

DELMAR BROGLIO CARVALHO

**PROJETO DE FILTROS EQUALIZADORES DE
FASE UTILIZANDO O ERRO DE SIMETRIA DA
RESPOSTA AO IMPULSO VIA ALGORITMO
GENÉTICO MODIFICADO**

**FLORIANÓPOLIS
ANO 2002**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PROJETO DE FILTROS EQUALIZADORES DE
FASE UTILIZANDO O ERRO DE SIMETRIA DA
RESPOSTA AO IMPULSO VIA ALGORITMO
GENÉTICO MODIFICADO**

Tese submetida à Universidade Federal
de Santa Catarina como requisito parcial
para a obtenção do grau de Doutor em
Engenharia Elétrica.

DELMAR BROGLIO CARVALHO

Florianópolis, Dezembro de 2002.

**PROJETO DE FILTROS EQUALIZADORES DE FASE
UTILIZANDO O ERRO DE SIMETRIA DA RESPOSTA AO
IMPULSO VIA ALGORITMO GENÉTICO MODIFICADO**

Delmar Broglio Carvalho

'Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de concentração em *Sistemas de Informação*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'

Prof. Sidnei Noceti Filho, Dr.
Orientador

Prof. Rui Seara, Dr.
Co-orientador

Prof. Dr. Edson Roberto De Pieri
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Sidnei Noceti Filho, Dr.
Presidente

Prof. Rui Seara, Dr.

Prof. Paulo Sérgio Ramires Diniz, Ph.D.

Prof. Luiz Pereira Calôba, Dr.

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Dr.

Tenha tempo para trabalhar,
é o preço do triunfo.
Tenha tempo para pensar,
é a fonte do poder.
Tenha tempo para brincar,
é o segredo da eterna juventude.
Tenha tempo para ler,
é a fonte da sabedoria.
Tenha tempo para fazer amigos,
é o caminho da felicidade.
Tempo tempo para fazer amigos,
é o caminho da felicidade.
Tenha tempo para sonhar,
é como viajar à uma estrela.
Tenha tempo para amar e ser amado,
é um privilégio divino.
Tenha tempo para olhar a sua volta,
o dia é demasiadamente curto para ser egoísta.
Tenha tempo para rir,
é a música da alma.

Antigo provérbio irlandês

**À minha mãe Olga
e a minha irmã Zélia,
pela compreensão, dedicação e amor.**

AGRADECIMENTOS

Quero deixar registrado meus mais sinceros agradecimentos:

Aos meus orientadores, Prof. Sidnei Noceti Filho e Prof. Rui Seara, que conduziram com brilhantismo esta Tese;

À Universidade Católica de Pelotas pelo esforço na formação de recursos humanos;

À CAPES pela apoio ao desenvolvimento científico;

À Banca Examinadora pelas valiosas contribuições;

Ao meu amigo Elton Luiz Fontão, cuja esmerada dedicação ao trabalho, também tornou possível a realização desta Tese;

Aos amigos de convivência no LINSE: Orlando, Walter, Evânio, Simone, Sandra, Fernando, Ronaldo;

Ao meu amigo e colega Prof. Sérgio Melo, pelas valiosas conversas e discussões, tanto à nível técnico como sobre “outros” assuntos relacionados à vida.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

PROJETO DE FILTROS EQUALIZADORES DE FASE UTILIZANDO O ERRO DE SIMETRIA DA RESPOSTA AO IMPULSO VIA ALGORITMO GENÉTICO MODIFICADO

Delmar Broglio Carvalho

Dezembro/2002

Orientador: Prof. Sidnei Noceti Filho, Dr.

Área de Concentração: Sistemas de Informação

Palavras-chave: equalizadores de fase; fase linear; simetria da resposta ao impulso; otimização não linear; algoritmos genéticos.

Número de Páginas: 138

RESUMO: O presente trabalho aborda o desenvolvimento de uma metodologia para o projeto de filtros equalizadores de fase analógicos, utilizando o erro de simetria da resposta ao impulso como função custo no procedimento de otimização. A medida de simetria da resposta ao impulso é um dos caminhos formais de avaliação da linearidade da fase. Contrariamente às funções atraso de grupo e atraso de fase, que são processos inerentemente de banda limitada, a simetria da resposta ao impulso é um processo de banda larga e portanto mais adequado para os processos que operam com sinais pulsados. Nas técnicas de projeto de equalizadores de fase geralmente são utilizados algoritmos de busca e otimização e estes devem ser capazes de varrer eficazmente as superfícies de desempenho oriundas das diversas funções de aproximação utilizadas. Em muitos casos de projetos a solução desejada é fortemente dependente de uma condição inicial, podendo tornar-se a etapa mais importante do processo. Geralmente os algoritmos utilizados são iterativos, podendo levar a um considerável custo computacional, sem garantia de obtenção da melhor solução. Este trabalho propõe o uso de Algoritmos Genéticos (AG) para o projeto de equalizadores de fase associado a uma estratégia de segmentação do espaço de busca. Essa abordagem, com um reduzido custo computacional, tem levado a um conjunto solução, contido na região de convergência. Para validação das metodologias propostas, foram realizados projetos de equalizadores de fase para filtros passa-baixas de diversas ordens e aproximações. Os resultados obtidos demonstram a grande aplicabilidade das técnicas propostas, tanto do ponto de vista de função custo, quanto do procedimento de otimização.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

DESIGN OF PHASE EQUALIZERS USING THE SYMMETRY OF THE IMPULSE RESPONSE CRITERION VIA MODIFIED GENETIC ALGORITHM

Delmar Broglio Carvalho

December/2002

Advisor: Prof. Sidnei Noceti Filho, Dr.

Area of Concentration: Information Systems.

Keywords: phase equalizers; linear phase; impulse response symmetry; nonlinear optimization; genetic algorithm.

Number of Pages: 138

ABSTRACT: This thesis presents a new approach for designing analogue phase equalizers based on the symmetry of the impulse response as a cost function in the optimization procedure. The symmetry of the impulse response is a meaningful measure of the phase linearity. Phase equalization based on group or phase delays are usually performed on a limited band. The proposed technique is inherently a wide-band process, and so more adequate for systems that deal with pulsed signals. Normally, in the phase equalization design is used optimization and search techniques to perform an efficiently scanning over the performance surfaces from the many approximation functions. In many designs approaches the optimal solution is strongly dependent of the initial condition, witch may be become the goal of process. Normally, the used algorithms are iterative and have a high computational complexity, without guarantee the better solution. This thesis proposes the use of a genetic algorithm (GA) for designing phase equalizers associated a systematic division of the search space into subspaces, in which a small population evolves, regarding a reduced number of generations. This approach presents a considerable computational complexity gain, as compared with the use of a conventional GA, and leads to optimum solution set in the convergence region. Examples of phase equalizer designs, for low-pass filters with several orders and approximation are shown and compared for performance with the ones obtained by the exhaustive search and DownHill Simplex Method. The obtained results demonstrate the effectiveness of the new design strategy for phase equalizers.

Sumário

LISTA DE FIGURAS.....	x
LISTA DE TABELAS.....	xiii
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 IMPORTÂNCIA DA FASE.....	1
1.2 EQUALIZAÇÃO DO PONTO DE VISTA DE ATRASO.....	3
1.2.1 ANÁLISE DO ERRO DE APROXIMAÇÃO.....	5
1.3 IMPLEMENTAÇÃO DAS FUNÇÕES EQUALIZADORAS.....	6
1.4 ESTADO ATUAL DA ARTE.....	8
1.5 OBJETIVO DESTES TRABALHOS.....	17
1.6 JUSTIFICATIVA E RELEVÂNCIA.....	18
1.7 ORGANIZAÇÃO DA TESE.....	19
2 FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA DA RESPOSTA AO IMPULSO.....	20
2.1 INTRODUÇÃO.....	20
2.2 FUNÇÕES SIMÉTRICAS NO TEMPO.....	20
2.3 FUNÇÕES PARES E ÍMPARES.....	22
2.4 RESPOSTA AO IMPULSO DE UM SISTEMA DE FASE LINEAR.....	24
2.5 FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA.....	27
2.6 FUNÇÃO CUSTO DO PROCESSO DE OTIMIZAÇÃO.....	29
2.7 SUPERFÍCIE DE DESEMPENHO DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA.....	30
2.8 ALGORITMO PARA DETERMINAÇÃO DOS COEFICIENTES DO EQUALIZADOR.....	36
2.9 CONCLUSÕES.....	37
3 ALGORITMOS GENÉTICOS.....	38
3.1 INTRODUÇÃO.....	38
3.2 PRINCÍPIOS BÁSICOS DE UM AG.....	39
3.3 OPERADORES GENÉTICOS E PARÂMETROS DE CONTROLE.....	41
3.3.1 MECANISMOS DE CODIFICAÇÃO.....	41
3.3.2 DETERMINAÇÃO DO TAMANHO DA POPULAÇÃO INICIAL E MECANISMOS DE GERAÇÃO.....	42
3.3.3 FUNÇÃO APTIDÃO.....	44
3.3.4 OPERADORES DE SELEÇÃO.....	45
3.3.5 OPERADORES DE CRUZAMENTO.....	47
3.3.6 OPERADORES DE MUTAÇÃO.....	49
3.3.7 ESTRATÉGIAS DE REPOSIÇÃO DA POPULAÇÃO.....	50
3.4 PARÂMETROS DE CONTROLE.....	51
3.5 CONVERGÊNCIA DO AG.....	52

3.6 AG CONVENCIONAL PARA O PROBLEMA DE EQUALIZAÇÃO.....	54
3.7 CONCLUSÕES.....	61
4 ALGORITMO GENÉTICO MODIFICADO.....	62
4.1 INTRODUÇÃO.....	62
4.2 DESCRIÇÃO DO PROCESSO DE SEGMENTAÇÃO E COMPETIÇÃO.....	62
4.3 ANÁLISE DO AG EM DIFERENTES ESPAÇOS DE BUSCA.....	64
4.4 CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA.....	70
4.5 AVALIAÇÃO DO CRITÉRIO DE ESCOLHA.....	72
4.5.1 ANÁLISE DA COMPLEXIDADE COMPUTACIONAL RELATIVA.....	77
4.5.2 ANÁLISE DO DESEMPENHO DO CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA.....	78
4.5.3 ANÁLISE DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA DA RESPOSTA AO IMPULSO.....	90
4.5.4 COEFICIENTE DE ATENUAÇÃO DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA DA RESPOSTA AO IMPUSLO.....	96
4.6 CONCLUSÕES.....	99
5 APLICAÇÕES DOS MÉTODOS PROPOSTOS.....	100
5.1 INTRODUÇÃO.....	100
5.2 CARACTERÍSTICAS DOS FILTROS.....	100
5.3 PROJETO DE UM EQUALIZADOR VIA BUSCA EXAUSTIVA.....	100
5.4 PROJETO DE UM EQUALIZADOR USANDO O MÉTODO DOWNHILL SIMPLEX.....	103
5.5 PROJETO DE UM EQUALIZADOR VIA AG MODIFICADO.....	108
5.5.1 PARÂMETROS DO AG MODIFICADO (AGM).....	108
5.5.2 AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO AGM.....	111
5.5.3 ESTIMATIVA DE ATRASO DE SISTEMAS E OS DESVIOS DE FASE.....	120
5.5.4 EFEITO DA EQUALIZAÇÃO SOBRE SINAIS DE BANDA LIMITADA.....	121
5.5.5 EFEITO DA EQUALIZAÇÃO SOBRE A RESPOSTA AO IMPULSO E OS DESVIOS DE FASE.....	125
5.6 CONCLUSÕES.....	126
6 DISCUSSÕES E CONCLUSÕES.....	128
6.1 PROPOSTAS PARA CONTINUAÇÃO DO TRABALHO.....	130
APÊNDICE A: PUBLICAÇÕES.....	132
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	135

Listas de Figuras

FIG. 1.1	EQUALIZAÇÃO DE UM ATRASO ARBITRÁRIO	4
FIG. 1.2	EQUALIZAÇÃ BASEADA EM UM ATRASO PREDEFINIDO	5
FIG. 1.3	REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DA EQUALIZAÇÃO DE FASE	7
FIG. 1.4	FASE INCREMENTALMENTE LINEAR	10
FIG. 1.5	APROXIMAÇÃO DE ATRASOS POR ESPECIFICAÇÃO DE VARIAÇÃO	16
FIG. 2.1	FUNÇÃO SIMÉTRICA NO DOMÍNIO DO TEMPO	21
FIG. 2.2	EXEMPLOS DE SINAIS: (A) PAR, (B) ÍMPAR	23
FIG. 2.3	(A) RESPOSTA DE MAGNITUDE RETANGULAR; (B) RESPOSTA DE FASE LINEAR	24
FIG. 2.4	RESPOSTA AO IMPULSO DO SISTEMA DESCRITO PELA EQ. (2.15)	25
FIG. 2.5	REPRESENTAÇÃO DO PROCESSO PARA A OBTENÇÃO DO ERRO DE SIMETRIA	29
FIG. 2.6	PÓLOS E ZEROS DO SISTEMA FILTRO + EQUALIZADOR	31
FIG. 2.7	(A) MAGNITUDE E (B) FASE DO FILTRO PASSA-BAIXAS	34
FIG. 2.8	RESPOSTA AO IMPULSO NORMALIZADA DO FILTRO PASSA-BAIXAS DE 2A ORDEM	34
FIG. 2.9	SUPERFÍCIE DE DESEMPENHO PARA A FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA DE UM FILTRO PASSA-BAIXAS DE 2A ORDEM EQUALIZADO COM UM FILTRO PASSA-TUDO DE 2A ORDEM	35
FIG. 2.10	ALGORITMO CONCEITUAL DO PROCEDIMENTO DE EQUALIZAÇÃO	36
FIG. 3.1	REPRESENTAÇÃO DE UM ALGORITMO GENÉTICO BÁSICO	40
FIG. 3.2	REPRESENTAÇÃO DA CODIFICAÇÃO DE VARIÁVEIS	42
FIG. 3.3	EXEMPLO DE CRUZAMENTO DE UM ÚNICO PONTO	48
FIG. 3.4	EXEMPLO DE CRUZAMENTO UNIFORME	49
FIG. 3.5	CONVERGÊNCIA TÍPICA DE UM AG	53
FIG. 3.6	MÉDIA DAS APTIDÕES NORMALIZADAS DO MELHOR INDIVÍDUO NAS REALIZAÇÕES	57
FIG. 3.7	VARIÂNCIA DAS APTIDÕES NORMALIZADAS DO MELHOR INDIVÍDUO NAS REALIZAÇÕES	57
FIG. 3.8	MÁXIMA APTIDÃO NORMALIZADA DO MELHOR INDIVÍDUO	58
FIG. 3.9	HISTOGRAMA DA MÁXIMA APTIDÃO DO MELHOR INDIVÍDUO	58
FIG. 3.10	EVOLUÇÃO DA APTIDÃO MÉDIA DA POPULAÇÃO NAS REALIZAÇÕES	59
FIG. 3.11	EVOLUÇÃO DA APTIDÃO MÉDIA DA POPULAÇÃO	60
FIG. 4.1	REPRESENTAÇÃO DO PROCESSO DE BUSCA VIA O AG MODIFICADO	63
FIG. 4.2	DETALHE DA DIVISÃO DO ESPAÇO DE BUSCA SOBREPOSTO À SUPERFÍCIE DE DESEMPENHO	66
FIG. 4.3	MÉDIA DAS REALIZAÇÕES PARA A EVOLUÇÃO DO MELHOR INDIVÍDUO	67
FIG. 4.4	VARIÂNCIA DAS REALIZAÇÕES PARA A EVOLUÇÃO DO MELHOR INDIVÍDUO	67
FIG. 4.5	APTIDÃO MÉDIA NORMALIZADA DO MELHOR INDIVÍDUO	68
FIG. 4.6	VARIÂNCIA DA APTIDÃO NORMALIZADA DO MELHOR INDIVÍDUO	68
FIG. 4.7	MÁXIMA APTIDÃO DO MELHOR INDIVÍDUO	69
FIG. 4.8	COMPARAÇÃO ENTRE DIFERENTES FATORES DE ATENUAÇÃO DA VARIÂNCIA	72
FIG. 4.9	HISTOGRAMA DAS REALIZAÇÕES DO AGM (CASO 1)	74
FIG. 4.10	HISTOGRAMA DAS REALIZAÇÕES DO AGM (CASO 2)	75
FIG. 4.11	HISTOGRAMA DAS REALIZAÇÕES DO AGM (CASO 3)	76
FIG. 4.12	HISTOGRAMA DAS REALIZAÇÕES DO AGM (CASO 4)	76
FIG. 4.13	HISTOGRAMA DAS REALIZAÇÕES DO AGM (CASO 5)	76
FIG. 4.14	HISTOGRAMA DAS REALIZAÇÕES DO AGM (CASO 6)	77
FIG. 4.15	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 1A DECOMP. (CASO 1)	78
FIG. 4.16	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 2A DECOMP. (CASO 1)	79
FIG. 4.17	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 3A DECOMP. (CASO 1)	79
FIG. 4.18	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 4A DECOMP. (CASO 1)	80
FIG. 4.19	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 5A DECOMP. (CASO 1)	80
FIG. 4.20	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 1A DECOMP. (CASO 2)	81
FIG. 4.21	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 2A DECOMP. (CASO 2)	81

