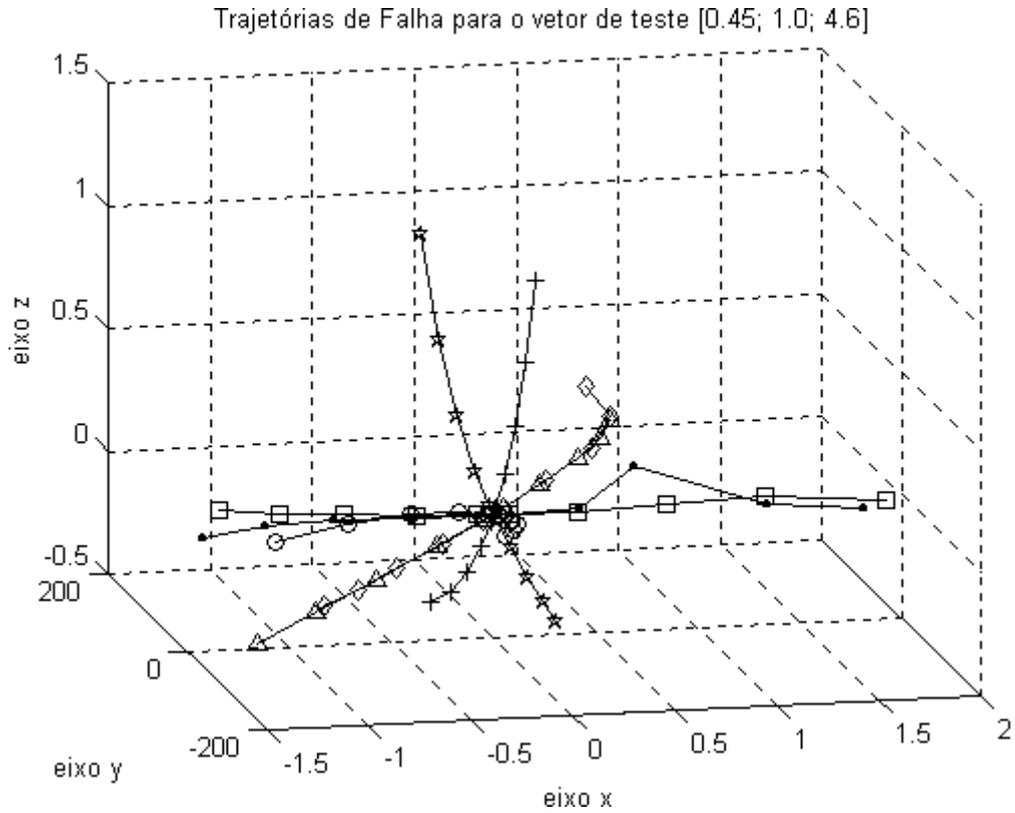


figura 5.5: Trajetórias de falha para três componentes do vetor de teste.

tabela 5.2: erros de diagnóstico.

<i>Falha no componente</i>	<i>Associada erroneamente à falha no componente</i>	<i>Número de ocorrências por componentes do vetor de teste</i>							
		2	3	4	5	6	7	8	9
C1	r2	-	-	-	-	-	2	-	-
C1	R2	-	-	-	1	3	-	-	-
C2	r2	-	1	-	-	-	-	-	-
C2	R2	1	-	-	1	-	-	-	-
r1	r2	1	6	7	7	7	7	8	8
r1	R2	-	1	-	-	1	-	-	-
R1	r1	-	-	-	1	-	-	-	-
r2	r1	10	7	6	8	6	8	6	6
r2	R2	-	1	-	1	2	1	-	-
R2	C1	-	-	-	1	1	-	-	-
R2	C2	1	-	-	-	-	-	-	-
R2	r1	-	-	-	-	1	-	-	-
R2	R3	-	-	-	1	1	1	2	2
R3	C2	-	-	-	-	-	2	2	-
R3	r1	-	-	-	1	1	-	-	-
R3	r2	-	1	1	-	-	-	-	-
R3	R1	-	-	-	-	-	-	-	1
R3	R2	-	-	-	1	-	-	-	-

5.3.1.2 Busca Por Particle Swarm

tabela 5.1: resumo dos testes.

<i>Número de componentes do vetor de teste</i>	<i>Composição do melhor vetor encontrado (Valores em Hz)</i>	<i>Cobertura de Falhas (de um total de 144 falhas)</i>	<i>Número de acertos e percentual de acertos</i>	<i>Número de Trajetórias inválidas</i>
2	[0.05; 2.95]	90 (62.5%)	76 (84.44%)	2
3	[0.05; 0.85; 1.35]	95 (65.97%)	81 (85.26%)	2,5
4	[0.05; 0.9; 1.0; 4.55]	98 (68.05%)	77 (78.57%)	2
5	[0.05; 0.85; 1.0; 1.05; 4.5]	97 (67.36%)	81 (83.5%)	2
6	[0.05; 0.75; 0.8; 0.95; 1.05; 2.75]	103 (71.52%)	81 (78.64%)	2
7	[0.05; 0.9; 0.95; 1.0; 1.05; 1.5; 5.0]	102 (70.83%)	84 (82.35%)	2
8	[0.05; 0.75; 0.95; 1.0; 1.05; 1.10; 1.15; 5.0]	100 (69.44%)	82 (82.0%)	2
9	[0.05; 0.8; 0.85; 0.9; 1.05; 1.25; 1.4; 2.7; 5.0]	104 (72.22%)	85 (81.73%)	2

tabela 5.2: erros de diagnóstico.

<i>Falha no componente</i>	<i>Associada erroneamente à falha no componente</i>	<i>Número de ocorrências por componentes do vetor de teste</i>							
		2	3	4	5	6	7	8	9
C1	r2	-	-	-	-	-	-	-	-
C1	R2	-	-	-	-	1	-	1	-
C2	r2	-	-	-	-	-	-	-	-
C2	R2	-	-	-	-	1	-	-	-
C2	R3	-	-	1	-	-	1	-	1
r1	C2	-	1	-	-	-	-	-	-
r1	r2	8	2	7	7	7	7	8	8
r1	R2	-	-	-	-	-	-	-	-
r1	R3	-	1	-	-	-	-	-	-
R1	r1	-	-	-	-	1	-	-	-
R1	R3	-	-	1	-	-	-	-	-
r2	C1	-	-	-	-	-	-	1	-
r2	r1	6	6	6	6	7	6	6	7
r2	R2	-	-	-	-	1	-	-	1
r2	R3	-	-	1	-	-	1	-	-
R2	C1	-	-	-	-	1	-	-	-
R2	C2	-	-	-	-	-	1	-	-
R2	r1	-	-	2	-	-	-	-	-
R2	R1	-	1	-	-	-	-	-	-
R2	R3	-	1	2	1	1	1	1	2
R3	C2	-	2	-	2	-	-	-	-
R3	R1	-	-	1	-	1	1	-	-
R3	r2	-	-	-	-	-	-	1	-
R3	R2	-	-	-	-	1	-	-	-

As figuras 5.10 e 5.11 apresentam os gráficos de evolução dos dois métodos de busca para os vetores de teste obtidos. Os gráficos de evolução apresentam os valores de aptidão normalizada do melhor indivíduo ou partícula em função do número de gerações ou iterações.

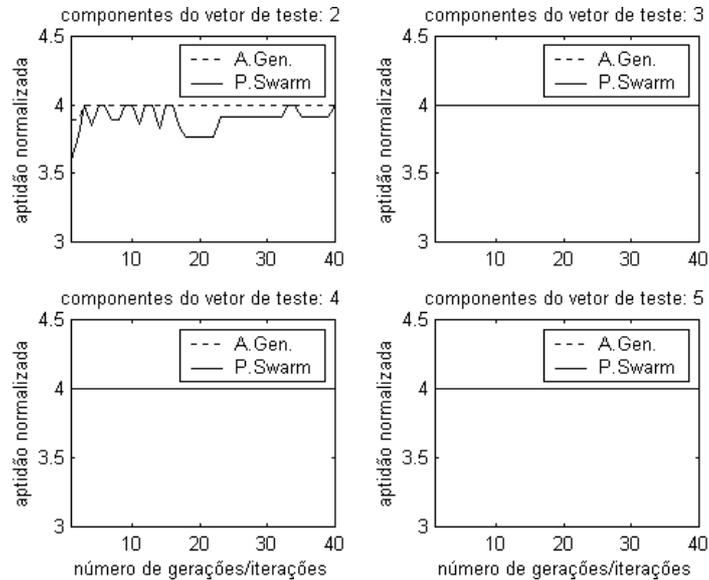


figura 5.1: Gráficos de evolução para estrutura *Sallen-Key* (I).

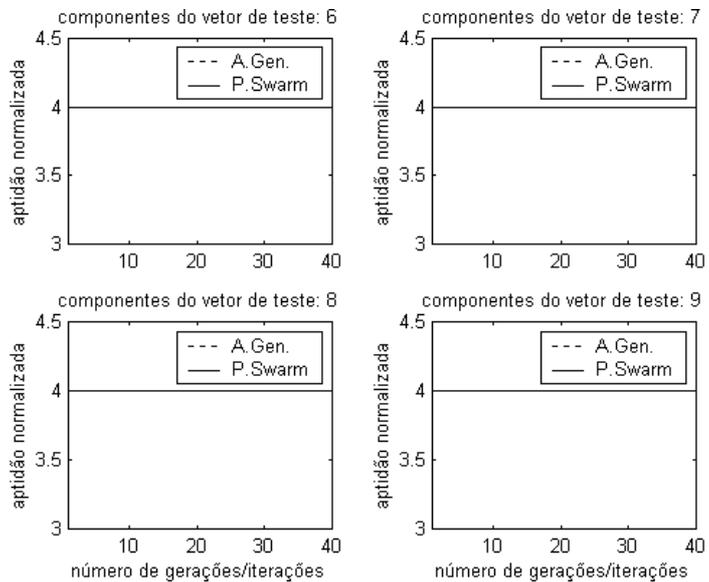


figura 5.2: Gráficos de evolução para estrutura *Sallen-Key* (II).

Por concisão, não serão mais apresentados os gráficos de evolução dos indivíduos ou das partículas doravante.

5.3.2. Limite de Sensibilidade: Valor Absoluto

O valor absoluto é um número arbitrário, adimensional, previamente definido pelo engenheiro de testes, que, no espaço de pontos de falha, representa o RAIO do círculo do limite de sensibilidade. O valor escolhido do limite de sensibilidade para a geração dos testes com algoritmos genéticos e *particle swarm* foi 5×10^{-4} .

5.3.2.1 Busca por Algoritmos Genéticos

tabela 5.1: resumo dos testes.