FIG. 4.22	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 3A DECOMP. (CASO 2)	82
FIG. 4.23	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 4A DECOMP. (CASO 2)	82
FIG. 4.24	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 5A DECOMP. (CASO 2)	82
FIG. 4.25	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 1A DECOMP. (CASO 3)	83
FIG. 4.26	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 2A DECOMP. (CASO 3)	83
FIG. 4.27	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 3A DECOMP. (CASO 3)	83
FIG. 4.28	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 4A DECOMP. (CASO 3)	84
FIG. 4.29	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 5A DECOMP. (CASO 3)	84
FIG. 4.30	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 1A DECOMP. (CASO 4)	84
FIG. 4.31	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 2A DECOMP. (CASO 4)	85
FIG. 4.32	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 3A DECOMP. (CASO 4)	85
FIG. 4.33	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 4A DECOMP. (CASO 4)	85
FIG. 4.34	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 5A DECOMP. (CASO 4)	86
FIG. 4.35	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 1A DECOMP. (CASO 5)	86
FIG. 4.36	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 2A DECOMP. (CASO 5)	86
FIG. 4.37	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 3A DECOMP. (CASO 5)	87
FIG. 4.38	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 4A DECOMP. (CASO 5)	87
FIG. 4.39	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 5A DECOMP. (CASO 5)	87
FIG. 4.40	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 1A DECOMP. (CASO 6)	88
FIG. 4.41	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 2A DECOMP. (CASO 6)	88
FIG. 4.42	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 3A DECOMP. (CASO 6)	88
FIG. 4.43	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 4A DECOMP. (CASO 6)	89
FIG. 4.44	CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA – 5A DECOMP. (CASO 6)	89
FIG. 4.45	MÉDIA NORMALIZADA DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA – CASO 2	91
FIG. 4.46	VARIÂNCIA DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA – CASO 2	91
FIG. 4.47	MÉDIA NORMALIZADA DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA – CASO 3	92
FIG. 4.48	VARIÂNCIA DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA – CASO 3	92
FIG. 4.49	MÉDIA NORMALIZADA DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA – CASO 4	93
FIG. 4.50	VARIÂNCIA DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA – CASO 4	93
FIG. 4.51	MÉDIA NORMALIZADA DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA – CASO 5	94
FIG. 4.52	VARIÂNCIA DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA – CASO 5	94
FIG. 4.53	MÉDIA NORMALIZADA DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA – CASO 6	95
FIG. 4.54	VARIÂNCIA DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA – CASO 6	95
FIG. 4.55	COEFICIENTE DE ATENUAÇÃO – CASO 2	96
FIG. 4.56	COEFICIENTE DE ATENUAÇÃO – CASO 3	97
FIG. 4.57	COEFICIENTE DE ATENUAÇÃO – CASO 4	97
FIG. 4.58	COEFICIENTE DE ATENUAÇÃO – CASO 5	98
FIG. 4.59	COEFICIENTE DE ATENUAÇÃO – CASO 6	98
FIG. 5.1	RESPOSTA AO IMPULSO DOS FILTROS: (A) CHEBYSHEV E (B) ELÍPTICO	101
FIG. 5.2	SUPERFÍCIE DE DESEMPENHO DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA DA RESPOSTA AO IMPULSO PARA O FILTRO CHEBYSHEV EQUALIZADO	102
FIG. 5.3	CURVAS DE NÍVEL CORRESPONDENTES À SUPERFÍCIE DE DESEMPENHO DA FIG. 5.2	102
FIG. 5.4	SUPERFÍCIE DE DESEMPENHO DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA DA RESPOSTA AO IMPULSO PARA O FILTRO ELÍPTICO EQUALIZADO	103
FIG. 5.5	CURVAS DE NÍVEL CORRESPONDENTES À SUPERFÍCIE DE DESEMPENHO DA FIG. 5.4	103
FIG. 5.6	EVOLUÇÃO DAS ESTIMATIVAS PARA A EQUALIZAÇÃO DO FILTRO CHEBYSHEV, VIA DHSM	104
FIG. 5.7	EVOLUÇÃO DA APTIDÃO DA MELHOR ESTIMATIVA POR QUADRANTE ((I),(II),(III),(IV)), UTILIZANDO DHSM PARA A EQUALIZAÇÃO DO FILTRO CHEBYSHEV. (1), (2) E (3) INDICAM OS NÍVEIS DE DECOMPOSIÇÃO	106
FIG. 5.8	EVOLUÇÃO DA APTIDÃO DA MELHOR ESTIMATIVA POR QUADRANTE ((I),(II),(III),(IV)), UTILIZANDO DHSM PARA A EQUALIZAÇÃO DO FILTRO ELÍPTICO. (1), (2) E (3) INDICAM OS NÍVEIS DE DECOMPOSIÇÃO	106
FIG. 5.9	RESPOSTA AO IMPULSO DOS FILTROS EQUALIZADOS VIA BEX E DHSM.	107
FIG. 5.10	COMPARATIVO DO NÚMERO DE BITS PARA A CODIFICAÇÃO DE VARIÁVEIS	109

FIG. 5.11	SEQÜÊNCIA DE DECOMPOSIÇÕES, CONSIDERANDO OS RESULTADOS DA BUSCA EXAUSTIVA	111
FIG. 5.12	SEQÜÊNCIA ALTERNATIVA DE DECOMPOSIÇÕES	112
FIG. 5.13	HISTOGRAMA DAS REALIZAÇÕES DO PROCESSO DE BUSCA PARA A EQUALIZAÇÃO DO FILTRO CHEBYSHEV	112
FIG. 5.14	HISTOGRAMA DAS REALIZAÇÕES DO PROCESSO DE BUSCA PARA A EQUALIZAÇÃO DO FILTRO ELÍPTICO	113
FIG. 5.15	MÉDIA NORMALIZADA DO ERRO DE SIMETRIA DA RESPOSTA AO IMPULSO PARA O PROJETO DOS EQUALIZADORES. (A) CHEBYSHEV E (B) ELÍPTICO	114
FIG. 5.16	VARIÂNCIA DO ERRO DE SIMETRIA DA RESPOSTA AO IMPULSO PARA O PROJETO DO EQUALIZADOR DO FILTRO CHEBYSHEV	115
FIG. 5.17	VARIÂNCIA DO ERRO DE SIMETRIA DA RESPOSTA AO IMPULSO PARA O PROJETO DO EQUALIZADOR DO FILTRO ELÍPTICO	115
FIG. 5.18	COEFICIENTE DE ATENUAÇÃO. (A) CHEBYSHEV; (B) ELÍPTICO	116
FIG. 5.19	RESPOSTA AO IMPULSO NORMALIZADA, OBTIDA APÓS A EQUALIZAÇÃO VIA BEX E AGM (1A DECOMPOSIÇÃO). (A)CHEBYSHEV; (B) ELÍPTICO	117
FIG. 5.20	RESPOSTA AO IMPULSO NORMALIZADA, OBTIDA APÓS A EQUALIZAÇÃO VIA BEX E AGM (2A DECOMPOSIÇÃO). (A)CHEBYSHEV; (B) ELÍPTICO	118
FIG. 5.21	RESPOSTA AO IMPULSO NORMALIZADA, OBTIDA APÓS A EQUALIZAÇÃO VIA BEX E AGM (3A DECOMPOSIÇÃO). (A)CHEBYSHEV; (B) ELÍPTICO	118
FIG. 5.22	MÉDIA E VARIÂNCIA DA FUNÇÃO APTIDÃO PARA O PROJETO DO EQUALIZADOR DO FILTRO CHEBYSHEV, CONSIDERANDO TODO ESPAÇO DE BUSCA	119
FIG. 5.23	MÉDIA E VARIÂNCIA DA FUNÇÃO APTIDÃO PARA O PROJETO DO EQUALIZADOR DO FILTRO ELÍPTICO, CONSIDERANDO TODO ESPAÇO DE BUSCA	119
FIG. 5.24	COMPARATIVO ENTRE OS SINAIS DE SAÍDA E ENTRADA PARA O FILTRO SEM EQUALIZAÇÃO	122
FIG. 5.25	COMPARATIVO ENTRE OS SINAIS DE SAÍDA E ENTRADA PARA O SISTEMA EQUALIZADO (2A ORDEM)	123
FIG. 5.26	COMPARATIVO ENTRE OS SINAIS DE SAÍDA E ENTRADA PARA O SISTEMA EQUALIZADO (6A ORDEM)	123
FIG. 5.27	DIAGRAMA PÓLO-ZERO PARA O EQUALIZADOR DE 2A ORDEM	124
FIG. 5.28	DIAGRAMA PÓLO-ZERO PARA O EQUALIZADOR DE 6A ORDEM	124
FIG. 5.29	RESPOSTA AO IMPULSO NORMALIZADA, DO FILTRO CHEBYSHEV EQUALIZADO COM: (A) 2A ORDEM; (B) 4A ORDEM E (C) 6A ORDEM	125
FIG. 5.30	DESVIOS DE FASE (EM GRAUS) PARA O FILTRO CHEBYSHEV EQUALIZADO	126

Listas de Tabelas

TABELA 3.1	PARÂMETROS TÍPICOS PARA OS AG	52
TABELA 3.2	RESULTADOS DA BUSCA EXAUSTIVA	55
TABELA 3.3	PARÂMETROS USADOS PARA O AG CONVENCIONAL	56
TABELA 4.1	LIMITES DOS ESPAÇOS DE BUSCA	66
TABELA 4.2	PARÂMETROS USADOS PARA O AG CONVENCIONAL	66
TABELA 4.3	SEQÜÊNCIA DE ESCOLHA DOS QUADRANTES	73
TABELA 4.4	PARÂMETROS USADOS PARA O AG MODIFICADO	74
TABELA 4.5	COMPARATIVO DA COMPLEXIDADE COMPUTACIONAL RELATIVA	78
TABELA 5.1	RESULTADO DA EQUALIZAÇÃO VIA BUSCA EXAUSTIVA	102
TABELA 5.2	RESULTADO OBTIDO VIA DHSM. (A) CHEBYSHEV E (B) ELIPTICO	107
TABELA 5.3	PARÂMETROS USADOS PARA O AG MODIFICADO	110
TABELA 5.4	RESULTADOS DA EQUALIZAÇÃO VIA AGM (1A DECOMPOSIÇÃO)	117
TABELA 5.5	RESULTADOS DA EQUALIZAÇÃO VIA AGM (2A DECOMPOSIÇÃO)	117
TABELA 5.6	RESULTADOS DA EQUALIZAÇÃO VIA AGM (3A DECOMPOSIÇÃO)	117
TABELA 5.7	RESULTADOS DO ERRO MÉDIO QUADRÁTICO	124

1.1. IMPORTÂNCIA DA FASE

A importância dos filtros seletores de sinais na eletrônica moderna e no desenvolvimento das técnicas de processamento de sinais é inegável. A rápida expansão do rádio, da televisão, das telecomunicações e de equipamentos eletrônicos em geral fez surgir um mercado extremamente competitivo, a cada dia mais exigente no tocante à qualidade e ao volume do tráfego de informações. Mais recentemente as telecomunicações, utilizando-se de diversos meios físicos para interligar pontos geograficamente distantes, impõem uma nova onda no intercâmbio de informações. A evolução desses sistemas, para atender a essas necessidades, passa obrigatoriamente pela disponibilidade de filtros (analógicos e/ou digitais) com características mais avançadas.

No projeto de filtros analógicos vários tipos de aproximações são utilizados para a determinação das funções de transferência, por exemplo: Butterworth, Chebyshev, Cauer, Bessel, Legendre, dentre outras, cujo comportamento em frequência deve atender às características preestabelecidas de projeto. Dentre essas características estão a ordem, a máxima atenuação na banda passante e a mínima atenuação na banda de rejeição. A principal característica das técnicas clássicas de aproximação é o uso de expressões analíticas que permitem ao projetista estabelecer critérios de ordem e magnitude, mas que podem não atender as restrições referentes ao comportamento da fase.

Nos sistemas físicos, a fase é uma função não-linear da frequência, que introduz distorções nos sinais [1]. A característica da não-linearidade da fase pode ser crítica em processamento de imagens, em sistemas

pulsados e em sinais cuja morfologia seja importante para a análise e decisão (por exemplo: potenciais bioelétricos). Tem sido mostrado que algumas das informações mais importantes em imagens, considerando o sistema visual humano, estão contidas nas bordas e regiões de alto contraste. Tais características encontram-se na representação da fase da Transformada de Fourier bi-dimensional [2-3]. Portanto, uma operação de filtragem com fase não-linear implicará na degradação da imagem.

Nos sistemas de comunicação a não-linearidade da fase influencia significativamente as informações. A grande quantidade de dados envolvidos exige, quase sempre, a necessidade do uso de técnicas de modulação¹ e multiplexação² para os sinais que irão alimentar o canal de transmissão. Os sinais podem ser afetados por distorções lineares do tipo ruído aditivo e efeitos de filtragem, e não-lineares, como as distorções devido aos dispositivos que compõem os transmissores/receptores, operando em regiões não-lineares. Como exemplo dessas distorções, podemos citar: a distorção harmônica e distorção por intermodulação [4].

O ruído aditivo pode provocar erros de amplitude nos pulsos. O efeito de filtragem, provocado pelo canal, caracteriza-se pela limitação da largura de banda e pela introdução de distorções na fase. Esses efeitos provocam alterações na forma de onda dos pulsos, levando a um espalhamento da energia sobre um considerável intervalo de tempo e, conseqüentemente, ao recobrimento dos mesmos. A distorção introduzida é denominada interferência inter-simbólica [1-2,4], que, se não corrigida, impõe limites para a taxa de transmissão de dados abaixo da capacidade física do canal [4].

Neste contexto de imperfeições da fase, tanto para filtros analógicos quanto para digitais, muitos projetistas procuram formas alternativas de

¹ As técnicas de modulação, dependendo do tipo de portadora a ser utilizada, podem ser tanto analógicas quanto digitais.

² As técnicas de multiplexação, temporais ou em frequência, visam agrupar informações de diversas fontes para que possam ser transmitidas através de um único canal de transmissão.

correção da mesma, seja através de novas funções de aproximações [5-6], de funções de atraso constante [7], de funções de rede com fase aproximadamente linear [8] ou, ainda, através dos chamados filtros equalizadores de fase [1-2,4,9-10], os quais são objeto de estudo deste trabalho.

1.2. EQUALIZAÇÃO DO PONTO DE VISTA DE ATRASO

Na literatura atual, para a correção das distorções de fase em filtros analógicos, são utilizados, principalmente, os filtros equalizadores de atraso ou equalizadores de fase [1-2,4,9-10] em cascata com o filtro degradador da fase (filtro original), que, normalmente, tem seu projeto baseado em um gabarito de magnitude preestabelecido. O procedimento de equalização de fase, do ponto de vista de atraso, visa introduzir variações nos atrasos, sem alterar as características da magnitude original, através de funções equalizadoras que apresentam ganho constante em toda a banda de frequência de interesse. No decorrer dessa seção, será adotado um *atraso* (τ) não específico, arbitrário, o qual pode ser interpretado como *atraso de grupo*³ ou *atraso de fase*⁴.

Uma vez estabelecidos os parâmetros da função seletora (coeficientes da função de transferência), deve-se obter a característica de atraso da mesma através da função *atraso de grupo* ou *atraso de fase* como mostrado na Fig. 1.1(a).

O objetivo da equalização é encontrar uma característica de atraso para o equalizador (Fig. 1.1(b)) que somada à característica de atraso da função original (Fig. 1.1(a)) resulte no comportamento global ideal mostrado na Fig. 1.1(c). Geralmente, os procedimentos utilizados são

³ Também chamado atraso de envoltória (τ_g), por definição é o negativo da inclinação da curva de fase em uma determinada frequência [1, 4].

⁴ Também denominado atraso senoidal (τ_p), por definição é o negativo da inclinação de uma linha reta que passa pela origem e pelo ponto $[\omega_x, \theta(\omega_x)]$ [1,4].

processos aproximados, existindo, portanto, a necessidade de especificar os limites, dentro dos quais são permitidas as variações de atraso. Na Fig. 1.1(b) e 1.1(c) estes limites são representados pelas linhas tracejadas.

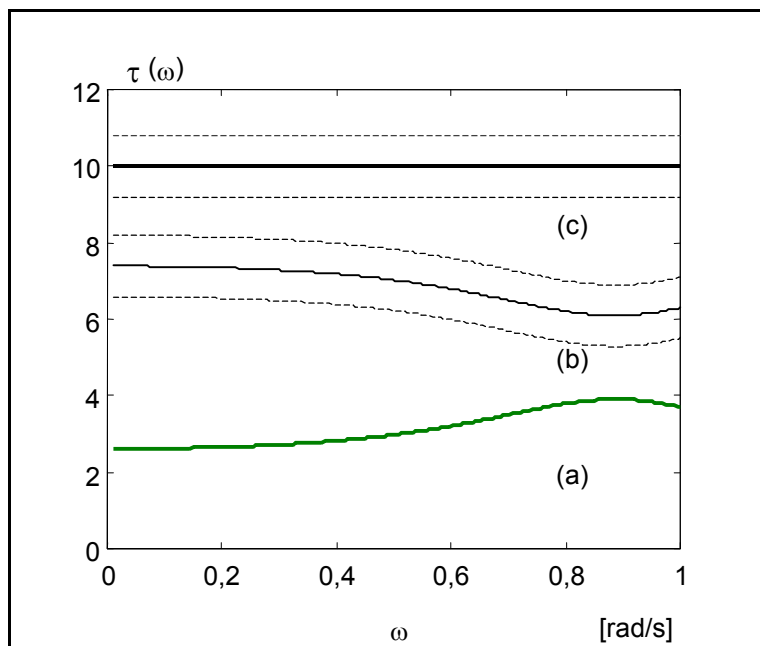


Fig. 1.1 – Equalização de um atraso arbitrário:
(a) atraso original, (b) atraso do equalizador e (c) atraso total.

Alguns autores [7,11-16] determinam o atraso, proporcionado pelo equalizador (Fig. 1.1(b)), baseado na diferença entre um atraso qualquer, linear ou constante em função da frequência, predefinido (Fig. 1.1(c)) e o atraso obtido do filtro original. A determinação do atraso total, muitas vezes, é realizada de forma experimental ou heurística, e é baseada em particularidades das funções de atraso, como mostrado em [13,16]. Os procedimentos baseados em tais formulações podem induzir a um aumento do número de seções do equalizador, tendo em vista que a obtenção do atraso está vinculada ao atraso máximo que cada seção equalizadora pode proporcionar.

1.2.1 Análise do erro de aproximação

No projeto de equalizadores de fase, via especificações de atraso, podem ser considerados dois procedimentos: (a) minimização da dispersão do erro em torno de um atraso qualquer; e (b) atender um atraso predefinido. Nesse último procedimento, o algoritmo de otimização pode descartar uma solução viável do ponto de vista da dispersão do erro ($\Delta\tau$), uma vez que tal solução pode apresentar um erro absoluto (ε) muito elevado. O erro absoluto é a diferença entre o valor médio do atraso obtido ($\bar{\tau}_k$) (filtro+equalizador) e o valor predefinido ($\bar{\tau}_d$), em uma especificada banda de interesse, como ilustrado na Fig. 1.2.

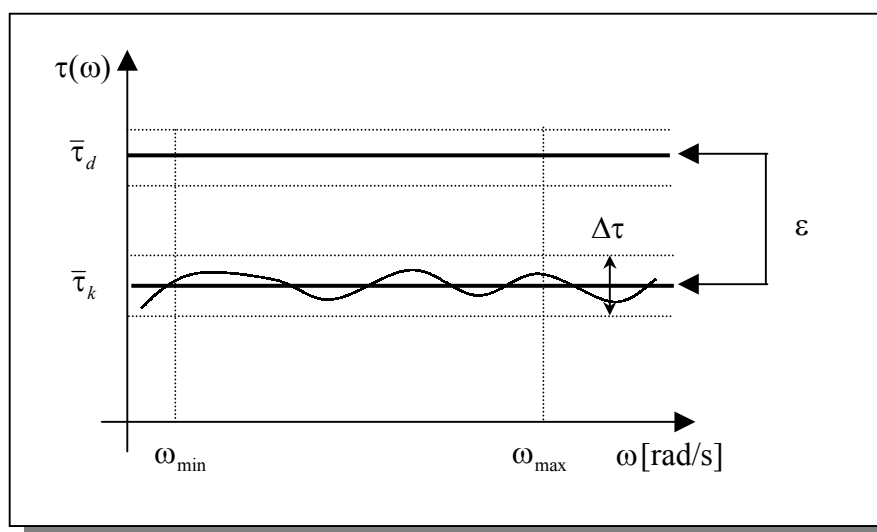


Fig. 1.2 - Equalização baseada em um atraso predefinido.

Como forma de evitar os problemas decorrentes da determinação arbitrária de um atraso, exceto naquelas situações em que esta se faz necessária (por exemplo: projetos de unidades de atraso), foi proposta em [17-18] uma metodologia que privilegia a contribuição individual de cada seção. A técnica baseia-se na minimização da dispersão do *atraso de fase*, partindo de um equalizador de 2ª ordem. Assim, a ordem do equalizador só aumenta caso a dispersão obtida não atenda aos requisitos de projeto. Outro ponto de destaque no uso da função *atraso de fase* é a eliminação

da distorção por interceptação de fase [1], a qual pode ocorrer quando a equalização é realizada através da função *atraso de grupo* em uma banda cujo limite inferior não é coincidente com a origem.

1.3. IMPLEMENTAÇÃO DAS FUNÇÕES EQUALIZADORAS

Os *equalizadores de fase* ou *equalizadores de atraso* são implementados através de filtros *passa-tudo* (funções de transferência de fase máxima), que possuem magnitude constante e fase variável com a frequência [1]. A função de transferência que representa um equalizador de ordem N é do tipo:

$$H_N(s) = \frac{H_0 D_N(-s)}{D_N(s)}, \quad (1.1)$$

de tal forma que $|H_N(\omega)| = |H_0|$, para qualquer frequência (ω) e $D_N(s)$ é o polinômio característico.