<i>Número de componentes do vetor de teste</i>	<i>Composição do melhor vetor encontrado (valores em Hz)</i>	<i>Cobertura de Falhas (de um total de 144 falhas)</i>	<i>Número de acertos e percentual de acertos</i>	<i>Número de Trajetórias inválidas</i>
2	[0.30; 3.55]	126 (87.5%)	99 (78.57%)	0
3	[0.55; 1.0; 3.80]	143 (99.36%)	118 (82.51%)	0
4	[0.50; 0.85; 1.10; 3.40]	144 (100%)	118 (81.94%)	0
5	[0.30; 0.70; 0.90; 1.35; 2.05]	144 (100%)	115 (79.86%)	0
6	[0.45; 0.65; 0.95; 1.05; 2.85; 4.90]	144 (100%)	106 (73.61%)	0
7	[0.50; 0.85; 1.10; 2.15; 2.20; 3.80; 4.30]	144 (100%)	117 (81.25%)	0
8	[0.50; 0.65; 0.85; 1.10; 1.15; 1.45; 1.65; 3.05]	143 (99.36%)	118 (82.51%)	0
9	[0.45; 0.60; 0.70; 0.75; 0.80; 1.15; 1.20; 1.65; 4.90]	144 (100%)	118 (81.94%)	0

tabela 5.2: erros de diagnóstico.

<i>Falha no componente</i>	<i>Associada erroneamente à falha no componente</i>	<i>Número de ocorrências por componentes do vetor de teste</i>							
		2	3	4	5	6	7	8	9
C1	r2	-	-	-	-	-	-	-	-
C1	R2	-	-	-	-	3	-	-	-
C2	r2	-	-	-	-	-	-	-	-
C2	R2	-	-	-	-	1	-	-	-
C2	R3	-	-	-	1	1	-	-	-
r1	C2	-	-	-	-	-	-	-	-
r1	r2	9	7	6	6	7	6	6	7
r1	R2	-	-	1	-	-	1	1	1
r1	R3	-	-	-	1	-	-	-	-
R1	r1	-	-	-	-	1	-	-	-
R1	R3	-	-	-	-	-	-	-	-
r2	C1	-	-	-	-	-	-	-	-
r2	r1	10	7	9	9	6	9	9	8
r2	R2	-	-	1	-	1	1	1	1
r2	R3	-	-	-	1	-	-	-	-
R2	C1	-	-	1	-	1	1	1	1
R2	C2	-	-	-	-	-	-	-	-
R2	r1	-	-	-	-	-	-	-	-
R2	r2	-	-	-	2	1	-	-	-
R2	R3	1	-	1	1	1	1	1	1
R3	C2	1	-	2	1	1	2	2	1
R3	r1	-	1	-	-	1	-	-	-
R3	R1	-	-	-	-	-	-	-	-
R3	r2	-	-	-	-	-	-	-	-
R3	R2	-	-	-	-	1	-	-	-
ro1	ro2	2	3	2	6	5	3	2	3
ro2	R1	1	-	-	-	-	-	-	-
ro2	R2	-	-	-	-	1	-	-	-
ro2	ro1	3	7	3	1	6	3	2	3

5.3.2.2 Busca Por Particle Swarm

tabela 5.1: resumo dos testes.

<i>Número de componentes do vetor de teste</i>	<i>Composição do melhor vetor encontrado (valores em Hz)</i>	<i>Cobertura de Falhas (de um total de 144 falhas)</i>	<i>Número de acertos e percentual de acertos</i>	<i>Número de Trajetórias inválidas</i>
2	[0.05; 5.0]	116 (80.55%)	98 (84.48%)	0,5
3	[0.05; 0.90; 5.0]	144 (100%)	105 (72.91%)	0
4	[0.05; 1.0; 1.05; 5.0]	143 (99.30%)	106 (74.12%)	0
5	[0.05; 0.20; 0.75; 1.05; 1.20]	144 (100%)	114 (79.16%)	0
6	[0.05; 0.30; 0.70; 1.0; 1.05; 3.25]	143 (99.30%)	111 (77.62%)	0
7	[0.05; 0.70; 0.75; 1.0; 1.15; 1.25; 4.75]	144 (100%)	117 (81.25%)	0
8	[0.05; 0.75; 0.85; 0.90; 1.05; 1.85; 4.95; 5.0]	144 (100%)	109 (75.69%)	0
9	[0.05; 0.65; 0.85; 0.95; 1.05; 1.25; 1.30; 1.65; 5.0]	144 (100%)	114 (79.16%)	0

tabela 5.2: erros de diagnóstico.

<i>Falha no componente</i>	<i>Associada erroneamente à falha no componente</i>	<i>Número de ocorrências por componentes do vetor de teste</i>							
		2	3	4	5	6	7	8	9
C1	R2	-	-	1	-	1	1	1	-
C2	R1	-	1	2	-	-	-	-	-
C2	R2	1	1	-	-	-	-	-	-
C2	R3	-	2	-	1	1	-	1	-
r1	C2	-	1	-	-	-	-	-	-
r1	r2	9	5	9	7	8	7	7	7
r1	R2	-	-	-	-	-	1	-	7
R1	R3	-	-	1	-	1	-	-	-
r2	C1	-	-	-	-	-	1	-	-
r2	r1	4	7	4	8	6	7	8	-
r2	R2	-	-	1	1	-	-	1	1
r2	R3	-	1	-	-	-	-	-	-
R2	C1	-	-	-	-	-	1	1	-
R2	C2	1	-	-	1	-	-	1	-
R2	r1	-	1	-	-	-	-	1	-
R2	r2	-	-	2	1	1	-	-	1
R2	R3	-	1	1	1	1	1	1	2
R3	C2	1	4	1	-	-	-	-	-
R3	r1	-	-	1	-	-	-	-	-
R3	R1	-	-	-	-	-	-	-	1
R3	r2	-	-	1	-	-	-	-	-
R3	R2	-	-	-	-	-	-	-	1
ro1	C2	-	-	1	-	1	-	-	-
ro1	ro2	-	10	4	1	4	1	7	5
ro2	C1	2	-	-	-	-	-	-	-
ro2	C2	-	-	1	-	1	-	-	-
ro2	r1	-	-	1	-	-	-	-	-
ro2	ro1	-	1	6	9	7	7	6	5

TESTES COM O FILTRO TOW-THOMAS ATIVO PASSA-FAIXA

O filtro *Tow-Thomas* é apresentado na figura 5.1.

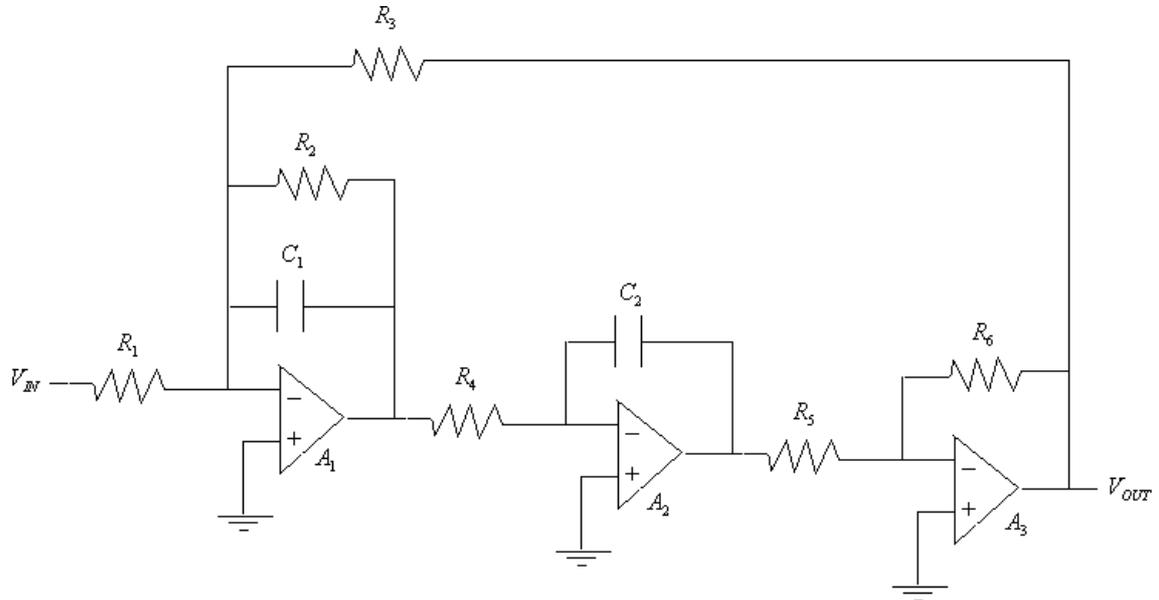


figura 5.1: Filtro *Tow-Thomas* Passa-Faixa Ativo.

Sua curva de módulo da resposta em frequência é apresentada na figura 5.2.

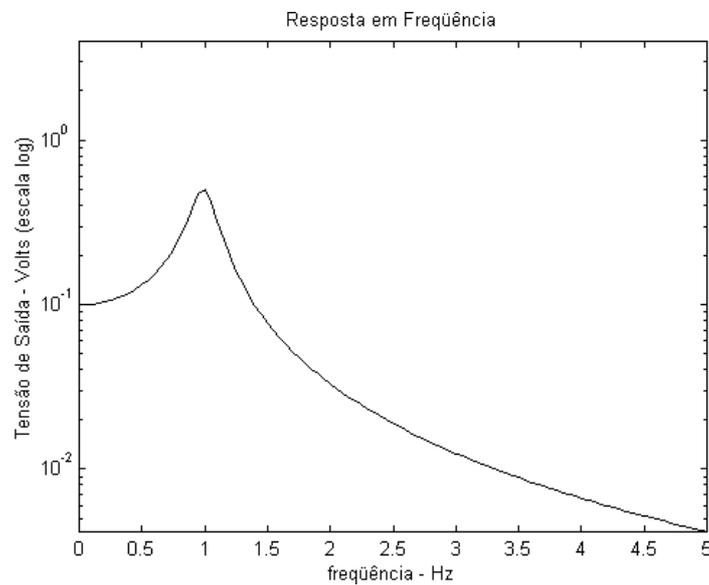


figura 5.2: Resposta em frequência do filtro *Tow-Thomas* passa-faixa.

E sua função de transferência é expressa abaixo:

$$|H(s)| = \frac{R_3 R_6 / C_1 C_2 R_1 R_4 R_5}{s^2 + \frac{C_2}{C_1 R_2} s + \frac{R_6}{C_1 C_2 R_4 R_5}} \quad (5.4)$$

A tabela 5.3 apresenta uma lista dos parâmetros analisados do filtro.

tabela 5.3: parâmetros analisados do filtro *Tow-Thomas*.