Como a resposta de fase introduzida por um filtro arbitrário qualquer não é, em geral, linear com a frequência, o objetivo do procedimento de equalização é fazer com que a resposta de fase produzida pelo equalizador (θ_{EQ}), somada com a resposta de fase do filtro original (θ_F), seja aproximadamente linear com a frequência. Assim,

$$\theta_F(\omega) + \theta_{EQ}(\omega) \cong -\omega T_0, \quad (1.2)$$

cuja representação esquemática pode ser vista na Fig. 1.3.

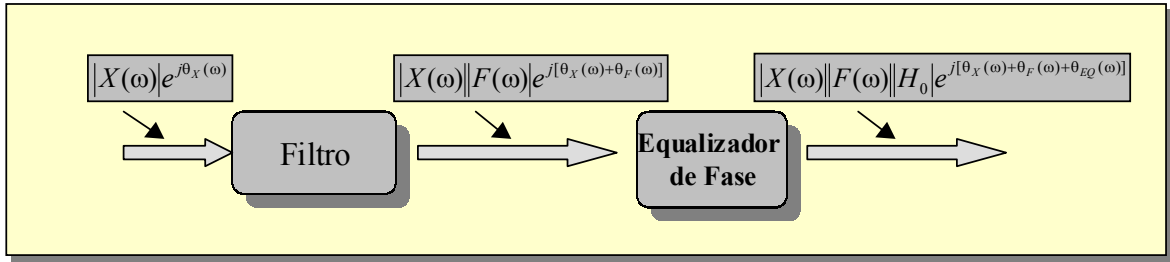


Fig. 1.3 - Representação esquemática da equalização de fase.

No decorrer deste trabalho, as seções equalizadores, utilizando filtros passa-tudo, serão constituídas de blocos de 2ª ordem em cascata. Assim, a função de transferência do equalizador de ordem N pode ser escrita, para cada seção, em função do fator Q ⁵ e da frequência do pólo ω_0 , como:

$$H_{EQ}(s) = H_0 \prod_{i=1}^{N/2} \frac{s^2 - \left(\frac{\omega_{0i}}{Q_i}\right)s + \omega_{0i}^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_{0i}}{Q_i}\right)s + \omega_{0i}^2} \quad (1.3)$$

Alternativamente, a expressão (1.3) pode ser reescrita como:

$$H_{EQ}(s) = H_0 \prod_{i=1}^{N/2} \frac{s^2 - a_{0i}s + a_{1i}}{s^2 + a_{0i}s + a_{1i}}, \quad (1.4)$$

onde:

$$a_{0i} = \frac{\omega_{0i}}{Q_i} \quad (1.5a)$$

$$a_{1i} = \omega_{0i}^2 \quad (1.5b)$$

$$\mathbf{A} = [a_{01}, a_{11}, \dots, a_{0n/2}, a_{1n/2}], a_{ij} \in \mathbb{R}^{+*} \quad (1.6)$$

⁵ O fator Q determina a proximidade dos pólos e dos zeros em relação ao eixo $j\omega$.

O alvo da maioria dos procedimentos de equalização é determinar o vetor de coeficientes - A (coeficientes dos filtros passa-tudo), de tal forma que a fase do conjunto (filtro+equalizador) seja aproximadamente linear.

1.4. ESTADO ATUAL DA ARTE

A fase é uma função trigonométrica (*arctg*) e, portanto, apresenta um grau de dificuldade maior para ser avaliada analiticamente. Assim, os diversos procedimentos para o projeto de equalizadores de fase procuram prover soluções analíticas ou numéricas, que apresentem menor complexidade (matemática e/ou computacional) para obter a linearidade da fase. Muitas técnicas de projeto de equalizadores de fase usam as funções *atraso de grupo* [7,11-16] ou *atraso de fase* [17-18] como função objetivo no processo de otimização. Um dos argumentos utilizado para justificar o uso do *atraso de grupo* é que o mesmo é uma função real e racional da frequência em ω^2 [1]. Essa condição é adequada quando são usados algoritmos que utilizam derivadas parciais da função objetivo, em relação aos parâmetros, para determinar a direção de busca do ponto ótimo. Outra justificativa para a utilização do atraso de grupo é a reduzida complexidade matemática na sua determinação, de forma que, na etapa de projeto, o custo computacional é reduzido. No entanto, essa justificativa torna-se irrelevante se forem utilizados outros métodos de otimização, como por exemplo, o método *curve matching* [19], no qual o processo é baseado nos valores numéricos da função objetivo, independentemente da sua formulação matemática.

Alguns autores justificam ainda a utilização do *atraso do grupo*, ao invés do *atraso de fase* ou a própria *fase* para corrigir distorções introduzidas por essa última, tomando por base sistemas de modulação AM e FM [1]. Nesses casos, se a fase for linear apenas na banda do sinal modulado (não passando pela origem), o *atraso de grupo* será constante

nessa banda e, após a desmodulação, o sinal modulante não sofrerá distorção, somente será atrasado.

No entanto, para o caso geral, se a fase for “perfeitamente” linear em uma determinada banda de frequências, o *atraso de grupo* e o *atraso de fase* serão constantes nessa banda. Mas, se a fase for incrementalmente linear, somente o *atraso de grupo* será constante e, em princípio, isso não é uma garantia para que não se tenha distorção de fase, pois se o *atraso de fase* não for constante na referida banda, sinais de frequências diferentes sofrerão atrasos diferentes. Assim, se a fase não intercepta a origem ou um múltiplo de π radianos em $\omega = 0$, tem-se a chamada *distorção por interceptação de fase* [1]. Quando a equalização é realizada via *atraso de fase* não ocorre tal distorção [17-18].

Tomando, por exemplo, a seguinte função fase incrementalmente linear:

$$\theta(\omega) = -(a \cdot \omega + b), \quad (1.6)$$

tem-se que o atraso de grupo e o atraso de fase são dados por:

$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\theta(\omega)}{d\omega} = a, \quad (1.7)$$

$$\tau_p(\omega) = -\frac{\theta(\omega)}{\omega} = a + b \cdot \omega^{-1}. \quad (1.8)$$

Um exemplo numérico é mostrado na Fig. 1.4.

Nos sistemas de fase linear, o *atraso de grupo* e o *atraso de fase* são numericamente iguais, e iguais ao tempo de atraso provocado pelo sistema. Por outro lado, para sistemas em que a fase não é linear, o conceito de medida de atraso fica prejudicado, pois os componentes de frequência do sinal sofrerão atrasos diferentes, e o sinal na saída do

sistema não será uma réplica atrasada do sinal de entrada. Nesses casos, o atraso provocado pelo sistema pode ser estimado por diferentes critérios de medidas [1].

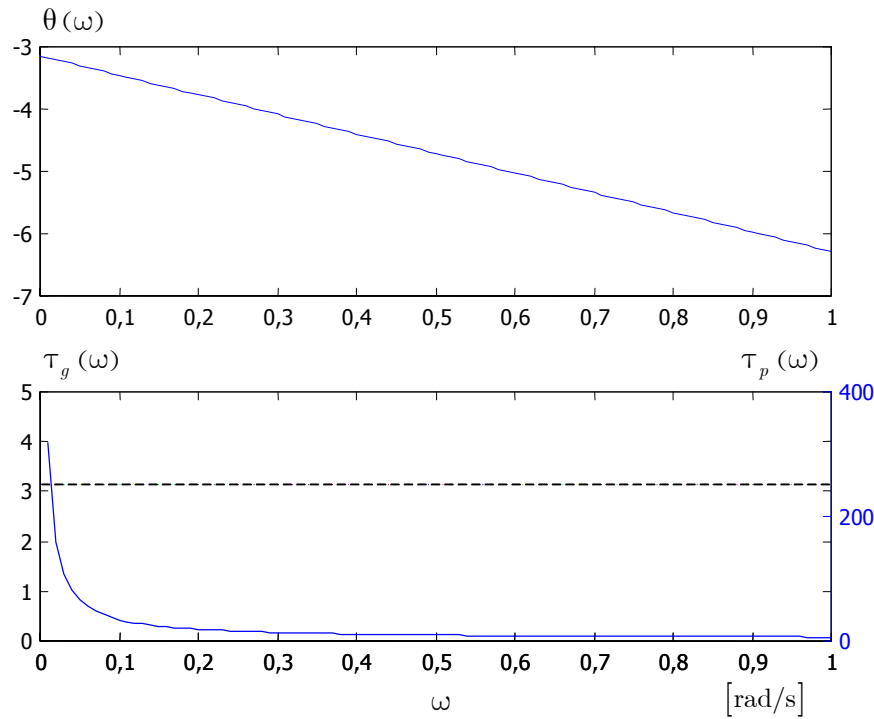


Fig. 1.4 – (a) Fase incrementalmente linear; (b)atraso de grupo (--) e atraso de fase.

Sinteticamente podemos dizer que, o objetivo da equalização de fase é obter fase linear ($\tau_0\omega$), atraso de grupo constante (τ_{g0}) ou, ainda, atraso de fase constante (τ_{p0}). Embora essas três formulações sejam idênticas em seus objetivos, elas levam a diferentes funções de aproximação e, conseqüentemente, se constituem em um problema de otimização [20-21].

A seguir, faremos uma breve descrição das principais técnicas voltadas ao projeto de equalizadores de fase:

- A proposta de Fall [11] é obter uma aproximação da função fase do filtro original e das seções equalizadoras (funções *passa-tudo*), através da série polinomial de Chebyshev. Embora o algoritmo utilize diretamente a função fase, é necessário determinar inicialmente um conjunto de condições ótimas que atendam um

predefinido *atraso do grupo*, dentro de uma banda de interesse, de forma que o erro relativo à função fase esteja dentro de um limite preestabelecido;

- Crane [12] propôs um método de fácil implementação computacional, utilizando a teoria de aproximação *minimax* para o *atraso de grupo*, com o objetivo de aproximar o atraso desejado em seu algoritmo de equalização. Nesse trabalho é definida uma função atraso (*tempo de propagação*), que contempla a contribuição do *atraso de grupo* de seções *passa-tudo*, que podem ser de ordem par ou ímpar.
- A determinação dos parâmetros da ou das funções de transferência no projeto de equalizadores, para a maioria dos casos, é feita de maneira iterativa, cuja convergência depende das condições iniciais. Com a finalidade de gerar um conjunto de valores que se aproximem da solução ótima, Gregorian e Temes [13] propuseram uma técnica de síntese baseada nas características de *atraso de grupo*, aplicada tanto para filtros digitais quanto para filtros analógicos amostrados e contínuos. A técnica consiste em estimar pólos de alto fator Q em torno de k pontos de frequência, distribuídos em uma banda de interesse. O passo seguinte consiste em perturbar esses pólos sistematicamente, de forma a atender as características preestabelecidas de *atraso de grupo*. O atraso inicial, aproximado por N seções, apresenta pólos de alto fator Q , que poderão ou não, no decorrer do processo, ser alterados. Do ponto de vista da implementação digital, um filtro de fator Q elevado pode ser implementado, levando em conta as particularidades do sistema digital. Do ponto de vista analógico, o fator Q de um filtro é afetado por problemas de sensibilidade e espalhamento nos valores dos componentes os quais são impostos pelas limitações

físicas dos mesmos. Essa é uma limitação que deve ser considerada na implementação do filtro.

- A utilização de filtros equalizadores está associada à necessidade de corrigir eventuais distorções provocadas pela ação do filtro original, seja em magnitude ou fase. Quando a equalização é realizada sobre a resposta de fase, parte-se do princípio de que a resposta de magnitude apresente as características desejadas para as necessidades do projetista. Na proposta de Wilson e Papamichael [7] são determinadas funções nas quais o *atraso de grupo* é aproximado para um valor nominal. O erro de aproximação é minimizado através da técnica do mínimo erro quadrático. Os autores fornecem um conjunto de tabelas normalizadas com os coeficientes das funções de transferência para atender diversas ordens e erros percentuais. Como as tabelas representam uma função global, composta de funções passa-tudo e de funções passa-baixas, o projetista, com base na ordem e no erro percentual desejado, faz a escolha entre os coeficientes tabelados, podendo encontrar para as suas especificações uma função que não atenda os requisitos preestabelecidos de magnitude, cuja consequência é a realização de uma nova rodada de pesquisa nas tabelas para encontrar outros valores de erro e ordem.
- Sanchez [14] desenvolveu uma ferramenta para auxiliar o projetista no desenvolvimento de projetos de filtros seletores. Uma das opções disponíveis é a aproximação das características arbitrárias de *atraso de grupo*, através de seções passa-tudo. Para obter as estimativas iniciais é utilizada a técnica proposta por Temes [8] e, se necessário, para refinar o processo de busca dos coeficientes de forma a atender um determinado gabarito, é utilizado o algoritmo RDRS (*random direction and radial search*).

O inconveniente desse procedimento é o fato de que o projetista deve estimar um *atraso de grupo* total, de forma a acomodar o *atraso de grupo* do equalizador, que deverá ser atendido no processo de otimização.

- Hellerstein [15] desenvolveu uma técnica de síntese para aproximar uma característica arbitrária de *atraso de grupo* com um determinado erro preestabelecido. A técnica utiliza a série polinomial de Chebyshev para aproximar o *atraso de grupo* das funções passa-tudo. Embora haja uma preocupação em reduzir o número de seções do equalizador, fica implícita a dependência com relação às características da função *atraso de grupo* que devem ser atendidas;
- Chung et al. [16] apresentam uma técnica que minimiza o erro entre o *atraso de grupo* estimado e o *atraso de grupo* resultante do equalizador associado à função original. Partindo do princípio de que a função *atraso de grupo* é uma função par, e considerando que os atrasos provocados por pólos de alto fator Q se concentram em torno das freqüências dos pólos do equalizador, é proposto um procedimento para reduzir a busca apenas à parte real, relativa à posição do pólo no plano s .
- O trabalho apresentado por Valland [13,14] tem por objetivo gerar funções de fase linear pela aproximação da função ideal de atraso, através de um polinômio genérico. Dependendo dos coeficientes obtidos, as funções produzem diferentes dispersões de atraso e conseqüentemente diferentes desvios na fase. Como a preocupação principal é a obtenção de atraso constante (fase linear), a resposta de magnitude não é adequada para aplicações práticas.

- Rhodes [5] apresenta uma técnica numérica para projetar funções de transferência de fase não-mínima com características de fase linear e magnitude *equiripple*. A linearidade da fase é obtida através da minimização da diferença entre o *atraso de grupo* da função sintetizada e um atraso inicial estimado, supondo uma inclinação de resposta de fase linear. Como o processo é iterativo, o atraso estimado é modificado a cada iteração. O *atraso de grupo* é contemplado como única forma de avaliar as distorções provocadas pela não linearidade da fase.

Os trabalhos relatados, contemplam o *atraso de grupo* como sendo a única forma de obter a linearidade da fase. Diferentemente, no trabalho apresentado por Carvalho et al. [17-18] a função de aproximação é o *atraso de fase*, onde o procedimento de otimização procura minimizar as dispersões em torno do atraso médio obtido das seções equalizadoras. A técnica consiste em utilizar seções de segunda ordem, e o algoritmo inicia sua busca com uma única seção. Caso as restrições de variações não sejam atendidas, progressivamente, vão sendo acrescidas novas seções. Dessa forma, consegue-se uma redução significativa da ordem do equalizador, quando comparada ao *atraso de grupo*. Garante-se ainda através do *atraso de fase*, mesmo que a equalização seja realizada fora da origem, que a fase apresente um deslocamento múltiplo de π radianos em $\omega = 0$, evitando-se, assim, a *distorção por interceptação* [1].

Considerando os procedimentos baseados em atraso (τ_g ou τ_p), verifica-se que uma característica de atraso monotônico não é possível de ser obtida analiticamente e, normalmente, são utilizados procedimentos iterativos para aproximar à solução desejada. A técnica de aproximação mais utilizada é denominada de “casamento de curva” (*curve matching*). A idéia básica é encontrar os valores dos coeficientes de uma determinada função, cujo comportamento deve ser “casado” com um conjunto de dados especificados que definem uma curva em função de uma variável

independente, utilizando-se, principalmente, o método dos mínimos quadrados.

As técnicas discutidas procuram apenas minimizar a dispersão em torno das funções *atraso de grupo* [7,11-16] ou *atraso de fase* [17-18]. Nos projetos de equalizadores, a obtenção dos coeficientes das funções de transferências é geralmente baseada em técnicas de otimização e busca. Esses procedimentos são realizados no domínio da frequência e, portanto, não se relacionam com informações no domínio temporal, como, por exemplo, o comportamento da resposta ao impulso. Nesses casos, embora exista uma significativa diminuição nas variações dos atrasos, pode-se obter uma resposta ao impulso não adequada a uma determinada aplicação. Essa afirmativa baseia-se na premissa de que, para uma mesma faixa de variação especificada para os atrasos, pode-se resolver o problema de minimização considerando-se diferentes comportamentos (por exemplo: *equiripple* ou monotônico), como mostrado na Fig. 1.5. Os dois comportamentos mostrados são soluções possíveis para uma equalização via *atraso de grupo* ou *atraso de fase*, para a qual foi especificada uma variação mínima ($\Delta\tau_1 = \Delta\tau_2$). No entanto, essas soluções conduzirão a diferentes comportamentos da resposta ao impulso.

Uma característica das equalizações baseadas em atraso, é que as mesmas são realizadas na banda de passagem. Quando a equalização é realizada além dessa banda, a ordem do equalizador aumenta, devido principalmente à variação mais acentuada da fase em torno da frequência de corte. Uma possível solução seria projetar o equalizador através das funções de atraso ponderadas pela distribuição da energia da magnitude em toda a banda, solução que ainda não foi explorada.

Outro ponto a ser considerado no projeto de equalizadores de fase, baseados nas características de *atraso*, é a obtenção de estruturas de alta ordem quando as restrições de variação para os atrasos forem muito

rígidas, sem que haja garantia de que a resposta temporal apresente características de simetria. Deve-se levar em conta que apenas na condição limite, ou seja, quando o *atraso de grupo* e o *atraso de fase* forem iguais e constantes, é que teremos fase “perfeitamente” linear e o conjunto (filtro original+equalizador), nesse caso, apresentaria resposta ao impulso simétrica [1].

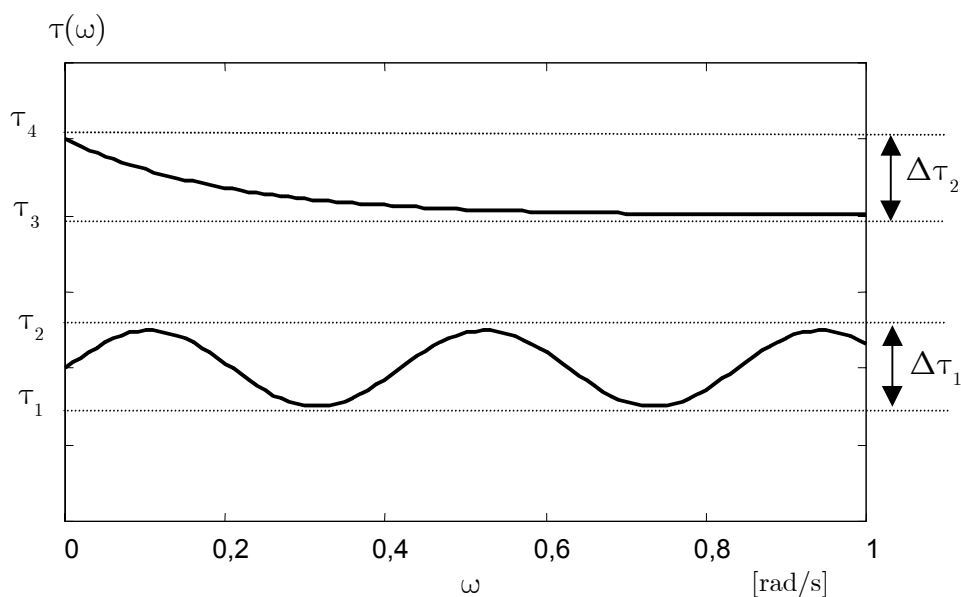


Fig. 1.5 – Aproximação de atrasos por especificação de variação.

Por exemplo, em sistemas pulsados, o espectro do sinal não está contido em uma banda limitada, portanto, uma condição de minimização da dispersão dos atrasos não garante as condições para que se obtenha uma resposta ao impulso adequada a tais sistemas. Dentre as condições necessárias, podemos citar:

- menor razão de amplitude entre o lóbulo secundário e principal;
- menor largura do lóbulo principal;
- instantes igualmente espaçados onde ocorre o cruzamento por zero;

- e, principalmente, a condição de simetria da resposta ao impulso, considerando como referência o instante de ocorrência da máxima amplitude do lóbulo principal.

As metodologias de equalizações, via atraso, realizadas somente na banda, na maioria dos casos não contemplam as características acima citadas. Assim, dependendo da aplicação, os procedimentos até hoje utilizados não nos parecem adequados para determinar os coeficientes das funções de transferência de equalizadores operando em banda base.

1.5. OBJETIVOS DESTA TRABALHO

Nas seções anteriores foram discutidas algumas soluções propostas ao problema de equalização do ponto de vista de atraso. Durante os estudos preliminares foram detectadas algumas limitações impostas por tais abordagens, as quais incluem a limitação da banda e, principalmente, características temporais que podem não ser adequadas em casos em que os sinais não têm banda limitada. As equalizações realizadas via *atraso de grupo* ou *atraso de fase* podem conduzir a uma resposta ao impulso não adequada para transmissão de dados em banda base e por conseqüência podem ocorrer problemas como, por exemplo, o espalhamento dos pulsos.

Este trabalho tem como primeiro objetivo propor uma nova abordagem para a obtenção dos coeficientes da função de transferência de filtros equalizadores de fase analógicos, baseando sua formulação nas características de simetria da resposta ao impulso, uma vez que essa medida também caracteriza a linearidade de fase de um filtro [1-2], além de caracterizar completamente os sistemas lineares invariantes. Tal medida foi utilizada em [17-18] como critério de comparação da qualidade das equalizações realizadas através das funções *atraso de grupo* e *atraso de fase*.

A superfície de desempenho gerada, pela minimização do erro de simetria em relação aos coeficientes do equalizador, apresenta comportamento multi-modal. Portanto, os algoritmos baseados em derivadas ou técnicas geométricas não são adequados para obter os coeficientes ótimos do equalizador, quando o projetista não tem conhecimento da região de convergência.

Para sobrepor essas dificuldades, é necessário um algoritmo robusto e eficiente, em um espaço de busca amplo. Assim, será proposto um Algoritmo Genético modificado, como procedimento de otimização não-linear, o qual pretende reunir eficiência e eficácia na determinação dos coeficientes de um equalizador de fase.

1.6. JUSTIFICATIVA E RELEVÂNCIA

A obtenção de filtros analógicos, baseados em aproximações clássicas, que atendam restrições de magnitude e que apresentem fase linear, tem sido objeto de estudo ao longo de vários anos. A maioria das técnicas buscam soluções aproximadas, através de funções transformadas da função fase, que levam a diferentes formulações e a diferentes resultados. O estudo e uso do erro de simetria da resposta ao impulso, como função objetivo no processo de otimização, visam extrair dessa medida mais uma característica intrínseca à mesma, a qual permite avaliar a linearidade da fase do sistema.

A contribuição do presente trabalho está dividida em duas etapas. A primeira apresenta o erro de simetria da resposta ao impulso como critério para otimização na determinação dos coeficientes dos filtros equalizadores, medida esta não explorada para este fim na literatura atual. A segunda etapa apresenta o Algoritmo Genético Modificado como procedimento de otimização para o problema de equalização acima

descrito, baseando sua formulação no AG convencional acrescido de uma divisão sistemática do espaço de busca e um critério de competição entre sub-regiões. Tais formulações propiciam melhores características de convergência e reduzida complexidade matemática.

As proposições acima descritas apresentam contribuições inéditas para o problema de equalização de fase, fornecendo mecanismos para análise e desenvolvimento de filtros equalizadores de fase.

1.7. ORGANIZAÇÃO DA TESE

Inicialmente foram apresentadas as fundamentações e as indagações necessárias à compreensão do problema de equalização de fase em filtros analógicos. No Capítulo 2 será feita uma revisão de conceitos e fundamentação teórica do problema de equalização, do ponto de vista do erro de simetria da resposta ao impulso.

O Capítulo 3 apresenta uma revisão dos fundamentos dos Algoritmos Genéticos, bem como exemplos de aplicação de tal abordagem no problema de equalização.

No Capítulo 4 é apresentada a fundamentação teórica de uma nova abordagem para os Algoritmos Genéticos denominada Algoritmo Genético Modificado (AGM) para o uso no projeto de equalizadores de fase.

O Capítulo 5 apresenta alguns resultados de equalizações de filtros analógicos realizadas pelas técnicas apresentadas. Também é apresentada uma análise de desempenho do algoritmo de otimização (AGM) nessas equalizações.

Para finalizar, o Capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho, assim como são apontadas algumas perspectivas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Função erro de simetria da resposta ao impulso

2.1. INTRODUÇÃO

A simetria da resposta ao impulso é uma maneira segura pela qual pode-se avaliar a linearidade da fase [1]. Essa medida serve, em muitas técnicas de equalização, como parâmetro de medida da qualidade dos respectivos procedimentos [1,6,17-18]. Como as técnicas de equalização via atraso de grupo ou atraso de fase procuram minimizar a dispersão desses atrasos sem considerar o comportamento da resposta temporal, essa resposta pode tornar-se inadequada para certas aplicações. Neste capítulo, será feita uma breve revisão dos conceitos de funções simétricas, funções pares e ímpares e, após, a definição formal da função erro de simetria da resposta ao impulso.

2.2. FUNÇÕES SIMÉTRICAS NO TEMPO

Nesta seção, serão apresentadas algumas considerações sobre o comportamento de funções reais e contínuas, no domínio do tempo, que apresentam simetria em torno de um instante. Seja a função real, apresentada na Fig. 2.1, definida por:

$$y = f(t), \quad f(t) \in \mathbb{R}, \quad (2.1)$$

com um eixo de simetria em torno de um instante $t = T_0$, assim descrita:

$$f(t) = f(2T_0 - t), \quad (2.2)$$

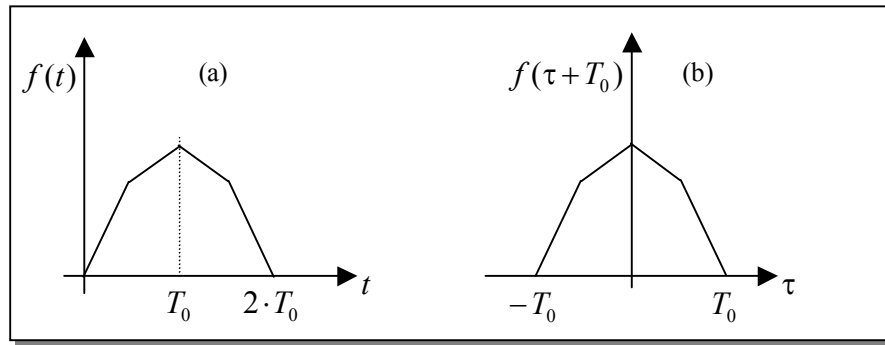


Fig. 2.1 – Função simétrica no domínio do tempo.

A transformada de Fourier da função ilustrada na Fig. 2.1(a) é dada por:

$$F(\omega) = \int_0^{2T_0} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (2.3)$$

A translação da função $f(t)$ para a origem (Fig. 2.1(b)) é realizada considerando-se o instante para o qual tem-se a simetria e uma nova variável é introduzida. Assim,

$$\tau = t - T_0, \quad (2.4)$$

e a Eq. (2.3) agora pode ser reescrita como:

$$F(\omega) = \int_{-T_0}^{T_0} f(\tau + T_0) \cdot e^{-j\omega(\tau+T_0)} d\tau. \quad (2.5)$$

Considerando-se $e^{-j\omega T_0}$ constante e usando a identidade de Euler, a Eq. (2.5) fica:

$$F(\omega) = e^{-j\omega T_0} \left[\int_{-T_0}^{T_0} f(\tau + T_0) \cdot \cos(\omega\tau) \cdot d\tau - j \int_{-T_0}^{T_0} f(\tau + T_0) \cdot \text{sen}(\omega\tau) \cdot d\tau \right] \quad (2.6)$$

A função $f(\tau + T_0)$ é uma função par, a função $\text{sen}(\omega\tau)$ é uma função ímpar; logo, o produto é uma função ímpar e a integral da parcela imaginária é nula. O produto dentro da primeira integral resulta em uma função par, uma vez que $\text{cos}(\omega\tau)$ é uma função par. Dessa forma, pode-se restringir o domínio de integração e multiplicar o resultado por dois; assim a Eq. (2.6) fica:

$$F(\omega) = 2 \cdot e^{-j\omega T_0} \left[\int_0^{T_0} f(\tau + T_0) \cdot \text{cos}(\omega\tau) d\tau \right]. \quad (2.7)$$

Como o resultado da integral é real, pode-se extrair o módulo e a fase da Eq. (2.7), dados por:

$$|F(\omega)| = 2 \cdot \left| \int_0^{T_0} f(\tau + T_0) \text{cos}(\omega\tau) d\tau \right|, \quad (2.8)$$

$$\theta(\omega) = -\omega \cdot T_0. \quad (2.9)$$

A Eq. (2.9) mostra que a fase da transformada de Fourier, para uma função simétrica no domínio do tempo, é linear com a frequência, cuja constante de proporcionalidade é o instante no qual foi definido o eixo de simetria mostrado na Fig. 2.1(a).

2.3. FUNÇÕES PARES E ÍMPARES

Por definição, um sinal $x(t)$ é dito ser "*par*" se:

$$x(-t) = x(t). \quad (2.10)$$

De forma semelhante, ele é dito "*ímpar*" se:

$$x(-t) = -x(t). \quad (2.11)$$

É importante notar que um sinal "ímpar" deve apresentar magnitude 0 em $t = 0$. Na Fig. 2.2, são apresentados exemplos de um sinal "par" (Fig. 2.2(a)) e de um sinal "ímpar" (Fig. 2.2(b)):

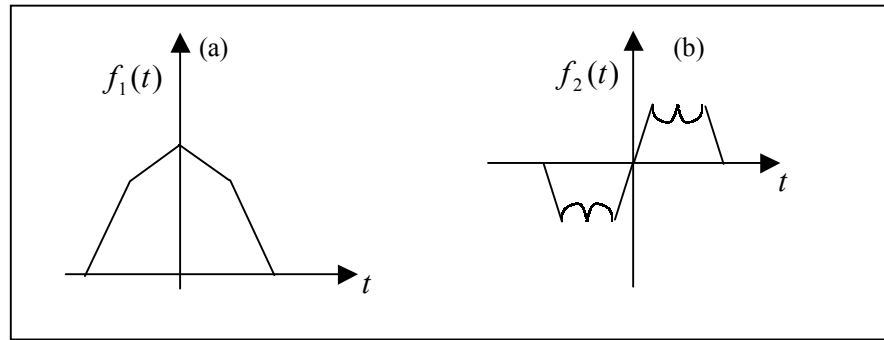


Fig. 2.2 – Exemplos de sinais: (a) par, (b) ímpar.

Um sinal arbitrário sempre pode ser decomposto como a soma de dois sinais [2], assim expresso:

$$x(t) = PP \{x(t)\} + PI \{x(t)\}, \quad (2.12)$$

onde PP designa a parte par de $x(t)$ dada por:

$$PP \{x(t)\} = \frac{1}{2}[x(t) + x(-t)] \quad (2.13)$$

e PI designa a parte ímpar de $x(t)$ dada por:

$$PI \{x(t)\} = \frac{1}{2}[x(t) - x(-t)] \quad (2.14)$$

Estas definições, em conjunto com a demonstração da Seção 2.2, serão a base para o desenvolvimento da técnica que será proposta neste trabalho.

2.4. RESPOSTA AO IMPULSO DE UM SISTEMA DE FASE LINEAR

Para definir a medida de simetria a ser utilizada, vamos considerar um sistema ideal, invariante, com magnitude retangular e fase linear. O sistema é dito ideal por apresentar atenuação zero na banda passante (ganho unitário), com banda de transição igual a zero e atenuação infinita na banda de rejeição (ganho zero), como mostrado na Fig. 2.3(a).

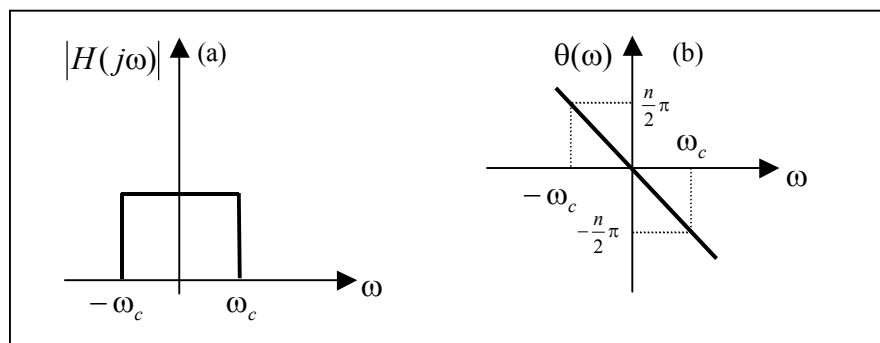


Fig. 2.3 – (a) Resposta de magnitude retangular; (b) resposta de fase linear.

O sistema proposto apresenta magnitude e fase descritas por:

$$|H(j\omega)| = \begin{cases} 1 & -\omega_c \leq \omega \leq \omega_c \\ 0 & |\omega| > \omega_c \end{cases}, \quad (2.15a)$$

$$\theta(\omega) = -\frac{n\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_c}. \quad (2.15b)$$

Na prática procura-se aproximar esta função através de funções polinomiais racionais em s , com n representando a ordem do polinômio de aproximação. Cada termo em s produz um deslocamento de fase de $\pi/2$ radianos. A Eq. (2.15b) descreve esse comportamento.

A resposta ao impulso $h(t)$ do sistema pode ser obtida através da transformada de Fourier inversa, dada por:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} 1 \cdot e^{j\omega \left(t - \frac{n\pi}{2\omega_c}\right)} d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_c} \cos \left[\omega \left(t - \frac{n\pi}{2\omega_c} \right) \right] d\omega, \quad (2.16)$$

resultando em

$$h(t) = \frac{\omega_c}{\pi} \cdot \frac{\text{sen} \left(\omega_c \left(t - \frac{n\pi}{2\omega_c} \right) \right)}{\omega_c \left(t - \frac{n\pi}{2\omega_c} \right)}. \quad (2.17)$$

Considerando um sistema de primeira ordem com $\omega_c = 0,1$ rad/s, obtemos a resposta ao impulso mostrada na Fig. 2.4.

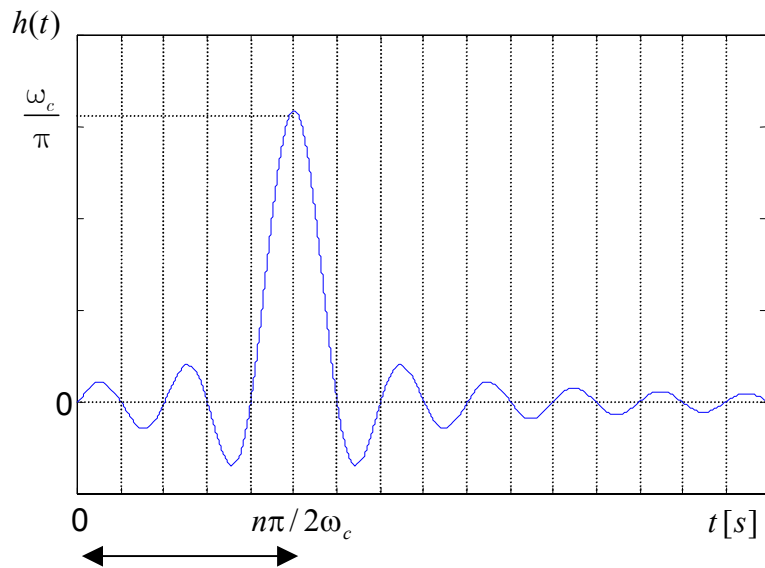


Fig. 2.4 – Resposta ao impulso do sistema descrito pela Eq. (2.15).

Embora o sinal $h(t)$ seja não causal, sua análise, para efeitos práticos, só é realizada para $t \geq 0$.

Na Seção 2.2, tem sido feita a análise (magnitude e fase) para uma função simétrica no domínio do tempo. Dessa análise resultou a expressão para a fase (Eq. (2.9)), que apresenta uma constante de proporcionalidade T_0 , a qual representa o atraso proporcionado pelo sistema. Analogamente,

a Eq. (2.15b) representa a fase para um filtro de magnitude retangular e fase linear. Comparando estas expressões podemos escrever:

$$\frac{n\pi}{2\omega_c} = T_0. \quad (2.18)$$

Portanto, o instante T_0 define o instante no qual tem-se o valor máximo da amplitude do lóbulo principal da resposta ao impulso $h(t)$ (Fig.2.4). Nesse caso, o *atraso de grupo* é constante, igual ao *atraso de fase*, e igual a T_0 , representando o atraso introduzido pelo sistema. A determinação do instante T_0 é imprescindível, pois será estabelecido sobre ele o requerido eixo de simetria da resposta.

A resposta ao impulso dos sistemas em estudo neste trabalho possuem duração infinita, sendo necessário estabelecer uma condição que defina sobre qual intervalo deve ser considerada a simetria de $h(t)$.

Assim, considerando-se o resultado apresentado na Fig. 2.4, propõe-se uma janela de observação, dentro da qual pode-se considerar que esteja concentrada a maior parte de energia. Isso pode ser representado pela seguinte relação:

$$\int_0^{2T_0} |h(t)|^2 dt + \int_{2T_0}^{\infty} |h(t)|^2 dt \cong \int_0^{2T_0} |h(t)|^2 dt, \quad (2.19)$$

o que resulta em dizer que a parcela de energia em torno do lóbulo principal é muito maior do que aquela fora do intervalo $[0, 2T_0]$, assim descrita:

$$\int_0^{2T_0} |h(t)|^2 dt \gg \int_{2T_0}^{\infty} |h(t)|^2 dt. \quad (2.20)$$

Desta forma, a simetria é considerada onde existe a maior concentração de energia da resposta ao impulso.

A resposta ao impulso dos sistemas que se deseja equalizar não apresenta o comportamento ideal mostrado na Fig. 2.4, devido principalmente à natureza não-linear da função fase. Assim, para estes sistemas, a diferença entre as duas porções de área delimitadas pelo eixo de simetria, no intervalo $[0, 2T_0]$, é diferente de zero (Eq. 2.21), resultando em um sinal de erro.

$$\int_0^{T_0} h(t)dt - \int_{T_0}^{2T_0} h(t)dt \neq 0 \quad (2.21)$$

Desta forma, deve-se considerar uma função que expresse a diferença ou o resíduo na medida de simetria da resposta ao impulso.

2.5. FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA

O processo de otimização a ser utilizado pode ser tratado como um processo discreto, no qual os valores envolvidos estão discretizados em L amostras, no domínio do tempo, simetricamente distribuídas em torno do valor de referência T_0 , identificado como sendo o instante de ocorrência da máxima amplitude para a resposta ao impulso.