<i>Parâmetro</i>	<i>Descrição</i>
R1	Componente discreto do filtro
R2	Componente discreto do filtro
R3	Componente discreto do filtro
R4	Componente discreto do filtro
R5	Componente discreto do filtro
R6	Componente discreto do filtro
C1	Componente discreto do filtro
C2	Componente discreto do filtro
ro1a1	parâmetro do macromodelo do amplificador operacional A1
ro2a1	parâmetro do macromodelo do amplificador operacional A1
ro1a2	parâmetro do macromodelo do amplificador operacional A2
ro2a2	parâmetro do macromodelo do amplificador operacional A2
ro1a3	parâmetro do macromodelo do amplificador operacional A3
ro2a3	parâmetro do macromodelo do amplificador operacional A3

5.3.3. Limite de Sensibilidade: Tolerância do Componente mais Sensível

5.3.3.1 Busca por Algoritmos Genéticos

tabela 5.1: resumo dos testes.

<i>Número de componentes do vetor de teste</i>	<i>Composição do melhor vetor encontrado (valores em Hz)</i>	<i>Cobertura de Falhas (de um total de 144 falhas)</i>	<i>Número de acertos e percentual de acertos</i>	<i>Número de Trajetórias inválidas</i>
2	[0.15; 4.35]	80 (35.71%)	48 (60%)	9
3	[0.9; 1.15; 3.90]	121 (54.01%)	74 (61.15%)	6
4	[0.55; 0.95; 2.95; 3.2]	112 (50%)	76 (67.85%)	6
5	[0.5; 0.55; 1.15; 1.45; 2.95]	117 (52.23%)	69 (58.97%)	6
6	[0.45; 0.85; 0.95; 1.10; 1.95; 3.30]	124 (55.35%)	78 (62.90%)	6
7	[0.15; 0.25; 0.55; 1.05; 3.55; 4.15; 4.25]	122 (54.46%)	71 (58.19%)	6
8	[0.15; 0.5; 0.9; 1.05; 1.15; 2.55; 2.6; 3.80]	123 (54.91%)	74 (60.16%)	6
9	[0.5; 0.85; 0.95; 1.15; 1.30; 2.35; 3.65; 4.15; 4.55]	124 (55.35%)	77 (62.09%)	6

tabela 5.2: erros de diagnóstico.

<i>Falha no componente</i>	<i>Associada erroneamente à falha no componente</i>	<i>Número de ocorrências por componentes do vetor de teste</i>							
		2	3	4	5	6	7	8	9
C1	C2	3	-	-	-	-	-	-	-
C1	R4	-	-	-	-	-	1	-	-
C1	R6	2	-	-	-	-	-	-	-
C2	C1	-	-	-	-	-	-	-	-
C2	R2	-	-	-	-	-	1	-	-
C2	R4	-	3	2	3	4	1	4	5
C2	R5	-	-	-	1	1	4	1	1
C2	R6	3	7	3	8	8	5	8	7
R3	R5	-	1	-	-	-	-	-	-
R4	C2	4	6	5	4	1	7	4	2
R4	R2	-	-	-	-	-	1	-	-
R4	R5	-	1	-	1	3	2	-	2
R4	R6	2	6	3	8	8	6	8	7
R5	C2	4	6	5	3	2	7	4	3
R5	R2	-	-	-	-	-	1	-	-
R5	R4	-	3	1	3	4	1	4	5
R5	R6	3	7	3	8	8	5	8	7
R6	C1	3	-	-	-	-	-	-	-
R6	C2	2	1	2	5	2	4	2	3
R6	R2	-	-	-	-	-	2	-	-
R6	R4	-	4	1	1	3	-	4	5
R6	R5	-	2	1	3	2	3	2	-

5.3.3.2 Busca por Particle Swarm

tabela 5.1: resumo dos testes.

<i>Número de componentes do vetor de teste</i>	<i>Composição do melhor vetor encontrado (valores em Hz)</i>	<i>Cobertura de Falhas (de um total de 144 falhas)</i>	<i>Número de acertos e percentual de acertos</i>	<i>Número de Trajetórias inválidas</i>
2	[0.15; 5.0]	40 (17.85%)	34 (85%)	10
3	[0.05; 0.85; 3.5]	116 (51.78%)	69 (59.48%)	6
4	[0.05; 0.15; 1.15; 2.85]	113 (50.44%)	63 (55.75%)	6
5	[0.05; 0.90; 1.0; 1.05; 5.0]	125 (55.84%)	77 (61.60%)	6
6	[0.05; 0.80; 0.95; 1.05; 4.75; 5.0]	125 (55.84%)	80 (64%)	6
7	[0.05; 0.15; 0.25; 0.95; 1.05; 2.95; 5.0]	125 (55.84%)	77 (61.60%)	6
8	[0.05; 0.80; 0.95; 1.0; 1.05; 1.10; 4.95; 5.0]	125 (55.84%)	78 (62.40%)	6
9	[0.05; 0.30; 0.90; 1.05; 1.10; 1.15; 1.20; 4.35; 4.55]	122 (54.46%)	73 (59.83%)	6

tabela 5.2: erros de diagnóstico.

<i>Falha no componente</i>	<i>Associada erroneamente à falha no componente</i>	<i>Número de ocorrências por componentes do vetor de teste</i>							
		2	3	4	5	6	7	8	9
C1	C2	2	-	1	-	-	-	-	-
C1	R5	-	-	1	-	-	-	-	-
C1	R6	-	-	1	-	-	-	-	-
C2	C1	-	1	-	-	-	-	-	-
C2	R4	-	2	1	7	4	3	3	3
C2	R5	-	4	5	-	4	2	3	1
C2	R6	-	6	8	8	7	7	5	8
R3	R5	-	-	1	-	-	-	-	-
R4	C2	2	2	6	1	2	5	-	5
R4	R5	-	4	4	1	3	3	4	1
R4	R6	-	8	4	8	7	7	5	8
R5	C2	2	2	8	2	1	6	1	5
R5	R4	-	3	1	6	4	2	3	2
R5	R6	-	7	2	8	7	7	5	8
R6	C1	-	1	-	-	-	-	-	-
R6	C2	-	4	3	2	2	3	1	4
R6	R4	-	2	2	4	-	2	-	2
R6	R5	-	1	2	1	4	1	5	2

5.4. Testes com o Filtro Butterworth Ativo Passa-Alta de 4ª Ordem

O filtro *Butterworth* é apresentado na figura 5.1.

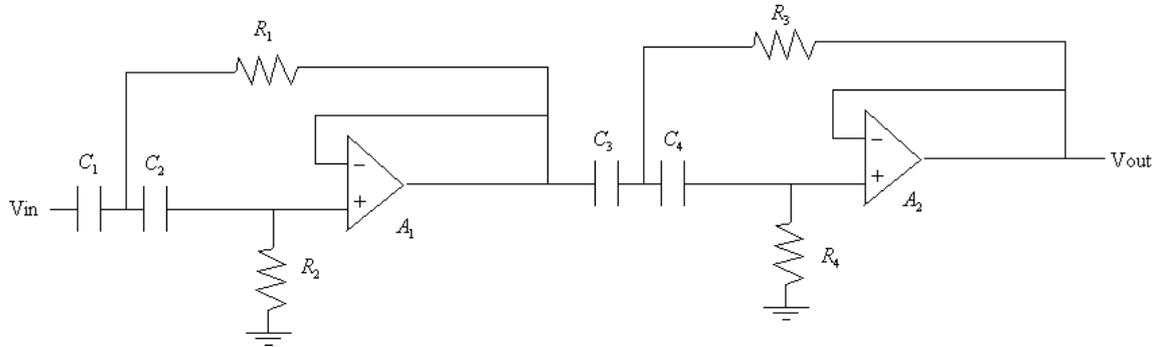


figura 5.1: Filtro *Butterworth* Passa-Alta Ativo de 4ª Ordem.

Sua curva de módulo da resposta em frequência é apresentada na figura 5.2.

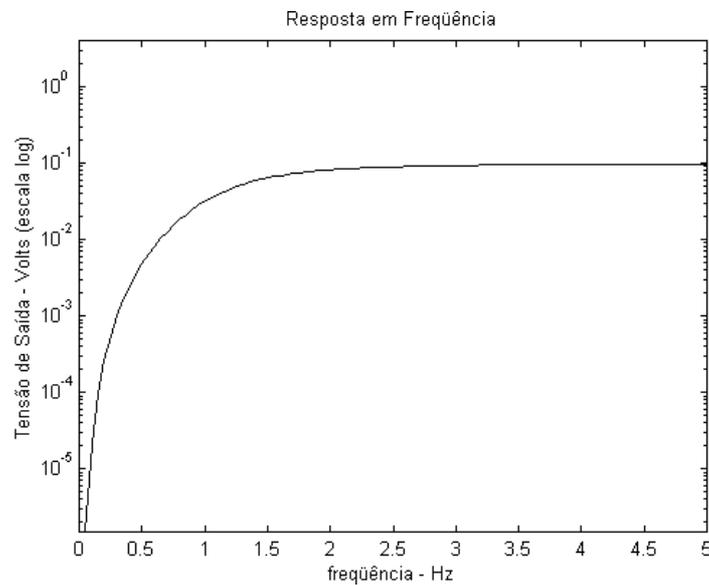


figura 5.2: Resposta em frequência do filtro *Butterworth* passa-faixa.

E sua função de transferência é expressa a seguir.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{C_1 C_2 C_3 C_4 R_1 R_2 R_3 R_4 s^4}{\left[s^2 + \left(\frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_2} \right) s + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right] \left[s^2 + \left(\frac{1}{C_3 R_4} + \frac{1}{C_4 R_4} \right) s + \frac{1}{C_3 C_4 R_3 R_4} \right]} \quad (5.5)$$

A tabela 5.1 apresenta uma lista dos parâmetros analisados do filtro.

tabela 5.1: parâmetros analisados do filtro *Butterworth*

<i>Parâmetro</i>	<i>Descrição</i>
R1	Componente discreto do filtro
R2	Componente discreto do filtro
R3	Componente discreto do filtro
R4	Componente discreto do filtro
C1	Componente discreto do filtro
C2	Componente discreto do filtro
C3	Componente discreto do filtro
C4	componente discreto do filtro
ro1a1	parâmetro do macromodelo do amplificador operacional A1
ro2a1	parâmetro do macromodelo do amplificador operacional A1
ro1a2	parâmetro do macromodelo do amplificador operacional A2
ro2a2	parâmetro do macromodelo do amplificador operacional A2

5.4.1. Limite de Sensibilidade: Tolerância do Componente mais Sensível

5.4.1.1 Busca por Algoritmos Genéticos

tabela 5.1: resumo dos testes.