A expressão que mede o erro de simetria a ser utilizada baseia-se nas premissas estabelecidas na Seção 2.3 para a separação de um sinal em *parte par* e *parte ímpar*. Considerando que o sinal em estudo (Fig. 2.4) seja simétrico de acordo com a Fig. 2.1(a) e Fig. 2.2(a), pode-se dizer que através das Eq. (2.13) e Eq. (2.14) a *parte ímpar* (PI) é nula e o sinal só contém a componente par.

A resposta ao impulso não simétrica, dentro de uma janela de observação, pode ser considerada como sendo composta de uma parte par e uma parte ímpar. Ao efetuar a minimização da *parte ímpar*, o sinal torna-se mais par e conseqüentemente mais simétrico. Assim, de acordo com a Eq. (2.14), para o caso discreto, a expressão do erro de simetria é dada por:

$$\varepsilon_\ell = h(T_0 + \Delta T \cdot \ell) - h(T_0 - \Delta T \cdot \ell), \quad \ell = 1, \dots, L, \quad (2.22a)$$

onde

$$\Delta T = \frac{T_0}{L}, \quad (2.22b)$$

define o intervalo de amostragem da resposta ao impulso.

A Eq. (2.22a) expressa a diferença entre a parte à direita e à esquerda de um eixo de referência da resposta ao impulso (Fig.2.4), tomando como referência o instante de ocorrência da máxima amplitude do lóbulo principal. Assim, o valor do erro mostra o peso da parte ímpar da resposta ao impulso (Eq. (2.14)).

O procedimento de equalização proposto considera que o sistema seja composto pelo filtro original mais o equalizador. O processo descrito anteriormente é mostrado através do diagrama da Fig. 2.5, em que o erro de simetria guia o algoritmo de busca dos coeficientes do equalizador.

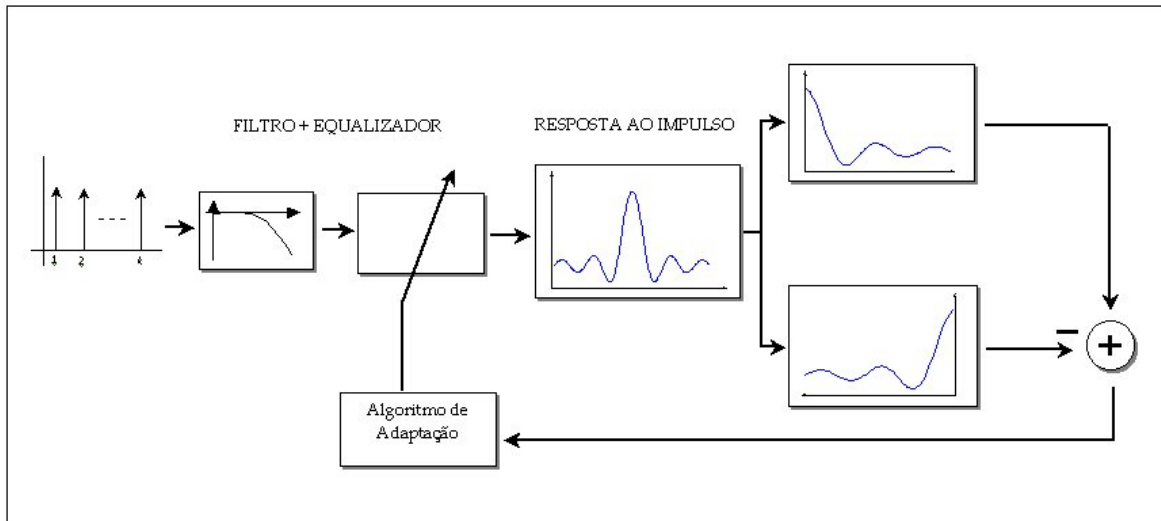


Fig. 2. 5 – Representação do processo para a obtenção do erro de simetria.

2.6. FUNÇÃO CUSTO DO PROCESSO DE OTIMIZAÇÃO

Através da Eq. (1.4) pode-se admitir a existência de um vetor de coeficientes (\mathbf{A}) que minimize a função erro definida pela Eq. (2.22a). Uma equalização ideal seria aquela em que o erro, ou o resíduo ε_ℓ , fosse igual a zero. A simples minimização do erro apresenta o problema de cancelamento entre erros positivos e erros negativos, prejudicando o processo de otimização. Para evitar tal inconveniente e considerando que processo de equalização será realizado para filtros de diversas ordens e aproximações, um critério mais adequado para a função custo é a medida da variância do erro ε_ℓ , uma vez que para os casos em estudo o erro tende a apresentar média não nula.

Assim, o procedimento de otimização deverá originar um vetor de coeficientes (\mathbf{A}), para o equalizador, que minimize a variância da função descrita pela Eq. (2.22a). O processo de otimização é iterativo e a função custo (variância do erro) para a k -ésima iteração é definida por:

$$\sigma_{\varepsilon h}^2(k) = \frac{1}{L-1} \sum_{\ell=1}^L (\varepsilon_{\ell}(k) - \bar{\varepsilon}(k))^2, \quad (2.23)$$

onde

$$\varepsilon_{\ell}(k) = h[(T_0 + \Delta T \cdot \ell), k] - h[(T_0 - \Delta T \cdot \ell), k], \quad \ell = 1, \dots, L \quad \text{e} \quad \Delta T = \frac{T_0}{L} \quad (2.24)$$

é o erro de simetria, e

$$\bar{\varepsilon}(k) = \frac{1}{L} \sum_{\ell=1}^L \varepsilon_{\ell}(k) \quad (2.25)$$

é o valor médio do erro de simetria. Para efeito de nomenclatura é adotada a expressão “erro de simetria” para a função custo descrita pela equação Eq. (2.23).

No caso em que o erro de simetria apresente média nula ($\bar{\varepsilon}(k) = 0$) a Eq. (2.23) torna-se a medida de energia do erro ε_{ℓ} .

2.7. SUPERFÍCIE DE DESEMPENHO DA FUNÇÃO ERRO DE SIMETRIA

Para analisar a superfície de desempenho da função erro de simetria, vamos considerar o sistema composto por um filtro passa-baixas de 2ª ordem cascadeado com um equalizador de 2ª ordem (filtro passa-tudo), descrito pela seguinte função de transferência:

$$T(s) \cdot H_{EQ}(s) = \frac{K \cdot \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \cdot \frac{s^2 - a_0 s + a_1}{s^2 + a_0 s + a_1} \quad (2.26)$$

Fazendo-se $\omega_0^2 = y$ e $\frac{\omega_0}{Q} = x$, a Eq. (2.26) pode ser reescrita como:

$$T(s) \cdot H_{EQ}(s) = \frac{K \cdot y}{s^2 + xs + y} \cdot \frac{s^2 - a_0s + a_1}{s^2 + a_0s + a_1}. \quad (2.27)$$

Consideraremos que o filtro passa-baixas possui raízes complexas conjugadas no plano s , bem como o filtro passa-tudo, conforme ilustrado na Fig. 2.6.

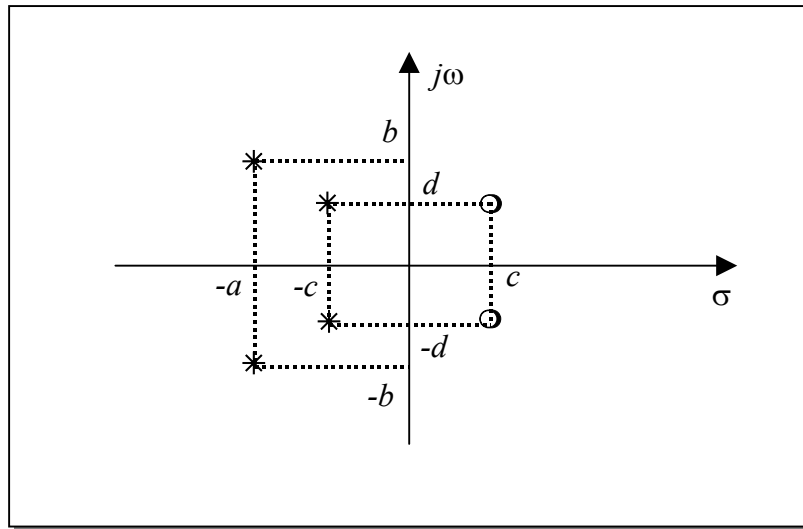


Fig. 2.6 – Pólos e zeros do sistema filtro+equalizador.

A Eq. (2.27) pode ser reescrita em função das raízes do sistema (filtro+equalizador) na forma fatorada. Assim,

$$H_T(s) = \frac{K \cdot y \cdot (s - c - jd) \cdot (s - c + jd)}{(s + a - jb) \cdot (s + a + jb) \cdot (s + c - jd) \cdot (s + c + jd)}. \quad (2.28)$$

Fazendo-se $a - jb = \alpha$, $a + jb = \beta$, $c - jd = \gamma$ e $c + jd = \Omega$, a Eq. (2.28) fica:

$$H_T(s) = \frac{K \cdot y \cdot (s - \gamma) \cdot (s - \Omega)}{(s + \alpha) \cdot (s + \beta) \cdot (s + \gamma) \cdot (s + \Omega)}. \quad (2.29)$$

Expandindo-se em frações parciais, temos:

$$H_T(s) = \frac{R_1}{(s + \alpha)} + \frac{R_2}{(s + \beta)} + \frac{R_3}{(s + \gamma)} + \frac{R_4}{(s + \Omega)}, \quad (2.30)$$

onde os resíduos são dados por:

$$R_1 = \frac{K \cdot y \cdot (\alpha^2 + \alpha(\gamma + \Omega) + \gamma\Omega)}{-\alpha^3 + \alpha^2((\beta + \gamma) + \Omega) - \alpha(\Omega(\beta + \gamma) + \beta\gamma) + \beta\gamma\Omega} \quad (2.31a)$$

$$R_2 = \frac{K \cdot y \cdot (\beta^2 + \beta(\gamma + \Omega) + \gamma\Omega)}{-\beta^3 + \beta^2((\alpha + \gamma) + \Omega) - \beta(\Omega(\alpha + \gamma) + \alpha\gamma) + \alpha\gamma\Omega} \quad (2.31b)$$

$$R_3 = \frac{K \cdot y \cdot (2\gamma^2 + 2\gamma\Omega)}{-\gamma^3 + \gamma^2((\alpha + \beta) + \Omega) - \gamma(\Omega(\alpha + \beta) + \alpha\beta) + \alpha\beta\Omega} \quad (2.31c)$$

$$R_4 = \frac{K \cdot y \cdot (2\Omega^2 + 2\gamma\Omega)}{-\Omega^3 + \Omega^2((\alpha + \beta) + \gamma) - \Omega(\gamma(\alpha + \beta) + \alpha\beta) + \alpha\beta\gamma} \quad (2.31d)$$

A transformada inversa de Laplace da Eq. (2.30) fornece a resposta no domínio do tempo de $H_T(s)$, dada por:

$$h(t) = \text{Re} \left\{ \left[R_1 \cdot e^{-\alpha t} + R_2 \cdot e^{-\beta t} + R_3 \cdot e^{-\gamma t} + R_4 \cdot e^{-\Omega t} \right] \cdot u(t) \right\}, \quad (2.32)$$

onde $\text{Re}\{\}$ denota a parte real e $u(t)$ a função degrau unitário.

Considerando-se que as raízes complexas γ e Ω relacionam-se com os coeficientes da função equalizadora $\{a_0, a_1\}$ pelas seguintes expressões:

$$\gamma = -\frac{a_0}{2} + \sqrt{\left(-\frac{a_0}{2}\right)^2 - 4a_1} \quad \text{e} \quad \Omega = -\frac{a_0}{2} - \sqrt{\left(-\frac{a_0}{2}\right)^2 - 4a_1}, \quad (2.33)$$

a Eq. (2.32) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$h(t) = \text{Re} \left\{ \left[R_1 \cdot e^{-\alpha t} + R_2 \cdot e^{-\beta t} + R_3 \cdot e^{-\left(\frac{-a_0 + \sqrt{a_0^2 - 4a_1}}{2}\right)t} + R_4 \cdot e^{-\left(\frac{-a_0 - \sqrt{a_0^2 - 4a_1}}{2}\right)t} \right] \cdot u(t) \right\}. \quad (2.34)$$

Os coeficientes da função equalizadora $\{a_0, a_1\}$ também estão presentes no cálculo dos resíduos. Assim, a Eq. (2.34) mostra a relação não-linear de $h(t)$ em função destes coeficientes, dificultando, sobremaneira, a obtenção de uma expressão analítica que possibilite determinar a função erro de simetria em relação a esses coeficientes. Se considerarmos que o equalizador é composto por N seções de 2ª ordem, com o objetivo de obter uma resposta ao impulso mais simétrica, a complexidade, em relação aos $2N$ coeficientes, torna-se ainda mais evidente.

Em virtude das dificuldades analíticas apresentadas, uma abordagem numérica é mais adequada para o problema em questão. Assim, para visualizar o comportamento da função erro de simetria, vamos considerar como exemplo um filtro passa-baixas de 2ª ordem normalizado com $\omega_0 = 1$ e fator $Q = 0,8$, cuja função de transferência é dada por:

$$T_{PB}(s) = \frac{1}{s^2 + 1,25s + 1}. \quad (2.35)$$

A magnitude e a fase de $T_{PB}(s)$ são mostradas na Fig. 2.7 e a sua resposta ao impulso na Fig. 2.8.

A superfície de desempenho para a função erro de simetria, considerando um equalizador de 2ª ordem, é obtida através de busca exaustiva dos parâmetros $\{a_0, a_1\}$ em um intervalo preestabelecido. O

gráfico resultante é apresentado na Fig. 2.9, onde para melhor visualização usa-se o inverso da função custo (Eq. 2.23).

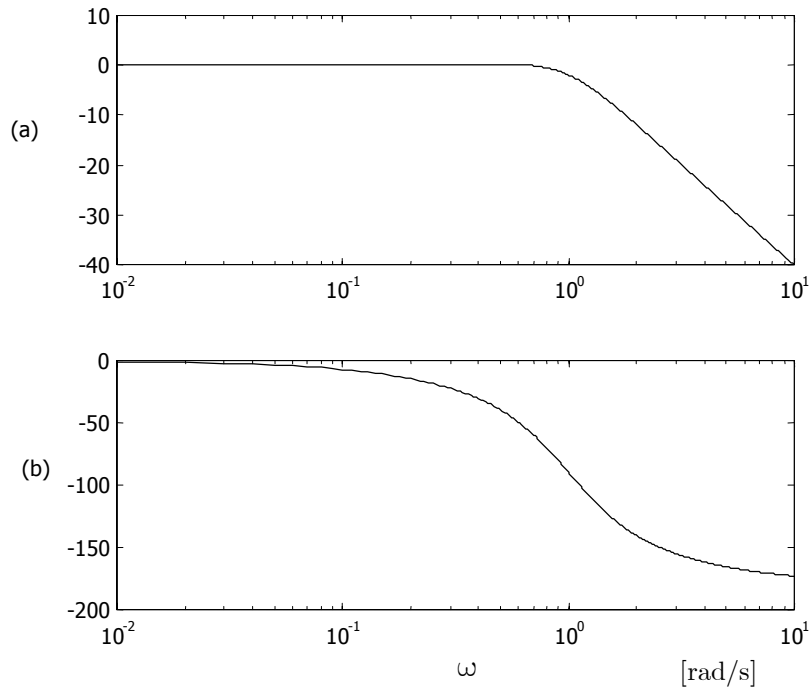


Fig. 2.7 – (a) Magnitude e (b) fase do filtro passa-baixas.

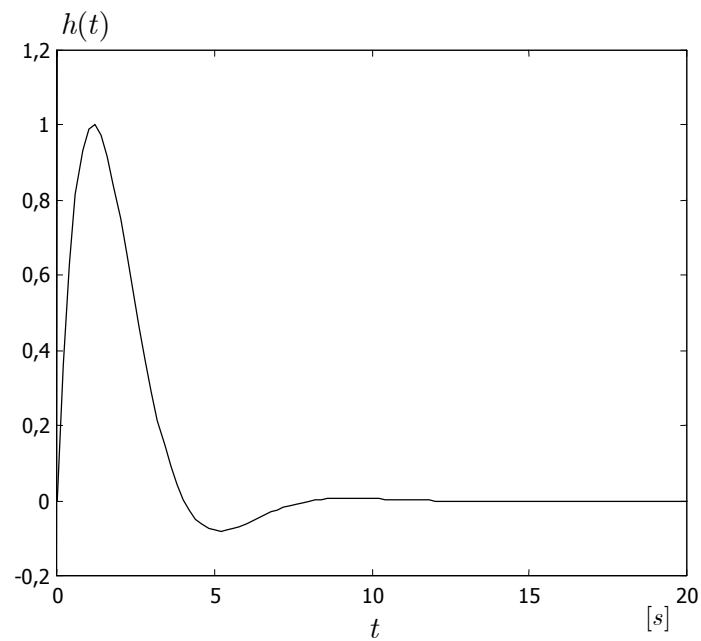


Fig. 2.8 – Resposta ao impulso normalizada do filtro passa-baixas de 2ª ordem.

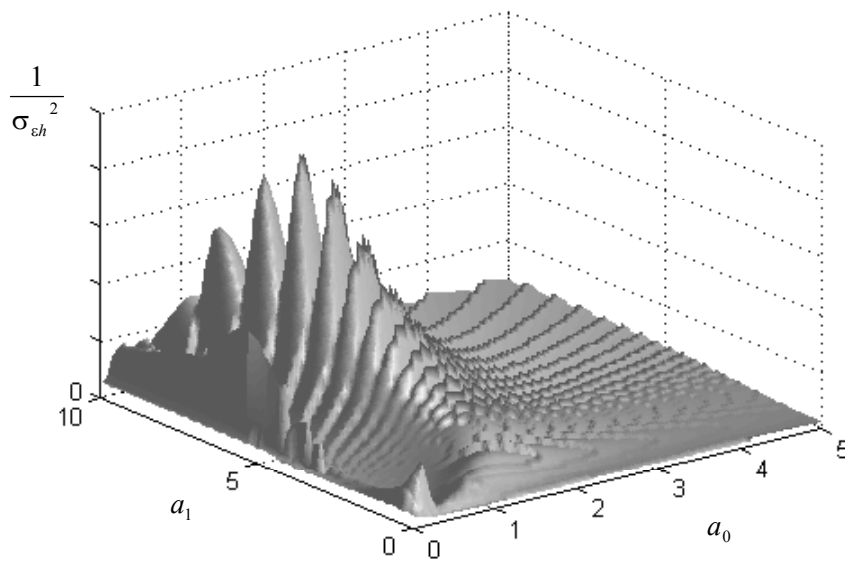


Fig. 2.9 – Superfície de desempenho para a função erro de simetria de um filtro passa-baixas de 2ª ordem equalizado com um filtro passa-tudo de 2ª ordem.

Como pode ser observado na Fig. 2.9, a superfície formada para a função erro de simetria para a equalização de um filtro passa-baixas com um equalizador de 2ª ordem apresenta um comportamento difícil de ser modelado analiticamente. Dessa forma, torna-se necessário o uso de técnicas numéricas de otimização e/ou busca para a determinação dos coeficientes do equalizador.

Destaca-se também que os limites do espaço de busca variam em função do tipo de aproximação e da ordem do filtro original. Outra característica levantada na superfície de desempenho, é que a presença recorrente de mínimos locais pode conduzir a soluções (coeficientes do equalizador) que não irão proporcionar o menor erro de simetria e, conseqüentemente, provocar um aumento desnecessário da ordem do equalizador.