<i>Número de componentes do vetor de teste</i>	<i>Composição do melhor vetor encontrado (valores em Hz)</i>	<i>Cobertura de Falhas (de um total de 144 falhas)</i>	<i>Número de acertos e percentual de acertos</i>	<i>Número de Trajetórias inválidas</i>
2	[0.25; 3.55]	89 (46.35%)	67 (75.28%)	5,5
3	[1.2; 1.85; 3.85]	106 (55.20%)	76 (71.69%)	4,5
4	[0.25; 1.2; 2.45; 2.85]	106 (55.20%)	78 (73.58%)	4,5
5	[0.25; 0.6; 1.3; 2.4; 4.05]	106 (55.20%)	79 (74.52%)	4,5
6	[0.6; 1.2; 1.4; 2.5; 2.65; 3.75]	106 (55.20%)	78 (73.58%)	4,5
7	[0.6; 0.65; 0.8; 1.20; 1.45; 2.75; 2.85]	107 (55.72%)	81 (75.70%)	4,5
8	[0.25; 1.2; 1.90; 2.75; 4.0; 4.10; 4.75; 4.85]	106 (55.20%)	78 (73.58%)	4
9	[0.55; 0.60; 1.2; 1.9; 2.8; 2.85; 2.95; 3.85; 4.6]	107 (55.72%)	80 (74.76%)	4

tabela 5.2: erros de diagnóstico.

<i>Falha no componente</i>	<i>Associada erroneamente à falha no componente</i>	<i>Número de ocorrências por componentes do vetor de teste</i>							
		2	3	4	5	6	7	8	9
C1	C2	4	6	7	6	7	8	7	7
C2	C1	-	5	6	6	6	7	6	-
C3	C4	2	7	2	7	9	11	-	9
C4	C3	12	6	11	7	4	-	13	11
R2	R4	2	-	-	-	-	-	-	-
R4	C3	-	2	-	-	-	-	2	-
R4	R2	2	-	-	-	-	-	-	-

5.4.1.2 Busca por Particle Swarm

tabela 5.1: resumo dos testes.

<i>Número de componentes do vetor de teste</i>	<i>Composição do melhor vetor encontrado (valores em Hz)</i>	<i>Cobertura de Falhas (de um total de 144 falhas)</i>	<i>Número de acertos e percentual de acertos</i>	<i>Número de Trajetórias inválidas</i>
2	[0.05; 3.20]	95 (49.47%)	36 (37.89%)	4
3	[0.05; 2.25; 5.0]	102 (53.12%)	74 (72.54%)	4
4	[0.05; 1.0; 2.85; 5.0]	111 (57.81%)	82 (73.87%)	4,5
5	[1.20; 1.75; 2.0; 3.25; 4.60]	106 (55.20%)	75 (70.75%)	4,5
6	[0.65; 2.25; 2.75; 3.40; 4.95; 5.0]	111 (57.81%)	85 (76.57%)	4
7	[0.05; 0.55; 0.60; 0.65; 0.85; 1.65; 3.20]	107 (55.72%)	79 (73.83%)	4,5
8	[0.20; 0.55; 1.05; 1.95; 2.40; 2.45; 2.50; 2.60]	108 (56.25%)	80 (74.07%)	4
9	[0.70; 0.85; 0.90; 1.15; 1.20; 1.55; 2.45; 3.20; 4.80]	109 (56.77%)	83 (76.14%)	4,5

tabela 5.2: erros de diagnóstico.

<i>Falha no componente</i>	<i>Associada erroneamente à falha no componente</i>	<i>Número de ocorrências por componentes do vetor de teste</i>							
		2	3	4	5	6	7	8	9
C1	C2	2	4	8	7	7	7	7	8
C1	C3	2	-	-	-	-	-	-	-
C1	R2	1	-	-	-	-	-	-	-
C2	C1	2	3	8	7	5	7	7	7
C2	R4	1	-	-	-	-	-	-	-
C3	C1	1	-	-	-	-	-	-	-
C3	C4	-	-	3	7	6	7	5	5
C3	R1	1	-	-	-	-	-	-	-
C3	R2	4	-	-	-	-	-	-	-
C3	R4	1	1	-	1	-	-	-	-
C4	C1	1	-	-	-	-	-	-	-
C4	C3	7	13	10	6	8	7	9	6
C4	R1	1	-	-	-	-	-	-	-
C4	R2	4	-	-	-	-	-	-	-
C4	R4	1	1	-	1	-	-	-	-
R1	C3	5	-	-	-	-	-	-	-
R1	R2	2	-	-	-	-	-	-	-
R1	R3	1	-	-	-	-	-	-	-
R1	R4	1	-	-	-	-	-	-	-
R2	C3	4	-	-	-	-	-	-	-
R2	R1	1	-	-	-	-	-	-	-
R2	R4	3	-	-	-	-	-	-	-
R3	C3	2	-	-	-	-	-	-	-
R3	R2	1	-	-	-	-	-	-	-
R4	C2	1	-	-	-	-	-	-	-
R4	C3	4	6	-	2	-	-	-	-
R4	R1	1	-	-	-	-	-	-	-
R4	R2	4	-	-	-	-	-	-	-

5.5. Testes com Filtro Elíptico Passivo Passa-Baixa de 5ª. Ordem

O filtro elíptico passivo é apresentado na figura 5.1.

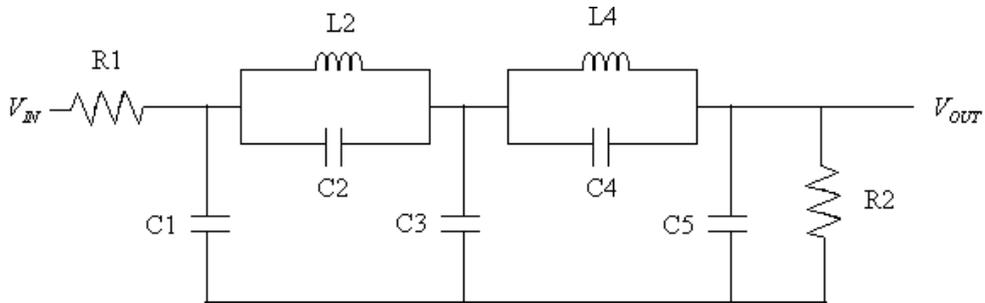


figura 5.1: Filtro elíptico passa-baixa passivo de 5ª. ordem.

Sua curva de módulo da resposta em frequência é apresentada na figura 5.2.

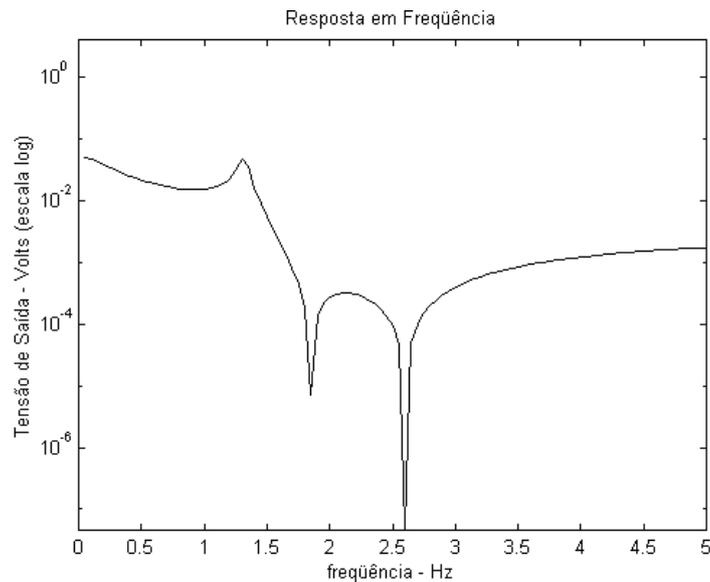


figura 5.2: Resposta em frequência do filtro elíptico passa-baixa.

E sua função de transferência é expressa a seguir.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s^4 \left(\frac{C_2 C_4}{R_1 C_1 A} \right) + s^2 \left(\frac{L_2 C_2 + L_4 C_4}{L_2 L_4 R_1 C_1 A} \right) + \frac{1}{L_2 L_4 R_1 C_1 A}}{s^5 + s^4 \left(\frac{C_2 + C_3}{R_1 R_2 C_1 A} \right) + s^3 \left(\frac{R_1 R_2 C_1 (L_2 C_2 + L_3 C_3 + L_4 C_4 + L_4 C_5) + C_2 + C_3}{L_2 L_4 R_1 C_1 A} \right) + s^2 \left(\frac{R_1 C_1 L_4 + R_2 (L_2 C_2 + L_3 C_3 + L_4 C_4 + L_4 C_5)}{L_2 L_4 R_1 C_1 A} \right) + s \left(\frac{L_4 + R_1 R_2 C_1}{L_2 L_4 R_1 C_1 A} \right) + \frac{R_2}{L_2 L_4 R_1 C_1 A}} \quad (5.6)$$

Onde

$$A = C_2C_4 + C_2C_5 + C_3C_4 + C_3C_5 \quad (5.7)$$

A tabela 5.1 apresenta uma lista dos parâmetros analisados do filtro.

tabela 5.1: parâmetros analisados do filtro Elíptico.

<i>Parâmetro</i>	<i>Descrição</i>
R1	Componente discreto do filtro
R2	Componente discreto do filtro
C1	Componente discreto do filtro
C2	Componente discreto do filtro
C3	Componente discreto do filtro
C4	Componente discreto do filtro
C5	Componente discreto do filtro
L2	componente discreto do filtro
L4	Componente discreto do filtro

5.5.1. Limite de Sensibilidade: Tolerância do Componente mais Sensível

5.5.1.1 Busca por Algoritmos Genéticos

tabela 5.1: resumo dos testes.

<i>Número de componentes do vetor de teste</i>	<i>Composição do melhor vetor encontrado (valores em Hz)</i>	<i>Cobertura de Falhas (de um total de 144 falhas)</i>	<i>Número de acertos e percentual de acertos</i>	<i>Número de Trajetórias inválidas</i>
2	[2.30; 3.40]	97 (67.36%)	96 (98.86%)	0
3	[1.0; 1.45; 2.50]	90 (62.5%)	85 (94.44%)	1,5
4	[2.15; 2.45; 2.85; 4.65]	122 (84.72%)	115 (94.26%)	0
5	[1.65; 2.85; 3.0; 4.15; 4.60]	96 (66.66%)	93 (96.87%)	0
6	[1.75; 1.80; 2.05; 2.45; 3.0; 4.65]	59 (40.97%)	59 (100%)	0
7	[1.7; 2.05; 2.10; 2.20; 2.85; 3.50; 4.80]	108 (75%)	107 (99.07%)	0
8	[0.05; 1.0; 1.25; 2.0; 2.10; 2.45; 2.70; 3.95]	94 (65.27%)	90 (95.74%)	2
9	[1.80; 2.35; 2.75; 2.80; 2.90; 3.45; 3.60; 4.65; 4.80]	121 (84.02%)	116 (95.86%)	0

tabela 5.2: erros de diagnóstico.