Na Fig. 2.5 tem sido inserido um bloco para a determinação do vetor de coeficientes (algoritmo de adaptação), o qual é guiado pela função erro de simetria da resposta ao impulso. As técnicas convencionais de

otimização são baseadas principalmente no uso de derivadas parciais, tipo gradiente, em relação aos parâmetros da função objetivo, necessitando de uma expressão analítica da mesma. O uso dessas técnicas para projeto de equalizadores de fase, utilizando o erro de simetria da resposta ao impulso, só é possível se forem utilizados artifícios que permitam aproximar a função erro de simetria por uma função contínua e diferenciável.

2.8. ALGORITMO PARA A DETERMINAÇÃO DOS COEFICIENTES DO EQUALIZADOR

Reunindo as informações apresentadas no diagrama da Fig. 2.5 e as equações apresentadas na seção anterior, pode-se estabelecer os procedimentos necessários para a concepção de um algoritmo computacional que realiza a busca dos coeficientes do equalizador. A Fig. 2.10, mostra um algoritmo conceitual desse procedimento.

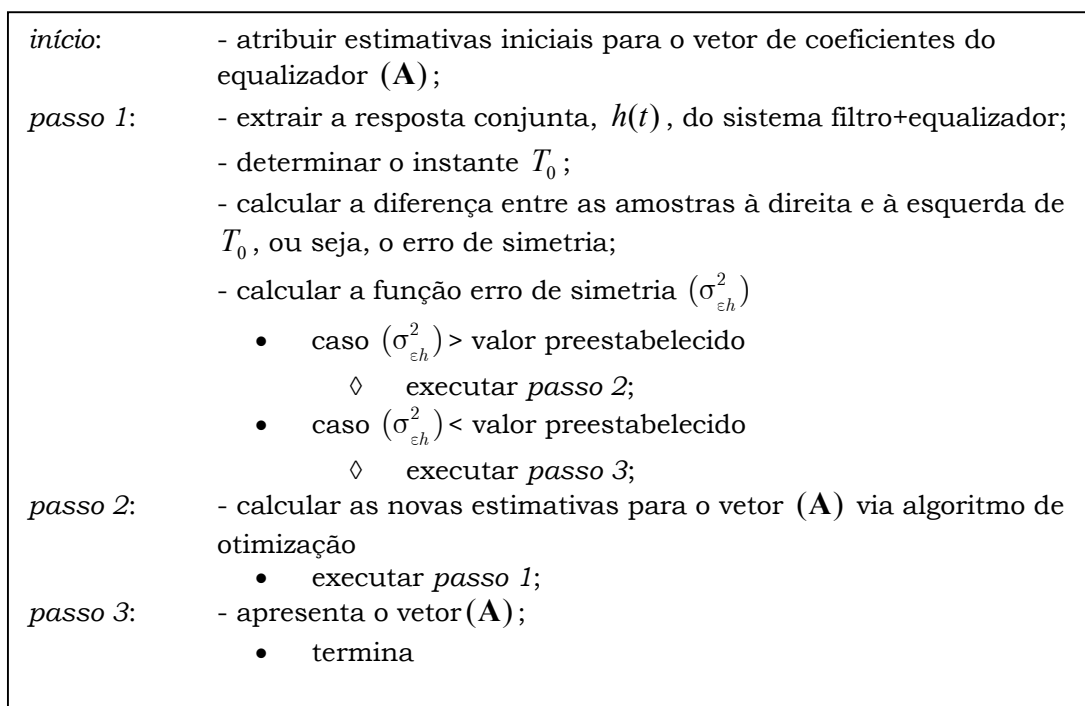


Fig. 2.10 – Algoritmo conceitual do procedimento de equalização.

2.9. CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou a fundamentação matemática para o erro de simetria da resposta ao impulso no projeto de equalizadores de fase, baseando sua fundamentação sobre funções simétricas no domínio temporal e na decomposição de uma função em parte par e ímpar. Também foi apresentado um exemplo de projeto de um equalizador de 2ª ordem para um filtro passa-baixas normalizado utilizando o critério de simetria.

A determinação dos coeficientes do equalizador foi realizada via busca exaustiva, em um predeterminado espaço de busca. A superfície de desempenho para o erro de simetria obtida comprovou o grau de dificuldade de obtenção de uma expressão analítica para tal medida e da proeminente necessidade do uso de procedimentos numéricos de otimização.

Considerando os aspectos apresentados e ainda buscando:

- maximizar o uso de cada seção equalizadora;
- sobrepor o uso de funções de aproximação para a função erro de simetria;
- utilizar um algoritmo de otimização eficiente, robusto, que sobreponha os mínimos locais, e cuja estratégia de busca seja baseada nos valores da função objetivo,

será proposto neste trabalho o uso de um Algoritmo Genético Modificado para atingir os objetivos acima elencados. No próximo capítulo, são apresentados os fundamentos, características e a modelagem do Algoritmo Genético para o problema de equalização de fase.

3.1 INTRODUÇÃO

Muitas vezes nos problemas práticos de engenharia nos deparamos com uma necessidade premente de buscar para os nossos processos um ponto de operação ótimo cujo resultado produzirá um máximo desempenho (lucro, precisão, produto,...) com um menor custo (despesa, tempo,...). A esse procedimento de maximização de desempenho ou minimização do custo damos o nome de otimização.

Tradicionalmente, existem duas principais classes de algoritmos de otimização: técnicas baseadas em cálculo e as técnicas enumerativas. As técnicas baseadas em cálculo empregam mecanismos de busca do tipo gradiente [22] para percorrer uma superfície de erro ou uma superfície supostamente diferenciável de uma função objetivo. Contudo, para o caso de uma função objetivo multimodal, ótimos locais são freqüentemente obtidos. Por outro lado, técnicas enumerativas, tais como a programação dinâmica [23], embora simples e robusta, podem trazer alto custo computacional, principalmente, do ponto de vista das operações matemáticas necessárias [24].

Em 1975, Holland [25] introduziu um outro procedimento de otimização que difere dos procedimentos anteriormente mencionados. Ele é um mecanismo que tenta imitar os processos observados na evolução da natureza e cujo método de busca e otimização tem-se tornado bastante eficaz e robusto. Essa técnica, na realidade, é uma das várias que compõem a área denominada Algoritmos Evolucionários, que por sua vez, é uma ramificação importante da área de Inteligência Artificial, a qual abrange ainda importantes sub-áreas, tais como: Redes Neurais, Lógica

Difusa e Sistemas Especialistas. Em anos subseqüentes à proposta de Holland, diferentes técnicas de mesmo paradigma passaram a ser investigadas com maior atenção. Elas são: *simulated annealing*, *evolutionary strategies* e *evolutionary programming*, as quais são classificadas como técnicas guiadas randomicamente [26]. Dentre tais técnicas, grande atenção tem sido dada aos Algoritmos Genéticos.

3.2 PRINCÍPIOS BÁSICOS DE UM AG

Normalmente os Algoritmos Genéticos (AGs) são utilizados para solucionar problemas de otimização nos quais não se tem conhecimento, a priori, da região de convergência, das características da superfície de desempenho e onde os métodos convencionais se mostram ineficientes. Uma característica marcante é a sua alta probabilidade de localizar a solução ótima global em uma superfície de busca multimodal, tolerando funções descontínuas e não-lineares.

Os AGs são algoritmos de busca que empregam um princípio análogo aos mecanismos de seleção natural e da genética natural [27]. A estratégia é fundamentada em uma população de indivíduos, cada qual representando uma possível solução para um determinado problema. A cada indivíduo é atribuído um valor numérico, denominado aptidão. Essa característica indica a capacidade ou qualidade do indivíduo na solução do problema. A sobrevivência dos indivíduos na população depende de sua aptidão, conferindo-lhe uma oportunidade de participar, a partir de uma combinação randômica entre os membros de uma determinada população, da geração de novas populações.

A estrutura básica de um algoritmo genético é ilustrado na Fig. 3.1.

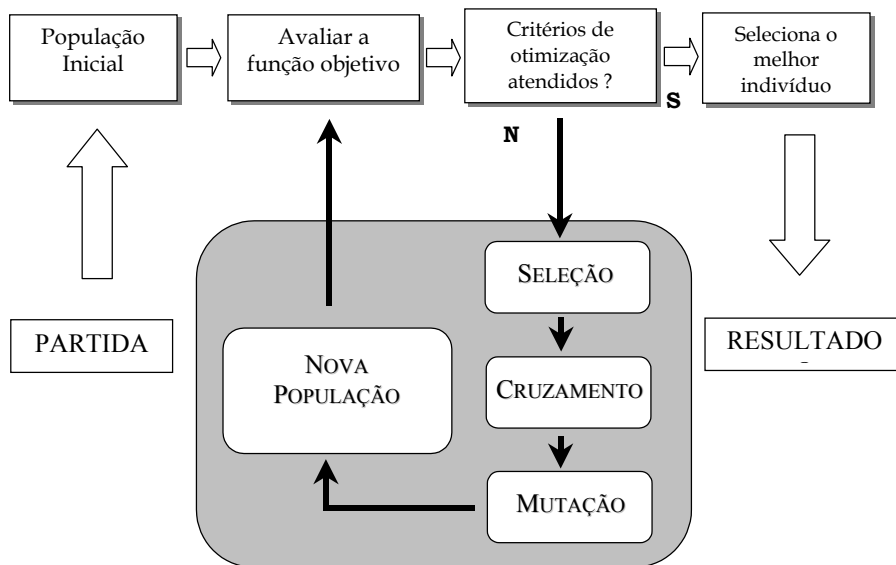


Fig. 3.1 – Representação de um Algoritmo Genético básico.

As diferenças dos AGs, em relação aos métodos de otimização, normalmente utilizados, podem ser resumidas a seguir:

- trabalha com a codificação do conjunto de parâmetros pertinentes ao problema, ao invés de trabalhar com os próprios parâmetros;
- executa uma busca a partir de uma população de soluções de forma “paralela”;
- busca um conjunto solução, não uma única solução;
- usa informações sobre o problema, ao invés de derivadas ou outras técnicas analíticas;
- usa regras de transição probabilísticas, ao invés de determinísticas;

- são, teórico e experimentalmente, robustos na busca em espaços complexos.

Assim, como nos processos de evolução da natureza, em que os mais aptos e seus descendentes possuem as maiores probabilidades de sobrevivência, um AG irá se utilizar de repetidas rodadas de seleção e cruzamentos, recombinao cromossomos (informações genéticas) de modo a realizar uma contínua evolução da “raça” através de um processo randomicamente guiado ao longo de um número finito de gerações (N_g).

3.3 OPERADORES GENÉTICOS E PARÂMETROS DE CONTROLE

3.3.1 Mecanismos de codificação

As variáveis envolvidas no processo de otimização pelo AG, oriundas do problema e dependentes da natureza do mesmo, serão tratadas como parâmetros. Essas variáveis passam por um processo de codificação ou representação e são justapostos para formar um indivíduo, denominado *cromossomo*.

O procedimento mais comum é a utilização de valores inteiros para representar as variáveis reais envolvidas no processo, as quais são designadas *genes*. Uma vez obtidos os valores inteiros, pode-se passar a uma codificação binária com um determinado número de *bits*. A codificação binária, embora não seja a única forma de codificação, facilita as etapas de cruzamento e mutação, além de ser adequada à implementação do AGs através de computador digital [27].

Um exemplo do processo de codificação é ilustrado na Fig. 3.2. Nesse caso, cada variável é representada por um número binário de 10 *bits*.

Assim, um indivíduo (*cromossomo*) da população possuiria 2 *genes* e seria constituído de 20 dígitos binários.

Esta forma de codificação das variáveis é conhecida como codificação paramétrica de parâmetros concatenados, sendo de fácil implementação computacional. Outras técnicas de codificação podem ser encontradas na literatura [27-28], porém, a técnica mais empregada é a codificação paramétrica, a qual será usada neste trabalho.

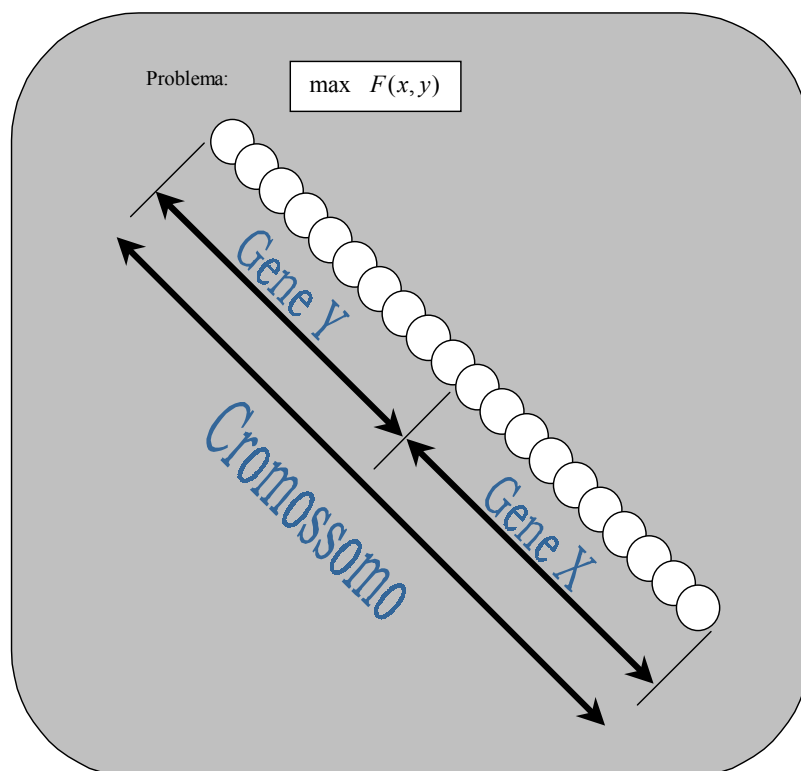


Fig. 3.2 – Representação da codificação de variáveis.

3.3.2 Determinação do tamanho da população inicial e mecanismos de geração

A geração da população inicial de indivíduos pode ser realizada de três maneiras, que são:

- a) aleatória: é o procedimento mais usual, o qual consiste em sortear aleatoriamente os N_{pop} indivíduos, cujos valores devem

permanecer na faixa de variação permitida para as variáveis (*genes*);

- b) continuada: nesta forma, os N_{pop} indivíduos da população inicial são obtidos da solução final de um outro AG, respeitando-se o mesmo tamanho de *cromossomo*;
- c) híbrido: uma parte da população de indivíduos é gerada aleatoriamente e o restante é preenchido com indivíduos que representam algumas soluções, não ótimas, comumente obtidas de outros procedimentos de otimização.

Embora o método de geração da população inicial seja importante, outro fator determinante da eficiência dos AGs é o tamanho da população, sendo muito dependente do problema em questão. Essa determinação também está associada ao tamanho do *cromossomo* (Lc) e ao tipo de codificação escolhido para os *genes*. Quanto maior o comprimento do *cromossomo*, maiores são as combinações possíveis no espaço de busca 2^{Lc} , necessitando de uma maior diversidade genética da população. Um aumento no tamanho da população aumenta a diversidade de busca e reduz a probabilidade da chamada convergência prematura para um ótimo local [27]. Por outro lado, uma grande população significa uma maior complexidade computacional, aumentando o tempo de convergência para se atingir as regiões ótimas no espaço de busca. Não existe uma formulação exata para determinar o tamanho da população, mas algumas heurísticas podem ser adotadas. Dentre essas, pode-se ressaltar o trabalho de Goldberg *et al.* [29], em que a ordem de grandeza da população é estimada pela seguinte expressão:

$$N_{pop} = Ordem \left[\frac{Lc}{B} \cdot 2^{\bar{B}} \right], \quad (3.1)$$

onde L_c é o comprimento do cromossomo e \bar{B} é o número médio de *bits* por parâmetro. Esta expressão pode levar a um número muito grande de indivíduos, ocasionando um alto custo computacional. Assim, deve-se procurar um compromisso entre custo computacional e precisão do processo. Geralmente esse compromisso é obtido através do aumento da probabilidade de mutação considerando-se uma população de menor tamanho.

Nos processos de otimização mais usuais o tamanho da população tem variado entre 50 e 100 indivíduos, não consistindo, porém, de uma regra geral a ser seguida.

3.3.3 Função aptidão

Os AGs usam uma analogia direta com o comportamento e evolução natural de uma determinada espécie. Na natureza alguns indivíduos se diferenciam de outros por suas características e aptidões, conseguindo reproduzir-se e sobreviver às diversidades do ambiente. Usualmente, os biólogos denominam tais características por função aptidão (*fitness function*). Nos AGs é também atribuída uma função aptidão a cada indivíduo da população.

Em um processo de otimização, a função objetivo é aquela sobre a qual se deseja encontrar o ponto ótimo. Esse ponto pode significar, por exemplo, o menor erro em um determinado processo (minimização) ou o máximo lucro em um certo negócio (maximização). Assim, a função objetivo se constitui na figura de mérito que servirá de mecanismo para avaliar a capacidade de cada indivíduo (solução), em uma dada população, de atender os requisitos da função objetivo.

Muitas vezes são necessárias modificações na função objetivo original do problema (inversão de sinal, inversão da função, adição de um termo

de deslocamento, normalização ou escalamento), de modo a torná-la mais adequada ao processo genético. Assim, tal função fornecerá um valor de aptidão a cada indivíduo e será, portanto, o critério final para avaliar a evolução dos indivíduos. Os indivíduos com as mais altas aptidões possuirão maior probabilidade de gerar um número maior de descendentes na próxima geração através dos operadores de seleção, cruzamento e mutação.

Nos problemas onde se deseja a minimização de uma determinada grandeza (menor erro, menor variância, etc.), deve ser feita uma transformação da função objetivo de forma a adequá-la a um problema de maximização, uma vez que os AGs procuram aumentar a aptidão média da população, ao longo das gerações.

3.3.4 Operadores de seleção

Baseado nos processos naturais de sobrevivência dos mais aptos e eliminação dos mais fracos, nos AGs um *indivíduo* mais apto tem uma probabilidade maior de gerar mais descendentes e, portanto, tem mais chances de sobrevivência nas subseqüentes gerações. Logo, a seleção é o processo pelo qual os indivíduos de uma determinada geração são preservados de acordo com o seu valor de aptidão (*fitness*) para participar do acasalamento genético.

O algoritmo genético deve selecionar os melhores indivíduos para os próximos operadores, sendo que esses indivíduos são copiados para uma matriz temporária de acasalamento denominada *mating pool*. Assim, a probabilidade que um indivíduo tem de ser copiado está associada ao valor de sua aptidão. A matriz de acasalamento tem o mesmo tamanho da população. Depois de copiados, pares de indivíduos são extraídos aleatoriamente e cruzados, gerando dois novos descendentes. Existem diferentes maneiras de se fazer uma efetiva seleção, incluindo métodos de

ordenação, torneio e métodos proporcionais, os quais podem ser classificados em dois grandes grupos: *Remapeamento Explícito da Aptidão* e *Remapeamento Implícito da Aptidão*.

No primeiro método, são alocadas tentativas de reprodução diretamente proporcional à aptidão absoluta do indivíduo, de acordo com a teoria de Holland [25]. Nesse caso, para manter o tamanho da matriz de acasalamento igual ao tamanho original da população, é necessário que a média das tentativas de reprodução seja 1,0. Isso é obtido dividindo-se a aptidão de cada indivíduo pela aptidão média da população. Uma vez que esse procedimento gera um número fracionário de tentativas, deve ser feita uma conversão para um número inteiro (cópias de indivíduos). Dentre as formas de realizar o mapeamento explícito da aptidão pode-se destacar a *Amostragem Estocástica com Reposição* ou *Método da Roleta* e a *Amostragem Determinística*.