<i>Falha no componente</i>	<i>Associada erroneamente à falha no componente</i>	<i>Número de ocorrências por componentes do vetor de teste</i>							
		<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>
C1	C5	-	-	2	-	-	-	-	2
C2	C3	-	-	-	-	-	-	2	-
C2	C4	-	-	-	1	-	-	-	-
C3	R1	-	-	-	-	-	-	1	-
C5	C1	1	-	4	-	-	1	-	2
L2	C1	-	-	-	-	-	-	-	1
L2	C2	-	1	1	-	-	-	-	-
L2	C3	-	2	-	-	-	-	-	-
L2	R2	-	-	-	2	-	-	-	-
L4	L2	-	2	-	-	-	-	1	-

5.5.1.2 Busca por Particle Swarm

tabela 5.1: resumo dos testes.

<i>Número de componentes do vetor de teste</i>	<i>Composição do melhor vetor encontrado (valores em Hz)</i>	<i>Cobertura de Falhas (de um total de 144 falhas)</i>	<i>Número de acertos e percentual de acertos</i>	<i>Número de Trajetórias inválidas</i>
2	[3.45; 3.70]	105 (72.91%)	99 (94.28%)	0
3	[1.70; 2.50; 5.0]	105 (72.91%)	100 (95.23%)	0
4	[2.0; 2.05; 2.40; 5.0]	126 (87.5%)	120 (95.23%)	0
5	[2.15; 2.50; 2.85; 2.90; 5.0]	62 (43.05%)	62 (100%)	0
6	[0.05; 1.35; 1.40; 2.05; 2.25; 5.0]	93 (64.58%)	78 (83.87%)	2
7	[0.05; 0.40; 1.0; 1.45; 2.0; 2.15; 5.0]	106 (73.61%)	102 (96.22%)	2
8	[1.65; 2.0; 2.15; 2.45; 2.55; 2.70; 3.30; 5.0]	97 (67.36%)	95 (97.93%)	0
9	[1.70; 2.10; 2.20; 2.40; 2.45; 2.50; 2.70; 3.05; 5.0]	110 (76.38%)	106 (96.36%)	0

tabela 5.2: erros de diagnóstico.

<i>Falha no componente</i>	<i>Associada erroneamente à falha no componente</i>	<i>Número de ocorrências por componentes do vetor de teste</i>							
		<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>
C1	C5	-	1	-	-	-	-	-	2
C2	C3	-	-	-	-	1	-	-	-
C2	C4	-	-	-	-	-	-	-	-
C2	L2	-	-	-	-	1	-	-	-
C2	L4	-	-	-	-	1	-	-	-
C3	C2	-	-	-	-	1	-	-	-
C3	C4	-	-	-	-	1	-	-	-
C5	C1	3	4	6	-		-	-	2
C5	R1	2	-	-	-		-	-	-
L2	C2	-	-	-	-	2	-	-	-
L2	C3	-	-	-	-	1	2	-	-
L2	C4	-	-	-	-	1	-	-	-
L2	L4	-	-	-	-	-	-	2	-
L4	C3	-	-	-	-	2	-	-	-
L4	C4	-	-	-	-	2	-	-	-
L4	L2	-	-	-	-	2	2	-	-
R1	C1	1	-	-	-		-	-	-

5.6. Discussão dos Resultados

5.6.1. Aspectos Gerais do Diagnóstico

São considerados aspectos gerais do diagnóstico aqueles que foram observados em todas as estruturas avaliadas e para ambos os limites de sensibilidade: *valor absoluto* e *tolerância* do componente mais sensível.

Sobre os resultados de geração de vetores de teste empregando-se como limite de sensibilidade a *tolerância* de componente, algumas observações gerais podem ser feitas em relação a cobertura de falhas, acerto de diagnóstico percentual e relações de erro.

5.6.1.1 Cobertura de Falhas

Conforme pode ser observado nos gráficos da figura 5.1, de um modo geral, o aumento do número de componentes de um vetor de teste implica no aumento da cobertura de falhas, para ambos os métodos de busca. A figura 5.1 reúne os gráficos de coberturas de falhas percentual por número de componentes do vetor de teste para os métodos de *particle swarm* e algoritmos genéticos, empregando-se a *tolerância* de componente mais sensível como o limite de sensibilidade, de todas as estruturas estudadas, sendo que, para a estrutura *Sallen-Key*, ainda são apresentados no mesmo gráfico os mesmos métodos empregando-se o *valor absoluto* como o limite de sensibilidade.

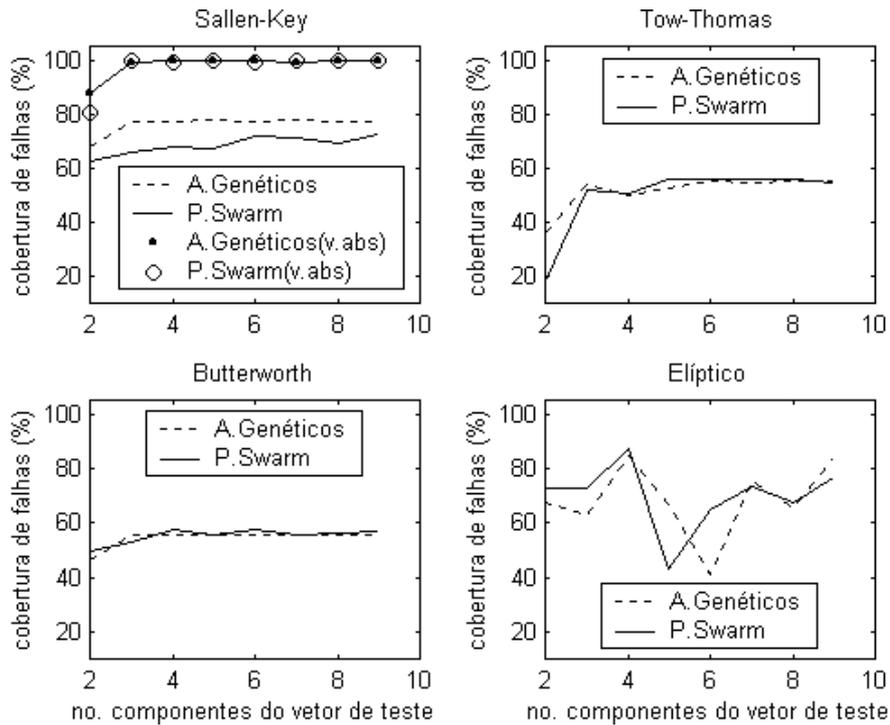


figura 5.1: Cobertura de falhas X número de componentes do vetor de teste.

5.6.1.2 Acerto de Diagnóstico Percentual

A taxa de acertos de diagnóstico diminuiu com o número de parâmetros avaliados do circuito, independentemente do método de geração de vetores de teste empregado, para as estruturas particulares avaliadas, com suas respectivas funções de aproximação, como mostra a figura 5.1.

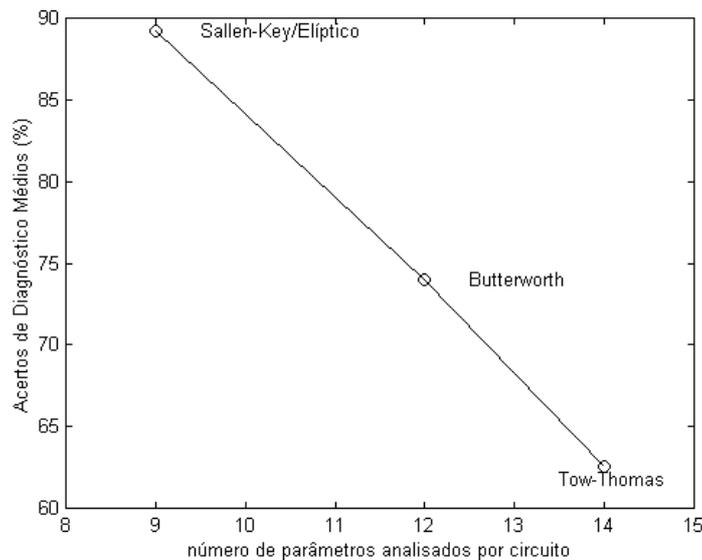


figura 5.1: Cobertura de falhas média x parâmetros do circuito.

Conforme pode ser visto na figura 5.2, não há diferença significativa no resultado, medido em acerto de diagnóstico percentual, quando se emprega na busca os algoritmos genéticos ou *particle swarm*.

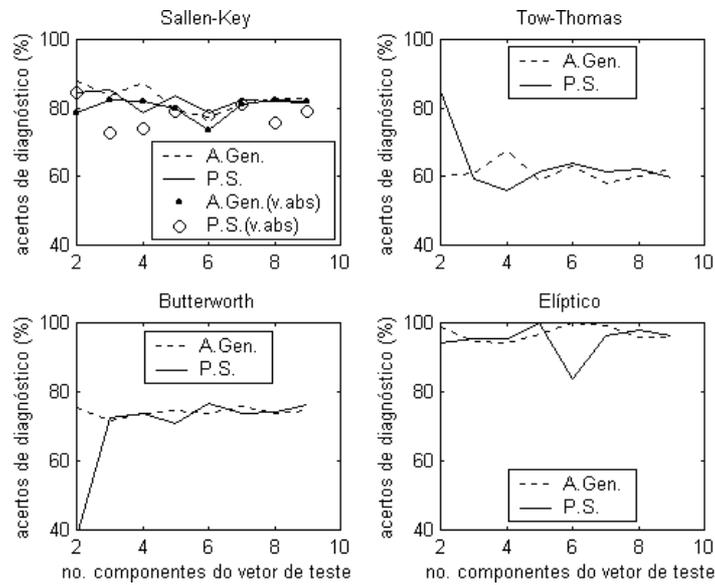


figura 5.2: Desempenho: Algoritmos Genéticos x *Particle Swarm*.

5.6.1.3 Relações de Erro

Não há uma relação visível entre o aumento do número de componentes do vetor de teste e o número de RELAÇÕES DE ERRO do circuito. A figura 5.1 mostra um comportamento bastante diferenciado para cada estrutura, o que parece sugerir que esta relação depende da topologia de cada circuito.

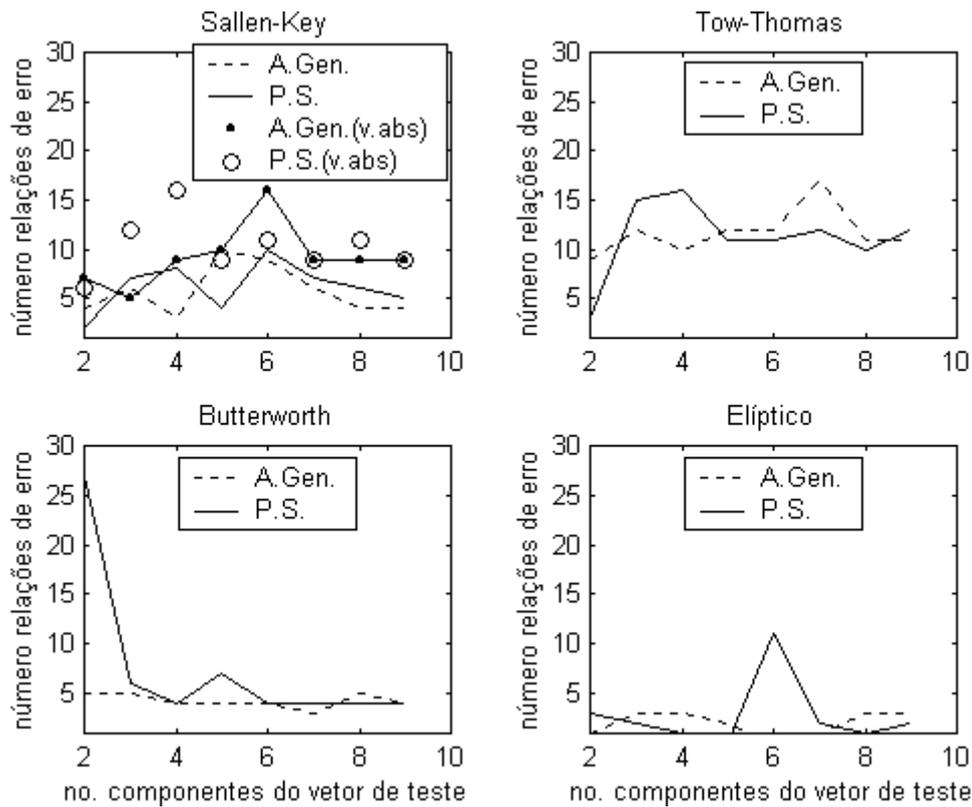


figura 5.1: Número de relações de erro x número de componentes do vetor de teste.

5.6.2. Aspectos Particulares do Diagnóstico

São considerados aspectos particulares do diagnóstico aqueles que se aplicam somente a cada estrutura analisada. Somente a estrutura *Sallen-Key* foi analisada sob dois limites de sensibilidade: *valor absoluto* e *tolerância* do componente mais sensível. As estruturas restantes foram analisadas somente sob o limite de sensibilidade da *tolerância* do componente mais sensível.

5.6.2.1 Filtro Sallen-Key

5.6.2.1.1 Limite de Sensibilidade: Tolerância de Componente

Para os dois métodos de geração automática de vetores de teste –*algoritmos genéticos e particle swarm*–, foram obtidas pelas rotinas de diagnóstico 25 relações de erro diferentes, com distribuição percentual apresentada no gráfico da figura 5.1.

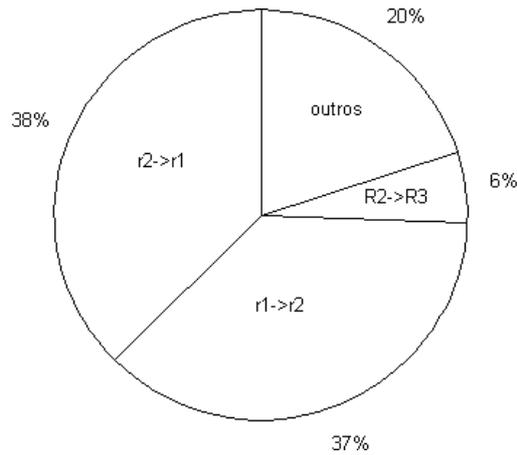


figura 5.1: Relações de erro do filtro Sallen-Key (I).

Repete-se aqui por conveniência a função de transferência do filtro expressa em (5.2).

$$|H(s)| = \frac{k/R_1C_1}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_3C_2} + \frac{1}{R_3C_1} + \frac{1-k}{R_2C_1} \right) s + \frac{R_1 + R_2}{R_1R_2R_3C_1C_2}}$$

onde

$$k = 1 + \frac{r_2}{r_1}$$

Pela função de transferência do circuito é possível perceber que o método encontrou dificuldades para realizar o diagnóstico de dois componentes responsáveis pelo ganho, r1 e r2, pois essa relação de erro aparece em 75% de todas as falhas diagnosticadas pelo método. Pode-se dizer que, para este método, estas falhas são indistintas. Isto pode ser verificado, por exemplo, nas figuras 5.6, 5.7, 5.8 e 5.9, nas quais são apresentadas as trajetórias de falha de r2 e r1 para vetores de teste de dois e três componentes.

5.6.2.1.2 Limite de Sensibilidade: Valor Absoluto

Para os dois métodos de geração automática de vetores de teste –*algoritmos genéticos e particle swarm*–, foram obtidas pelas rotinas de diagnóstico 31 relações de erro diferentes, com distribuição percentual apresentada no gráfico da figura 5.1.

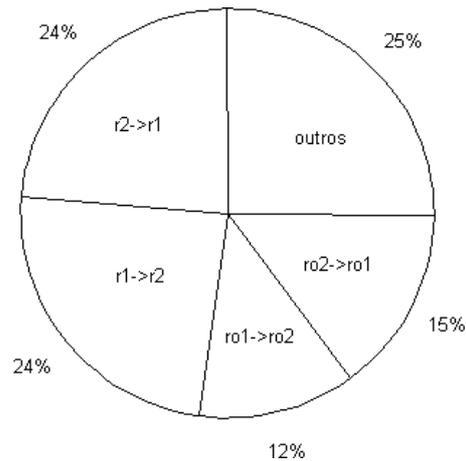


figura 5.1: Relações de erro do filtro *Sallen-Key* (II).

Neste caso, o estabelecimento do limite de sensibilidade sob a forma de *valor absoluto* levou à revelação das falhas modeladas para os parâmetros $ro1$ e $ro2$ do amplificador operacional. Isto significa que, na modelagem de falhas, a estrutura de *Sallen-Key* é menos sensível a estes dois parâmetros no domínio da frequência.

5.6.2.2 Filtro Tow-Thomas

Para os dois métodos de geração automática de vetores de teste, foram descobertas pelas rotinas de diagnóstico 23 relações de erro diferentes, com distribuição percentual apresentada no gráfico da figura 5.1.

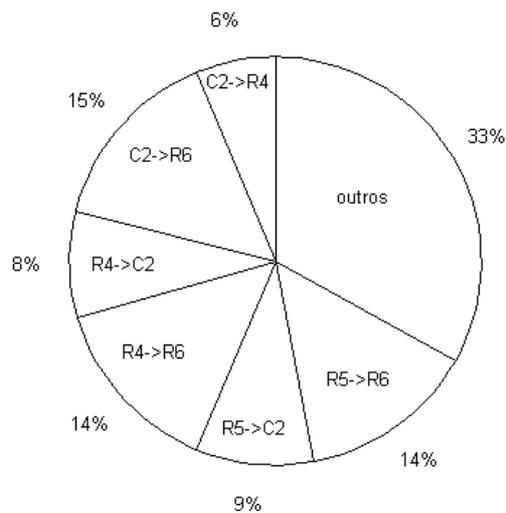


figura 5.1: Relações de erro do filtro *Tow-Thomas*.

Repete-se aqui, por conveniência, a função de transferência do filtro expressa em (5.4).

$$|H(s)| = \frac{R_3 R_6 / C_1 C_2 R_1 R_4 R_5}{s^2 + \frac{C_2}{C_1 R_2} s + \frac{R_6}{C_1 C_2 R_4 R_5}}$$

Pela figura 5.1, pode-se observar que as relações de erro mais significativas são as dos componentes que compõem a terceira parcela do denominador da função de transferência. Entretanto, não há um predomínio significativo de uma ou duas relações de erro, a exemplo do ocorrido com o filtro *Sallen-Key*.

5.6.2.3 Filtro Butterworth

Para os dois métodos de geração automática de vetores de teste, foram descobertas pelas rotinas de diagnóstico 28 relações de erro diferentes, com distribuição percentual apresentada no gráfico da figura 5.1.

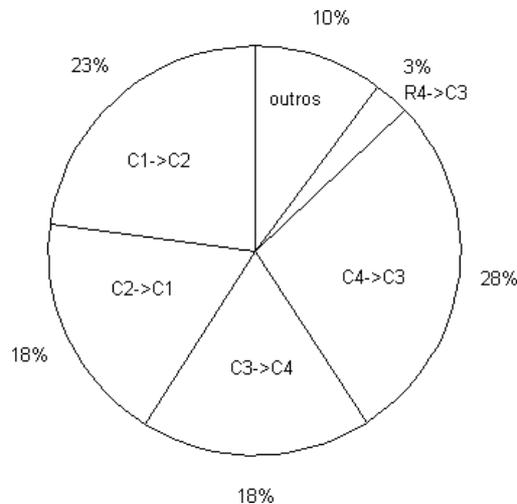


figura 5.1: Relações de erro do filtro *Butterworth*.

A função de transferência deste filtro, expressa em (5.5) é aqui repetida por conveniência.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{C_1 C_2 C_3 C_4 R_1 R_2 R_3 R_4 s^4}{\left[s^2 + \left(\frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_2} \right) s + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right] \left[s^2 + \left(\frac{1}{C_3 R_4} + \frac{1}{C_4 R_4} \right) s + \frac{1}{C_3 C_4 R_3 R_4} \right]}$$

Percebe-se pela distribuição de relações de erro que o método tem dificuldade em diagnosticar corretamente as falhas associadas aos capacitores de cada estágio, pois as relações de erro associadas somente aos capacitores respondem por 87% do total de relações de erro.

5.6.2.4 Filtro Elíptico

Para os dois métodos de geração automática de vetores de teste, foram descobertas pelas rotinas de diagnóstico 20 relações de erro diferentes, com distribuição percentual apresentada no gráfico da figura 5.1.

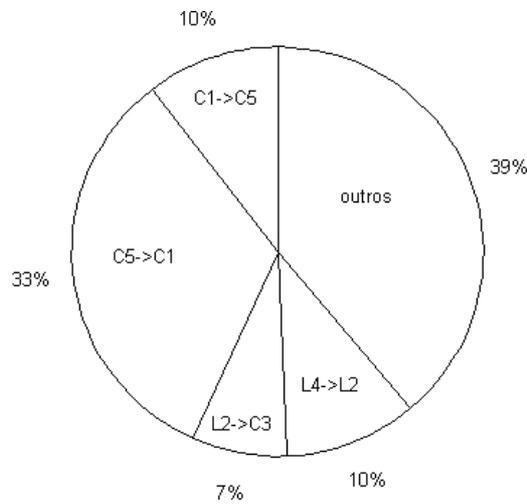


figura 5.1: Relações de erro do filtro elíptico.