A amostragem estocástica com reposição é o procedimento mais simples e conhecido. Ela simula uma roleta giratória (tipo cassino) com divisões (*slots*) de tamanho proporcional ao valor de aptidão de cada indivíduo. Através da geração randômica de um número, simulando um simples giro da roleta, é obtido um candidato ao cruzamento. Fica evidenciado que o *slot* maior, representando um indivíduo mais apto, tem maior probabilidade de ser selecionado.

O método da roleta na sua concepção original, não é muito utilizado uma vez que ele pode gerar grandes erros no processo [27], principalmente nas gerações iniciais. Nesse caso, um indivíduo, com alta aptidão (maior *slot*), tem maior probabilidade de participar da geração de novos indivíduos, os quais irão compartilhar dos mesmos genes, podendo levar à convergência prematura.

Na amostragem determinística, para cada indivíduo calcula-se o número esperado de vezes que o mesmo possa ser selecionado. Isso é efetuado dividindo-se a respectiva aptidão pelo somatório das aptidões de todos os indivíduos da população, em uma determinada geração, e multiplicando-se esse valor pelo número total de indivíduos.

Outros métodos também podem ser utilizados, tais como: amostragem estocástica dos restos com e sem reposição e amostragem estocástica universal.

A técnica do mapeamento implícito da aptidão visa preencher a matriz de acasalamento sem a necessidade de mapear a aptidão de cada indivíduo. Os métodos mais usuais são: seleção por torneio binário e seleção por torneio binário e probabilístico. Em ambos os procedimentos o objetivo é realizar uma disputa entre dois ou mais indivíduos sorteados aleatoriamente, sendo declarado vencedor do torneio aquele que apresentar maior aptidão. O processo é repetido até preencher a matriz de acasalamento.

3.3.5 Operadores de cruzamento

Uma vez tendo selecionado um certo número de indivíduos – menor ou igual ao tamanho da população - o AG fará uso do operador de cruzamento (*crossover*).

Este é um operador que combina partes de dois cromossomos, para gerar os descendentes que contenham o material genético de ambos os pais. Um valor de probabilidade (p_c) é ajustado para determinar a taxa de operação, usualmente entre 0,5 e 1,0. Muitos pesquisadores consideram o operador de *crossover* como sendo o fator determinante que distingue o AG de todos os outros algoritmos de otimização. O algoritmo invoca o

operador de cruzamento se e somente se um número gerado aleatoriamente, na faixa de 0 a 1, for maior ou igual à taxa de cruzamento (p_c). Caso contrário, os pais passarão imediatamente para a próxima geração. Essa operação possibilita aos indivíduos repassarem seus genes para gerações futuras sem modificações.

Diversas variações do operador cruzamento são propostas na literatura [26-28], porém, dois procedimentos são destacados: cruzamento de ponto único (*single point crossover*) e o cruzamento uniforme (*uniform crossover*) abaixo descritos.

- a) Cruzamento de ponto único: variante do cruzamento multiponto (*multi-point crossover*), esse procedimento consiste em selecionar aleatoriamente, na matriz de acasalamento, dois cromossomos pais. Um ponto de cruzamento é aleatoriamente selecionado e as porções anterior e posterior dos dois cromossomos são intercambiadas formando-se, assim, os descendentes, conforme mostrado na Fig. 3.3.

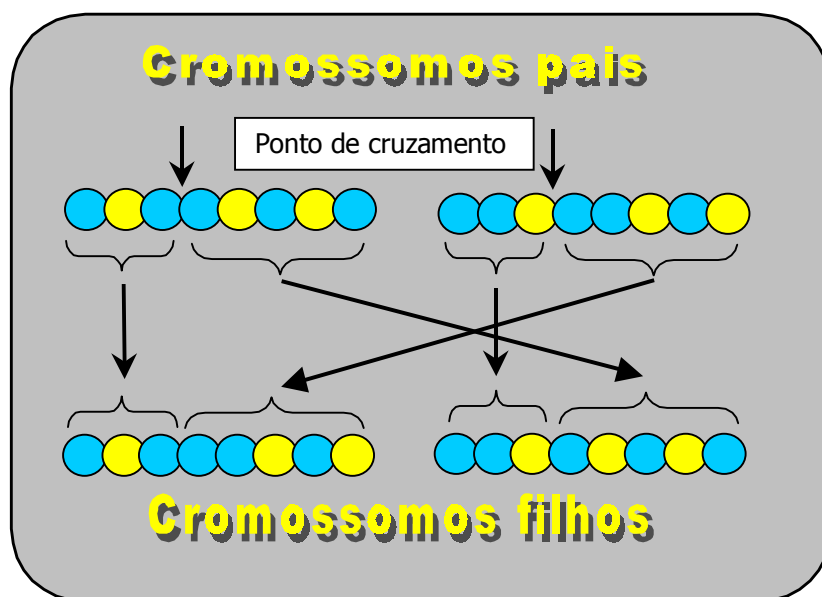


Fig. 3.3 - Exemplo de cruzamento de um único ponto.

- b) Cruzamento uniforme: esse método difere do anterior pela criação de uma máscara de cópia gerada aleatoriamente. Assim, cada *bit* no cromossomo filho é copiado do cromossomo pai segundo os *bits* da máscara. Se um determinado *bit* for igual a 1 o respectivo *bit* no cromossomo filho é copiado do cromossomo pai 1, caso seja 0 é copiado do cromossomo pai 2. Para a geração do segundo cromossomo filho trocam-se as posições dos cromossomos pais. Para cada par de cromossomos pais é gerada uma nova máscara, até preencher a nova população. A Fig. 3.4 ilustra esse procedimento.

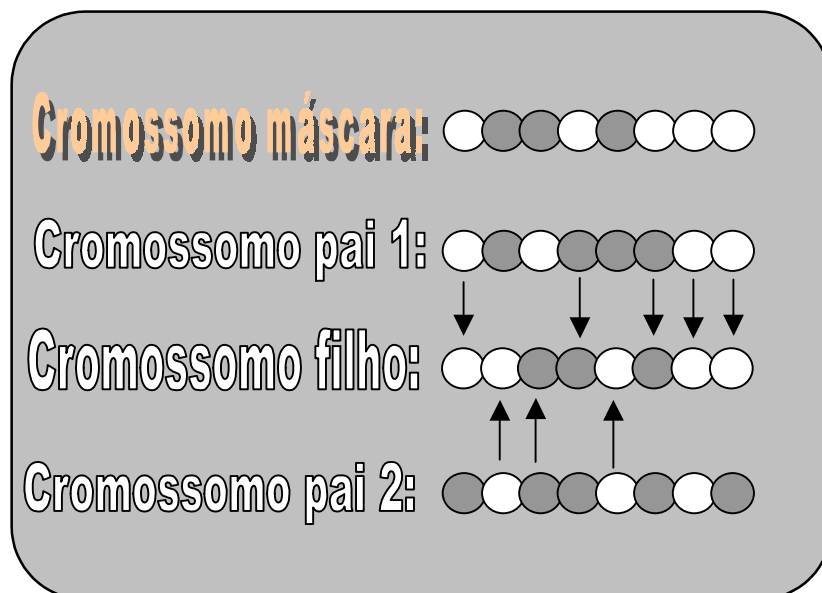


Fig. 3.4 – Exemplo de cruzamento uniforme.

3.3.6 Operadores de mutação

Após a seleção e o cruzamento, dispõe-se de uma população temporária em que os cromossomos estão sujeitos ao operador de mutação. Assim, como na natureza, as espécies podem sofrer ocasionalmente mutações, o operador aqui invocado introduz aleatoriamente variações nos cromossomo (um *bit* 0 muda para 1 ou

vice-versa). A operação ocorre ocasionalmente controlada por uma pequena taxa de probabilidade (p_m) denominada taxa de mutação. Os *bits* em um cromossomo são independentemente modificados, isto é, a mutação de um *bit* não afeta a probabilidade de mutação de outro *bit* no mesmo cromossomo.

Embora a seleção e o cruzamento sejam considerados os operadores mais importantes nos AGs, o operador de mutação introduz um mecanismo que permite, de certa forma, realizar uma busca aleatória. Dessa forma, serão exploradas outras regiões dentro do espaço de busca. O operador de mutação, no início do processo do AG, não apresenta uma importância significativa, mas no decorrer do processo, quando grande parte da população converge para uma determinada região, esse operador assume o papel de introduzir diversidade genética, a qual permite buscar outras soluções possíveis e conseqüentemente escapar de mínimos locais.

3.3.7 Estratégias de reposição da população

Embora não possa ser considerado um operador, a estratégia de reposição da população visa proporcionar um mecanismo de propagar, através das novas gerações, aqueles indivíduos (cromossomos) que apresentaram alta aptidão nas gerações anteriores. A estratégia de reposição é aplicada na população temporária, após terem sido realizadas todas as operações formais dos AGs. Dentre as estratégias mais utilizadas, pode-se destacar as seguintes:

- a) Estratégia não-elitista: todos os cromossomos pais são substituídos pelos cromossomos filhos;
- b) Estratégia elitista: difere do método anterior pela inserção do melhor indivíduo da geração atual na geração seguinte. Esse

procedimento visa assegurar que pelo menos uma cópia do melhor indivíduo esteja presente e apto a participar dos operadores de seleção e cruzamento na próxima geração;

- c) Estratégia de regime permanente: método pelo qual a maioria da população é mantida para a próxima geração e somente os piores indivíduos são substituídos pelos melhores indivíduos filhos.

3.4 PARÂMETROS DE CONTROLE

A escolha dos parâmetros de controle tem sido debatida em investigações analíticas [30], bem como em investigações experimentais [31]. Aqui, são apontadas algumas heurísticas que relacionam o compromisso entre tais parâmetros.

- Aumentando a probabilidade de cruzamento, aumenta-se a recombinação entre os chamados *blocos de construção* [25,27]. Por outro lado, aumenta-se também a probabilidade de ruptura de um bom *cromossomo*;
- Um aumento na probabilidade de mutação pode produzir uma maior diversidade de busca e reintroduzir material genético perdido. Por outro lado, uma taxa elevada faz com que o AG se torne uma busca randômica;
- Aumentando-se a população aumenta-se também a diversidade e reduz-se a probabilidade do AG convergir prematuramente para um ótimo local. Porém, como já mencionado, aumenta-se também a carga computacional, diminuindo a eficácia do algoritmo.

Embora existam trabalhos que discutam a escolha de parâmetros ótimos de controle [30-32], a escolha de tais parâmetros é em si mesmo

um problema complexo de otimização. Além disso, muitas vezes torna-se evidente que tais parâmetros ótimos dependam muito da natureza da função a ser otimizada. Os valores comumente encontrados são mostrados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Parâmetros típicos para os AGs

Parâmetros	Especificações
Tamanho da população	$30 < N_{pop} < 100$
Probabilidade de cruzamento	$0,6 < p_c < 1,0$
Tipo de cruzamento	Ponto único ou uniforme
Probabilidade de mutação	$0,001 < p_m < 0,01$
Reposição da população	Estratégia elitista
Método de seleção	Resto estocástico ou torneio binário
Número de gerações	$50 < N_g < 100$

3.5 CONVERGÊNCIA DOS AGs

Segundo o trabalho de De Jong [33], a convergência de um processo, para uma determinada solução, acontece quando a maioria dos indivíduos (>90%) compartilham de um mesmo gene. A forte dependência da função objetivo faz com que isso só aconteça em um número muito grande de gerações. No exemplo da Seção 2.8, onde é realizada a equalização de um filtro passa-baixas normalizado, foi aplicado o AG convencional em um espaço de busca delimitado. Nesse exemplo, pode ser verificada a convergência do AG comparando-se a evolução do melhor indivíduo com a evolução média da população, conforme mostra a Fig. 3.5. Os valores de aptidão são normalizados em relação à máxima aptidão obtida via busca exaustiva.

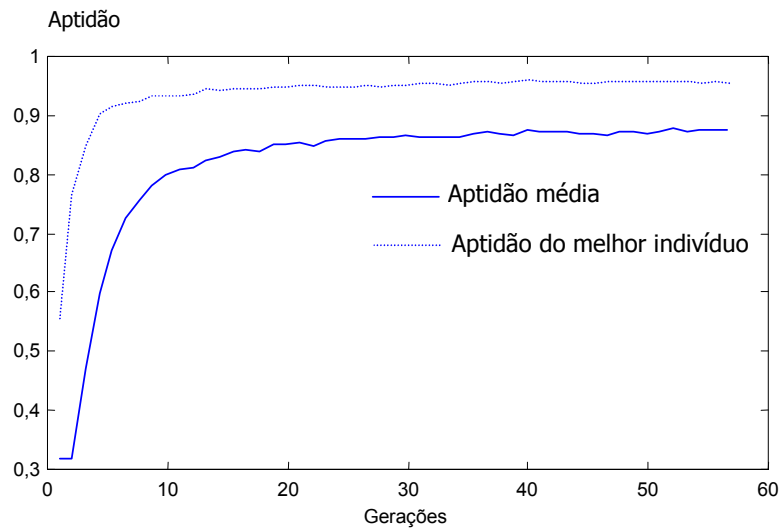


Fig. 3.5 – Convergência típica de um AG.

Geralmente são consideradas as seguintes condições para estabelecer o critério de parada do AG:

- número máximo de gerações alcançado;
- aptidão máxima alcançada, considerando baixa variabilidade de uma geração para outra;
- aptidão média alcançada com baixa variância em algumas gerações; ou
- aptidão média maior ou igual a uma taxa relativa à aptidão máxima (80 a 90 %).

Dentre os possíveis critérios apresentados, a utilização de cada um deles está, particularmente, associada ao tipo de problema em questão, dependendo da função custo utilizada no processo.

A aplicação do AG em funções multimodais pode levar o algoritmo a convergir para os mesmos ótimos locais, ou seja, a população, ao final das gerações, compartilha dos mesmos genes. Em [27], esse problema foi

identificado e o conceito de *nichos genéticos* tem sido introduzido. A proposta visa dividir parcialmente a população do AG nos respectivos *nichos*, sendo cada qual responsável por encontrar ótimos diferentes e, portanto, evitando a convergência da população para um mesmo ótimo. No trabalho de Goldberg e Richardson [34] foram apresentados alguns mecanismos de identificação e agrupamento da população nos respectivos *nichos*.

Embora tenham sido propostas melhorias e introduzidos novos mecanismos e operadores, existe sempre a preocupação com a convergência prematura para um ótimo local ou contrariamente uma convergência final muito lenta. Essas características são muito dependentes das condições iniciais. A geração randômica da população pode ou não provocar uma diversidade ampla de aptidões, que no decorrer do processo, pode levar o algoritmo a migrar para uma solução local ou para um número muito grande de gerações até convergir.

O AG é um processo randomicamente guiado e portanto não existe garantia de que uma única rodada ao longo das gerações (N_g) conduza-o para o ótimo global. Para garantir o desempenho de um AG é necessário fazer um levantamento estatístico, considerando um número finito de realizações (\mathfrak{R}). Uma forma de análise, fundamentada principalmente sobre a média e a variância, obtida para a evolução da aptidão do melhor indivíduo (η_{mi}) ao longo das gerações, nas respectivas realizações, nos parece um caminho apropriado.

3.6 AG CONVENCIONAL PARA O PROBLEMA DE EQUALIZAÇÃO

Para avaliar a convergência do AG convencional no problema de equalização, ele foi aplicado na equalização do filtro apresentado na Seção 2.7 (Eq.(2.35)), segundo o modelo proposto pela Eq.(2.27). As

características do filtro e do sistema filtro+equalizador, cujos coeficientes foram obtidos via busca exaustiva, são mostradas na Tabela 3.2 e servirão como referência para o AG convencional.

Tabela 3.2 – Resultados da busca exaustiva

	Ordem	$\sigma_{\varepsilon h}^2$	$1/\sigma_{\varepsilon h}^2$	Coefficientes A
Filtro	2	$3,83 \times 10^{-4}$	$2,61 \times 10^3$	-.-
Filtro+Equal.	4	$0,315 \times 10^{-4}$	$31,75 \times 10^3$	{1,7337 8,3855}

A busca exaustiva foi realizada para determinar o vetor de coeficientes **A** que minimiza a variância do erro de simetria da resposta ao impulso (Eq.(2.23)) para uma única seção equalizadora de 2ª ordem. Como o AG é voltado para maximizar uma determinada função e, conseqüentemente, avaliar as aptidões dos indivíduos (soluções), foi utilizada como função custo para o AG o inverso da função proposta na Eq (2.23), a qual será definida como função aptidão, dada por:

$$\eta \triangleq \frac{1}{\sigma_{\varepsilon h}^2 + \alpha} \quad (3.2)$$

onde $\alpha = 1 \times 10^{-10}$ é uma constante introduzida para evitar que a função aptidão tenda ao infinito quando a função erro de simetria tender a zero.

O valor encontrado através de busca exaustiva, para a Eq.(3.2), será considerado como a aptidão esperada (η_{esp}). Também serão utilizadas, para avaliação do AG, a aptidão do melhor indivíduo (η_{mi}) e a aptidão média da população ($\bar{\eta}_{pop}$). Ambas caracterizam a evolução ao longo das gerações (N_g) em uma única realização ($\mathcal{R} = 1$).

O conjunto de parâmetros utilizados para o AG convencional é apresentado na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Parâmetros usados para o AG convencional

Parâmetros	Especificações
Tamanho da população (N_{pop})	50
Comprimento do gene (<i>bits</i>)	12
Probabilidade de cruzamento (p_c)	0,85
Tipo de cruzamento	Ponto único
Probabilidade de mutação (p_m)	$1/N_{pop}$
Reposição da população	Estratégia não elitista
Método de seleção	Resto estocástico
Número de gerações (N_g)	50
Realizações (\mathfrak{R})	100

Depois de concluídas as realizações, foram extraídas a média e a variância para a aptidão do melhor indivíduo, ao longo das gerações, normalizadas em relação à aptidão esperada (Tabela 3.3). Esses resultados são mostrados nas Figs. 3.6 e 3.7.

Para completar a análise estatística, também é apresentado um histograma relativo à distribuição da máxima aptidão normalizada do melhor indivíduo ao longo das realizações (Fig. 3.9).

Como pode ser visto (Fig. 3.6) após a trigésima geração, a aptidão média do melhor indivíduo tende a permanecer em torno de 0,95, com uma variância em torno de 2×10^{-3} . Esses dados mostram que existem realizações que não são eficientes, do ponto de vista de atingir a solução ótima. Isso pode ser constatado pelo levantamento realizado sobre máxima aptidão normalizada para o melhor indivíduo (Fig. 3.8) e pelo histograma mostrado na Fig. 3.9.

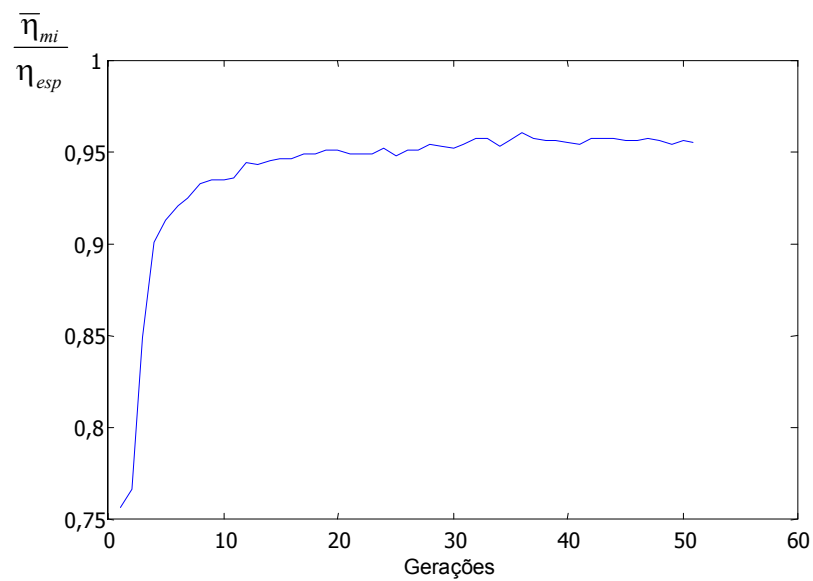


Fig. 3.6 – Média das aptidões normalizadas do melhor indivíduo nas realizações.