A função de transferência deste filtro, expressa em (5.6) e (5.7) é aqui repetida por conveniência.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s^4 \left(\frac{C_2 C_4}{R_1 C_1 A} \right) + s^2 \left(\frac{L_2 C_2 + L_4 C_4}{L_2 L_4 R_1 C_1 A} \right) + \frac{1}{L_2 L_4 R_1 C_1 A}}{s^5 + s^4 \left(\frac{C_2 + C_3}{R_1 R_2 C_1 A} \right) + s^3 \left(\frac{R_1 R_2 C_1 (L_2 C_2 + L_3 C_3 + L_4 C_4 + L_4 C_5) + C_2 + C_3}{L_2 L_4 R_1 C_1 A} \right) + s^2 \left(\frac{R_1 C_1 L_4 + R_2 (L_2 C_2 + L_3 C_3 + L_4 C_4 + L_4 C_5)}{L_2 L_4 R_1 C_1 A} \right) + s \left(\frac{L_4 + R_1 R_2 C_1}{L_2 L_4 R_1 C_1 A} \right) + \frac{R_2}{L_2 L_4 R_1 C_1 A}}$$

Onde $A = C_2 C_4 + C_2 C_5 + C_3 C_4 + C_3 C_5$

Pode-se observar que as relações de erro mais significativas são as dos capacitores C1 e C5, que respondem por 43% dos casos.

5.6.3. Aspectos da Execução dos Algoritmos de Geração de Vetores de Teste

5.6.3.1 Tempo de Execução

A tabela 5.1 apresenta o tempo de execução aproximado, em horas, de cada um dos testes efetuados. A máquina utilizada para a execução estava configurada com um processador Pentium IV 1.2 GHz e com 512Mb de RAM.

tabela 5.1: Tempo de execução aproximado para geração dos vetores de teste.

<i>Componentes do Vetor de Teste</i>	<i>Sallen-Key</i>		<i>Tow-Thomas</i>		<i>Butterworth</i>		<i>Elíptico</i>	
	<i>AG</i>	<i>PS</i>	<i>AG</i>	<i>PS</i>	<i>AG</i>	<i>PS</i>	<i>AG</i>	<i>PS</i>
2	3.4h	4h	4h	6h	7h	9h	3.6h	4h
3	4.2h	5h	6h	7.5h	9.7h	13h	4.8h	5.2h
4	5.3h	6.4h	8.7h	11.5h.	13.2h	17.5h	6.5h	6.7h
5	6.5h	8.2h	11.6h	16,2h	17h	19h	8.3h	9h
6	8h	10h	14.9h	21,4h	21h	22.2h	10.3h	11.1h
7	9.6h	13h	18.5h	28h	25h	26.2h	12.5h	13h
8	11.5h	14.8h	22.9h	31h	29.6h	32h	14.7h	15h
9	13.6h	17.4h	27.7h	33.7h	34.6h	36h	17.2h	18.5h

Os tempos de execução são apresentados nos gráficos da figura 5.1 para comparação.

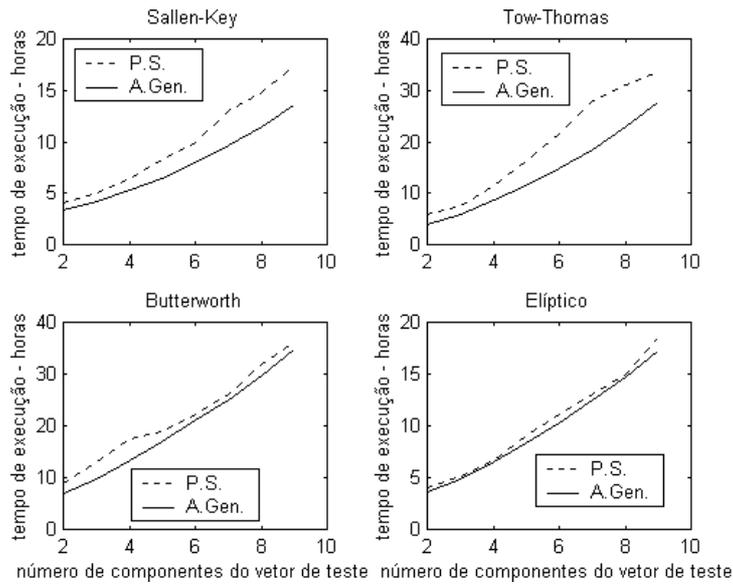


figura 5.1: Tempos de execução dos métodos de busca.

Observa-se nos gráficos da figura que os algoritmos genéticos apresentam um desempenho melhor do que os algoritmos do tipo *Particle Swarm* para a execução das mesmas tarefas. É possível observar, também, em ambos os métodos, que o tempo de execução aumenta à medida que se empregam mais componentes no vetor de teste.

6. Conclusões

Esta tese propôs e avaliou uma metodologia para modelagem de falhas visando o diagnóstico de desvios paramétricos em componentes de filtros analógicos contínuos no tempo. A partir dos modelos obtidos, também foram criadas duas técnicas de geração de vetores de teste baseadas em técnicas evolutivas e sócio-cognitivas, para que seus respectivos desempenhos pudessem ser comparados. Por fim, estabeleceu-se uma estratégia de diagnóstico de falhas baseada na modelagem proposta.

Na avaliação das técnicas propostas, foram utilizadas quatro estruturas de filtros analógicos diferentes dentre realizações ativas e passivas, com funções de passa-alta, baixa e faixa.

Sob o ponto de vista da automação, este é um método que possui praticidade, pois é realizada uma modelagem das falhas paramétricas que não depende do conhecimento *a priori* das sensibilidades do circuito aos seus componentes, mas tão-somente de uma *netlist* com a descrição da topologia do circuito a ser analisado. Ao engenheiro de testes, cabe-lhe apenas a especificação do número de componentes do vetor de teste que deseja encontrar, da faixa percentual dos desvios paramétricos que será aplicada aos componentes do circuito e a determinação da topologia que será testada.

Quanto à modelagem de falha, a introdução do conceito de trajetória de falha é vantajoso, pois, em apenas um gráfico, é possível visualizar o comportamento extremamente abstrato de um circuito que ocorre quando se realiza a variação paramétrica de seus componentes¹³. Outra vantagem da modelagem proposta é a avaliação do espectro de frequência em um número de pontos igual ao número de componentes do vetor de teste. Isto significa que o método realiza uma busca para amostrar apenas as regiões do espectro que apresentam maior discrepância de curvas em relação à curva do circuito livre de falhas, e evita regiões onde há pouca diferenciação observável entre os padrões das curvas de falhas no dicionário-modelo.

Em relação à cobertura de falhas, os casos avaliados mostraram, com a única exceção do filtro de realização passiva, que o aumento do número de componentes do

¹³ Para dimensões de tamanho até três.

vetor de teste leva ao aumento do percentual de cobertura de falhas. Não foram investigados os motivos pelos quais a cobertura de falhas da realização passiva não corroboraram com os resultados obtidos nas realizações ativas.

Finalmente, no que tange ao desempenho dos dois métodos de busca, observou-se que os algoritmos genéticos mostraram-se, nas realizações efetuadas para esta tese, mais rápidos que as técnicas sócio-cognitivas, aqui representadas pela implementação dos algoritmos do tipo *particle swarm*. É importante ressaltar que existem vários tipos de implementação para os algoritmos genéticos e que, neste trabalho, a taxa de reprodução de 50% dos indivíduos a cada geração certamente contribuiu para o aumento da velocidade do algoritmo, já que estes indivíduos não precisavam ser novamente avaliados a cada geração para o cálculo de seus valores de aptidão.

Por fim, pode-se dizer que o maior mérito desta tese está em apresentar, ainda que embrionariamente, tendências de certa forma desconhecidas sobre o comportamento de falhas na estrutura dos circuitos analógicos para as quais poderiam ser criadas novas linhas de pesquisa.

7. Sugestões para Futuros Trabalhos

A seguir são enumeradas algumas sugestões para futuros trabalhos que possam utilizar ou complementar os resultados desta tese:

1) empregar um número maior de circuitos, utilizando circuitos de *benchmark* [47];

2) empregar o método no domínio do tempo e em análise DC, para se verificar se a sua aplicabilidade é universal. Aqui poder-se-ia utilizar outros tipos de circuitos com diferentes funções, tais como fontes de alimentação chaveadas, conversores analógico-digitais etc;

3) utilizar método para o caso de falhas múltiplas. Deve-se verificar a que tipo de superfície estes tipos de falha corresponderão no espaço de pontos de falha, e quais seriam as analogias geométricas destes novos tipos de falhas para as retas coincidentes, intersecções entre os segmentos de retas, para a dispersão e para as trajetórias dentro do limite de sensibilidade;

4) verificar se é possível descobrir algum tipo de topologia de circuito que obtenha melhores resultados em coberturas de falha e em acertos percentuais de diagnóstico para o método proposto;

5) pesquisar se é possível encontrar algum método de diagnóstico que aumente o acerto de diagnóstico percentual quando se aumenta o número de componentes do vetor de teste, assim como ocorre com a cobertura de falhas;

6) utilizar simultaneamente outros pontos de amostragem no circuito sob teste além de apenas sua saída;

7) desenvolver outros métodos de busca de vetores de teste, para comparação de desempenhos com os algoritmos genéticos e *particle swarm*;

8) verificar a utilidade do método quando aplicado a circuitos sintetizados por técnicas evolutivas [2];

9) pesquisar a existência do *gradiente de distinguibilidade* para as distinção de falhas simples que ocorrem em produtos ou razões da função de transferência; e

10) conduzir estudos estatísticos com um número considerável de circuitos para verificar se os resultados das avaliações estudadas realmente constituem tendências consolidadas.

8. Referências Bibliográficas

- [1] Koza, John R., Genetic Programming: on the programming of computers by means of natural selection. The MIT Press, 5th printing, 1996.
- [2] Zebulum, Ricardo S., Pacheco, M.A.C. and Vellasco, M.M.B.R.. Evolutionary Electronics: Automatic Design of Electronic Circuits and Systems by Genetic Algorithms. CRC Press, 2002.
- [3] Liu, Ruey-wen. Testing and Diagnosis of Analog Circuits and Systems. Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [4] Abramovici, M., Breuer M. and Friedman, A.. Digital Systems Testing and Testable Design. Englewood Cliffs, NJ: Computer Science Press, 1990.
- [5] Tuinenga, Paul W.. SPICE: A guide to circuit simulation and analysis using Pspice. 2nd ed. Prentice Hall, 1992.
- [6] Vinnakota, Bapiraju. Analog and Mixed-Signal Test. Prentice Hall PTR, 1998.
- [7] Daryanani, Gobind. Principles of Active Network Synthesis and Design. John Wiley and Sons, 1976.
- [8] Filho, Sidnei N.. Filtros Seletores de Sinais. Editora da UFSC, Florianópolis, 1998.
- [9] Hanselman, D., Littlefield, B. MATLAB 5 Versão do Estudante: Guia do Usuário. Makron Books do Brasil, 1999.
- [10] Calvano, José V.. Geração de Testes e Projeto Visando a Testabilidade de Circuitos Analógicos. Tese de Doutorado, COPPE, Rio de Janeiro, 2000.

- [11] Slamani, M., Kaminska, B.. Fault Observability of Analog Circuits in Frequency Domain. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 43, No. 2, February 1996.
- [12] Cherubal, S. and Chatterjee, A.. Parametric Fault Diagnosis for Analog ICs Using Functional Mapping. Proceedings, Design Automation and Test in Europe, 1999, pp. 195-200.
- [13] Tsai, S. Test Vector Generation for Linear Analog Devices. In: International Test Conference, 1991, pp. 592-597.
- [14] Spina, R. and Upadhyaya, S.. Fault Diagnosis of Analog Circuits Using Artificial Neural Network as Signature Analyzers. Proceedings of 5th Annual IEEE International ASIC Conference and Exhibit, 1992, pp 355-358.
- [15] Cherubal, S. and Chatterjee A.. Test Generation Based Diagnosis of Device Parameters for Analog Circuits. Proceedings of the Conference on Design Automation and Test in Europe, 2001, pp 596-602.
- [16] Cherubal, S. and Chatterjee A..Test Generation for Fault Isolation in Analog Circuits Using Behavioral Models. Proceedings of the 9th Test Symposium, 2000, pp 358-366.
- [17] Nagi, N., Chatterjee, A., Balivada, A., Abraham, J.. Fault-based Automatic test Generator for Linear Analog Circuits. Proceedings of IEEE International Conference on Computer-Aided Design, 1993, pp. 88-91.
- [18] Nagi, N., Chatterjee, A., Balivada, A., Abraham, J.. Efficient Multisine Testing of Analog Circuits. Proceedings of the 8th International Conference on VLSI Design, 1995, pp 234-238.
- [19] Somayajula, S., Sánchez-Sinencio, E., de Gyvez, J.. Analog Fault Diagnosis: A Fault Clustering Approach. Proceedings of ETC'93 3rd European Test Conference, 1993, pp 108-115.

- [20] Slamani, M., Kaminska, B., Analog Circuit Fault Diagnosis Based on Sensitivity Computation and Functional Testing. IEEE Design & Test of Computers, volume 9, Issue: 1, March 1992, pp 30-39.
- [21] Blum, M., Wasserman, H., Reflections on the Pentium Division Bug. IEEE Transactions on Computers, Vol. 45, no. 4, April, 1996.
- [22] Liu, Z. H., Mixed-Signal Testing of Integrated Analog Circuits and Electronic Modules. PhD Thesis, Ohio University, March, 1999.
- [23] Zelenowsky, R., Mendonça, A., PC: um guia prático de hardware e interfaceamento. 2^a. Edição, MZ Editora, Rio de Janeiro, 1999.
- [24] Duhamel, P., Rault, J.C., Automatic Test Generation Techniques for Analog Circuits and Systems: A Review. IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS26, No. 7, July, 1979.
- [25] Joint Test Action Group, IEEE Std 1149.1 Testability Primer, In: Texas Instruments Application Note, 1996.
- [26] Queiroz, Antônio Carlos Moreirão de, Redes RLC Simétricas e Antimétricas de Baixa Sensibilidade, Tese de Mestrado, COPPE, Rio de Janeiro, 1984.
- [27] Johns, D. A., Martins, K., Analog Integrated Circuit Design, John Wiley & Sons, 1997.
- [28] Haykin, Simon, Redes Neurais: princípios e prática, 2^a. edição, Bookman, Porto Alegre, 2001.
- [29] Savioli, C.E.F. et al, A Rank-Based Genetic Algorithm for Fault Tolerant Analog Circuit Synthesis, Proceedings of the 4th IEEE Latin American Test Workshop, 2003, pp 142-145.

- [30] Steinbruch, A., Winterle, P., Álgebra Linear, Ed. 2a. edição, McGraw-Hill Ltda, São Paulo, 1987.
- [31] Murty, K. G., Computational and Algorithmic Linear Algebra and n-Dimensional Geometry, Internet Edition, University of Michigan, 2001
- [32] Meyer, C. D., Matrix Analysis and Applied Linear Algebra, Soc For Industrial and Applied Math, 2001
- [33] Novaes, U. R., Agrupamento de Dados Através de Algoritmos Swarm, Tese de Mestrado, COPPE, Rio de Janeiro, 2002.
- [34] Kennedy, J., Eberhart, R. C., Swarm Intelligence, Morgan Kaufmann Publishers, 2001.
- [35] Wu, C.C. et al, Analog Fault Diagnosis with Failure Bonds, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS29, No. 5, May, 1982.
- [36] Eberhart, R. C., Kennedy, J., A New Optimizer using Particle Swarm Theory, Proceedings of the 6th International Symposium on Micro-Machine and Human Science, pp39-43, Nagoya, Japan.
- [37] Ogg, S. et al, Multiple Fault Diagnosis in Analogue Circuits Using Time Domain Response Features and Multilayer Perceptrons, IEE Proceedings in Circuits, Devices and Systems, Vol. 145, No. 4, August, 1998.
- [38] Sedra, A., Smith, K., Microeletrônica, volume 2, Makron Books do Brasil, São Paulo, 1995.
- [39] Lathi, B.P, Sistemas de Comunicação, Editora Guanabara Dois, Rio de Janeiro, 1979.

- [40] Savioli, C.E.F. et al, ATPG for Fault Diagnosis on Analog Electrical Networks Using Evolutionary Techniques, Proceedings of 17th Brazilian Symposium on Integrated Circuit Design, 2004, pp 100-104
- [41] Hefferon, J., Linear Algebra, Internet Edition, <http://joshua.smcvt.edu/linearalgebra>, 2001
- [42] Larson, H. J., Introduction to Probability Theory and Statistical Inference, John Wiley and Sons, 1982.
- [43] Savioli, C.E.F, Calvano, J.V., Filho, A.C.M., Detecting Regions of Insensitivity on Parametric Faults in Frequency Domain for Continuous-Time Analog Filters, Submitted to the 6th Latin American Test Workshop, Salvador, 2005.
- [44] Holland, J. H., Adaptation in Natural and Artificial Systems, University of Michigan Press, Ann Harbor, 1975.
- [45] Sallen, R.P., Key, E.L., A Practical Method of Designing RC Active Filters, IRE Transactions on Circuit Theory, CT-2, May, 1955, pp 74-85.
- [46] Elred, R.D., Test Routines based on Symbolic Logical Statements, JAMC, vol. 6 no. 1, pp33-36, January 1959.
- [47] Kaminska,B., Arabi,K.,Bell, I., et al, Analog and Mixed-Signal Benchmark Circuits – First Release, In:Proceedings of the International Test Conference, 1998.
- [48] Amaral, J. L. M. et al, An Immune Inspired Fault Diagnosis System for Analog Circuits using Wavelet Signatures, In: Proceedings of the NASA/DoD Conference on Evolvable Hardware, 2004.
- [49] Castro, L.N., Engenharia Imunológica: Desenvolvimento e Aplicações de Ferramentas Computacionais Inspiradas em Sistemas Imunológicos Artificiais, Tese de Doutorado FEEC/UNICAMP, Campinas, 2001.

- [50] Corneli, J., Moore, R., Krowne, A., Free Encyclopedia of Mathematics, vols 1 e 2, <http://aux.planetmath.org/book>, 2004.
- [51] Shenk, A., Cálculo e Geometria Analítica, vol. 2, 4^a. edição, Ed. Campus, 1984.
- [52] Albustani, H., Modeling Methods for Testability Analysis of Analog Integrated Circuits Based on Pole-Zero Analysis, Ph.D Thesis, Universität Duisburg-Essen, 2004.
- [53] Mitra, S.K., Temes, G.C., Modern Filter Theory and Design, John Wiley and Sons, 1973.
- [54] Baker, J.E., Reducing bias and Inefficiency in the Selection Algorithm, Proceedings of an International Conference on Genetic Algorithms and their Applications, 1985.
- [55] Calvano, J.V. et al, Fault Models and Test Generation for OpAmp Circuits – The FFM, Journal of Electronic Testing: Theory and Applications, 2001, pp121-138.
- [56] Calvano, J.V. et al, Fault Detection Methodology for 2nd Order Filters Using Compact Test Vectors Transient Analysis, Proceedings of the 3rd International Workshop on Design and Mixed-Mode Integrated Circuits, 1999, pp18-24.

APÊNDICE I. CONCEITOS DE ÁLGEBRA LINEAR E GEOMETRIA ANALÍTICA

ESPAÇO CARTESIANO OU VETORIAL

É um espaço definido por um conjunto de vetores linearmente independentes entre si [41].

A DIMENSÃO [30,41,50] do espaço cartesiano é dada pelo número de vetores linearmente independentes que o define. Costuma-se denominar apenas ESPAÇO os espaços cartesianos de dimensão até três, inclusive. Espaços de dimensões acima de três costumam ser denominados HIPERESPAÇOS. O prefixo *hiper* é empregado em todas as figuras geométricas com dimensões superiores a três: hipercubo, hiperesfera etc.

As retas definidas pelos vetores linearmente independentes são os EIXOS do espaço cartesiano. O ponto onde todos os eixos se cruzam é a ORIGEM do espaço. No espaço de duas dimensões, um QUADRANTE [50] é um dos quatro subespaços vetoriais delimitados por uma semi-reta de cada eixo com início na origem. De modo análogo, um OCTANTE é um dos oito subespaços vetoriais delimitados pelas oito combinações possíveis de semi-retas dos eixos no espaço de três dimensões. Um HIPEROCTANTE é um octante pertencente a um espaço com mais de três dimensões.

EQUAÇÕES DE RETAS

A forma mais conveniente de descrever a equação de uma reta no espaço de n dimensões é a partir de um ponto sobre ela e da obtenção de um vetor não-nulo paralelo a ela [51]. Desta forma, derivam-se as *equações paramétricas* de uma reta, conforme enunciado no teorema a seguir.

Teorema A.1[51]: A reta passando por $P(A_0, B_0, \dots, N_0)$ e paralela ao vetor não-nulo $A = \langle a, b, \dots, n \rangle$ tem as seguintes equações paramétricas em relação a um dado parâmetro t .

$$\begin{cases} A = A_0 + at \\ B = B_0 + bt \\ \dots \\ N = N_0 + nt \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

APÊNDICE II. ARTIGOS

Neste apêndice são apresentados alguns artigos sobre o assunto desta tese que foram apresentados em congressos e workshops, bem como artigos de submissão já aceita.