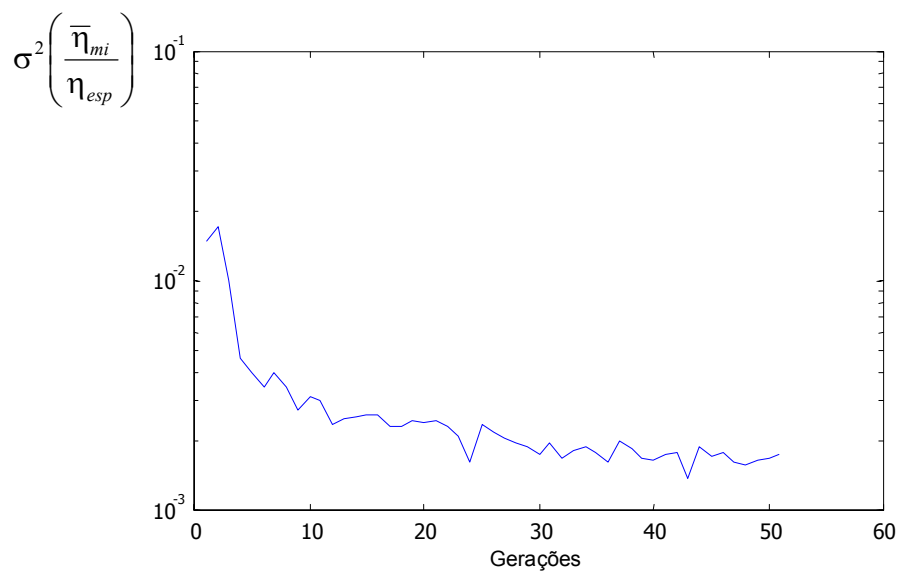


Fig. 3.7 – Variância das aptidões normalizadas do melhor indivíduo nas realizações.

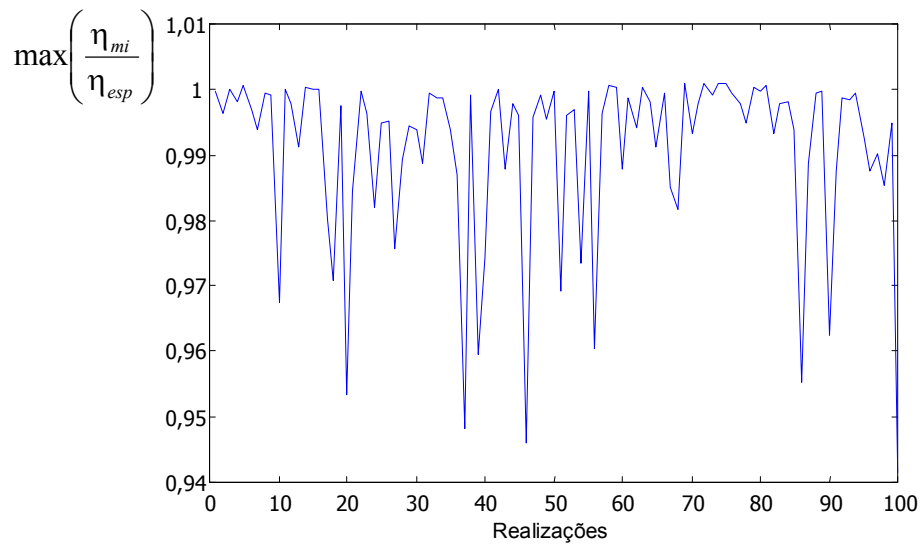


Fig. 3.8 – Máxima aptidão normalizada do melhor indivíduo.

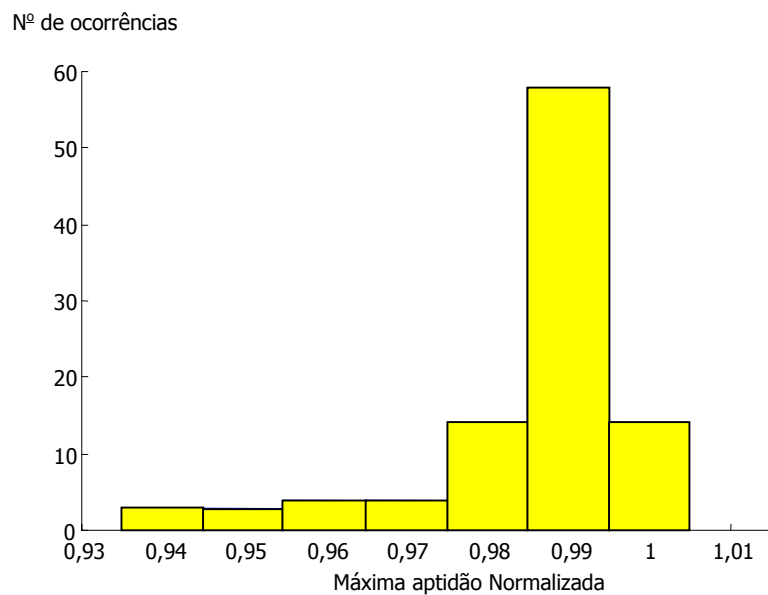


Fig. 3.9 – Histograma da máxima aptidão do melhor indivíduo.

O histograma da máxima aptidão normalizada (Fig. 3.9) mostra que existe uma probabilidade de ocorrência de realizações com eficiência abaixo de 98%. Como as realizações são independentes, isso mostra que uma única realização não é suficiente para afirmar que foi obtida a melhor solução. Esse resultado leva à uma análise da complexidade computacional envolvida partindo-se do princípio que são necessárias as

(\mathcal{R}) realizações para poder comprovar a eficiência do algoritmo e a partir daí extrair a melhor realização. Outro ponto a ser considerado na análise do desempenho do AG é a evolução da aptidão média da população nas realizações (Fig. 3.10). Nesse caso, pode ser verificado que a aptidão média normalizada da população, ao longo das realizações, tende a uma média em torno de 0,70.

Este resultado mostra que existe uma diferença significativa entre a aptidão do melhor indivíduo, que na média das realizações aproxima-se de 0,95 (Fig. 3.6), e a aptidão média da população, demonstrando um fraco desempenho da população com relação ao melhor indivíduo. Para contornar tal problema poderiam ser utilizadas outras estratégias, tais como: aumento da população, tipo de cruzamento, mudança das probabilidades de cruzamento e mutação, como também a introdução de outros tipos de AG [34-37].

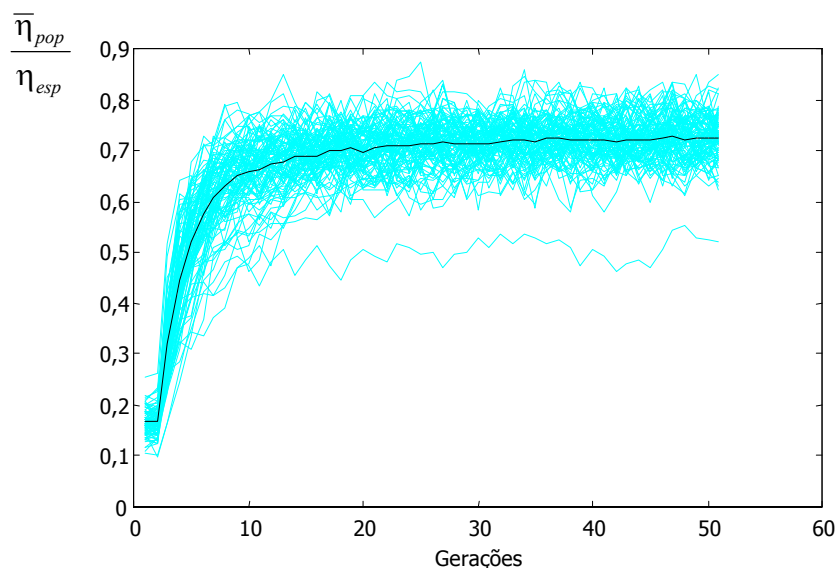


Fig. 3.10- Evolução da aptidão média da população nas realizações.

Dentre estas alternativas podemos verificar que o aumento da população (Fig. 3.11) aumenta a aptidão média da população com a

desvantagem de aumentar, ainda mais, a complexidade computacional envolvida, sem apresentar um ganho considerável no valor esperado para a aptidão média da população.

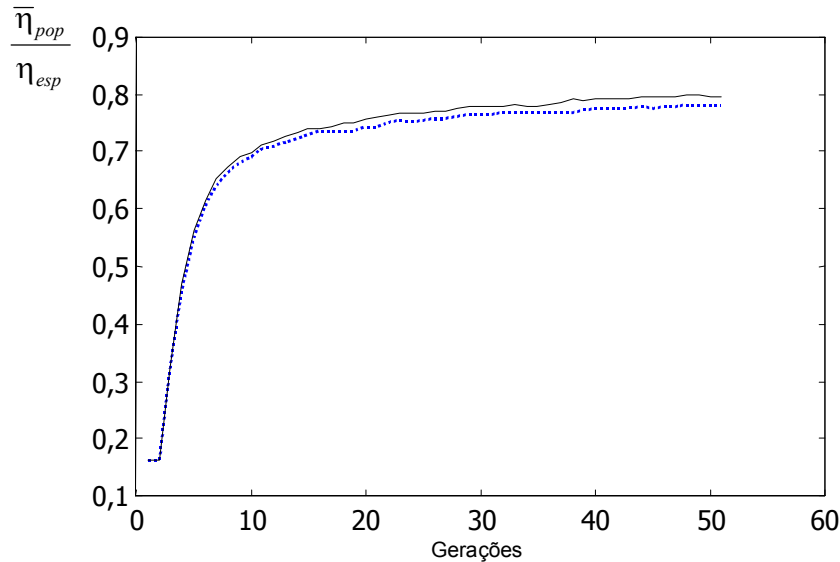


Fig. 3.11 – Evolução da aptidão média da população.
(⋯) 80 indivíduos, (—) 100 indivíduos.

Como mencionado anteriormente, o AG é um processo de natureza estocástica e, portanto, são necessárias várias realizações para extrair o melhor resultado, levando a uma complexidade computacional relativa que pode ser estimada em termos do número de avaliações ou de chamadas da função objetivo, definida por:

$$CCr = \Re \times (N_{pop} \times N_g) \quad (3.3)$$

No exemplo ilustrado nesta seção, considerando uma população de 50 indivíduos ao longo de 50 gerações e 100 realizações, a complexidade computacional relativa é da ordem de $2,5 \times 10^5$ avaliações da função objetivo. Com um aumento da população para 80 e 100 indivíduos a complexidade é de $4,0 \times 10^5$ e de $5,0 \times 10^5$, respectivamente.

3.7 CONCLUSÕES

Nesta seção foram apresentados os principais conceitos e alguns exemplos de utilização de um Algoritmo Genético convencional no problema de equalização de fase. Embora, o procedimento tenha mostrado eficiência na determinação dos coeficientes do equalizador, utilizando a função erro de simetria da resposta ao impulso como função objetivo, ele apresentou uma elevada complexidade computacional.

Na próxima seção será proposta uma nova abordagem, denominada Algoritmo Genético Modificado, reunindo uma estratégia de divisão do espaço com um procedimento de busca. Essa proposta aplicada ao projeto de equalizadores de fase busca reunir as características de robustez e eficiência dos AGs, na sua formulação básica, com uma eficácia maior, de forma a diminuir a complexidade computacional envolvida, sobrepor a ocorrência dos mínimos locais encontradas na superfície de desempenho da função erro de simetria e prover uma solução ou conjunto solução que produza uma resposta ao impulso mais simétrica.

Algoritmo Genético Modificado

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado um algoritmo genético modificado (AGM) para o projeto de equalizadores de fase utilizando o critério do *erro de simetria da resposta ao impulso*. Em sua versão convencional, o AG apresenta um grande custo computacional, que está ligado principalmente à diversidade inicial. Assim sendo, propõe-se uma estratégia alternativa para racionalizar o processo de busca. Esta consiste na divisão sistemática do espaço de busca em sub-regiões, nas quais uma pequena população evolui, considerando-se um reduzido número de gerações. Através de um mecanismo de competição entre as sub-regiões, consegue-se eficientemente (com reduzido número de avaliações da função objetivo) encontrar a região de convergência. Essa abordagem difere da proposta em [27,37], na qual a competição é estimulada entre diversas populações em uma mesma região.

4.2 DESCRIÇÃO DO PROCESSO DE SEGMENTAÇÃO E COMPETIÇÃO

O processo de segmentação proposto é baseado na estrutura de decomposição *quadtree* [38] aliado a um procedimento de busca em cada sub-região. A Fig. 4.1 mostra os estágios ou decomposições (φ), designados por (1), (2), (3) e (4), envolvidos na busca da sub-região que contém a solução ótima. Essa divisão caracteriza progressivamente a evolução da estrutura *quadtree*, cuja principal característica é buscar a homogeneidade de um determinado parâmetro [38].

Inicialmente, são determinados os limites do espaço de busca. Essa determinação é um tanto heurístico e é baseada no conhecimento do

projetista. O espaço de busca, agora delimitado, é dividido em quadrantes (sub-regiões) designados por (I), (II), (III), (IV). O primeiro estágio ou decomposição ($\varphi = 1$), na Fig. 4.1, mostra que uma hipotética solução ótima está no quadrante (I). A competição entre os quadrantes deve ser capaz de determinar a região (I) como vencedora. Uma vez selecionado, o quadrante é subdividido, e assim sucessivamente até atingir um nível de divisão, para o qual o critério preestabelecido seja satisfeito.

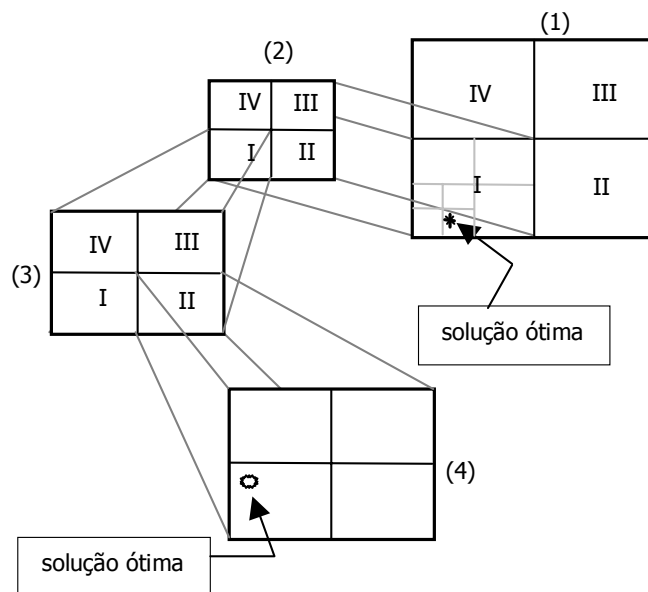


Fig. 4.1 - Representação do processo de busca via o AG modificado.

No AG modificado, o objetivo da divisão é proporcionar um compromisso entre a eficiência e a eficácia do algoritmo, ou seja, obter a solução ou conjunto solução com o menor número possível de avaliações da função objetivo.

No AG convencional, para a obtenção de uma solução adequada, dentro do espaço de busca original, seria necessário um grande número de indivíduos (Eq. (3.1)), evoluindo ao longo de um número elevado de gerações. Considerando que o AG é um processo de natureza estocástica, é necessário um conjunto de realizações para avaliar o seu desempenho.

Esta característica influencia significativamente a complexidade computacional relativa (Eq. (3.3)).

A divisão do espaço de busca visa associar poucos indivíduos, nas respectivas regiões, evoluindo em um número reduzido de gerações, com o objetivo de determinar a região de convergência e obter um conjunto solução adequado. Dessa forma, a complexidade computacional relativa no AG modificado é dada por:

$$CCr_{AGM} = n_{\varphi} \times (4 \times n_{pop} \times n_g) \quad (4.1)$$

onde n_{φ} caracteriza o número de estágios ou decomposições, n_{pop} o número de indivíduos em cada sub-região e n_g o número de gerações. Assim, deseja-se que a CCr_{AGM} seja muito menor do que a complexidade do AG convencional e, ainda, garantir a escolha correta da região de convergência.

4.3 ANÁLISE DO AG EM DIFERENTES ESPAÇOS DE BUSCA

No projeto de equalizadores de fase, utilizando o erro de simetria da resposta ao impulso, a superfície de desempenho do erro apresenta um comportamento muito irregular (Fig. 2.9). Como pode ser constatado, existem duas regiões bem distintas. Uma apresentando grandes variações nos valores da função e outra com menores variações. Essas regiões podem ser caracterizadas por apresentarem alta e baixa variabilidade, respectivamente.

Na decomposição *quadtree* a homogeneidade do parâmetro sob investigação é uma característica fundamental. Da mesma forma, na

abordagem proposta, também vamos considerar essa homogeneidade. Ela será representada pela baixa variabilidade do parâmetro que está sob investigação (erro de simetria da resposta ao impulso). Assim, uma região homogênea, no nível mais elevado da divisão do espaço de busca ($\varphi = 1$), diferencia-se das outras regiões. Intuitivamente, as regiões que apresentam alta variabilidade (regiões não-homogêneas) são regiões de grande interesse. As discrepâncias são indicativos de que a superfície de desempenho é irregular. Embora seja uma condição satisfatória, pode não ser suficiente para determinar se uma região é mais importante do que outra. Isso porque outros parâmetros, tais como: as características estatísticas da população na última geração (média e variância) e a evolução do melhor indivíduo ao longo do processo (máximo valor, média e variância para a função de aptidão), também são parâmetros importantes no AG, para a determinação da solução ou do conjunto solução.

Conforme o espaço de busca seja restringido, aproximando-se da região de convergência, a variância do parâmetro sob investigação tende a diminuir, ao passo que a média tende a aumentar em todos os quadrantes. Essas premissas podem ser verificadas considerando os resultados para o problema de equalização da Seção 2.7. A escolha dos quadrantes vencedores, nas respectivas decomposições, é baseada nos resultados de busca exaustiva (Fig. 4.2), onde pode ser observada a localização da região que contém a solução ótima.

Para analisar o desempenho do AG convencional foram considerados vários espaços de busca (Fig. 4.2). Os respectivos limites são apresentados na Tabela 4.1.

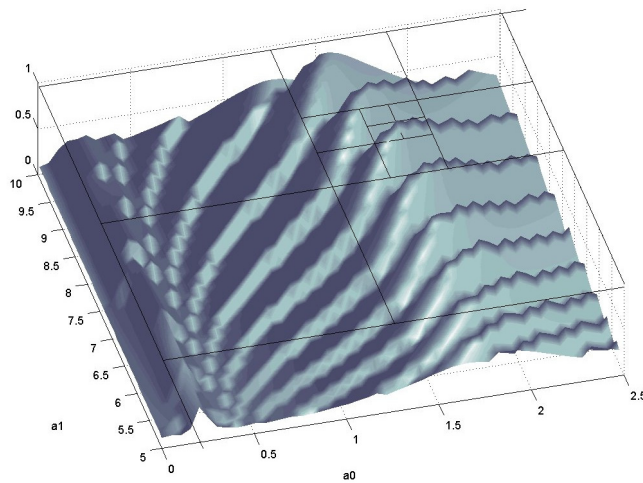


Fig. 4.2 – Detalhe da divisão do espaço de busca sobreposto à superfície de desempenho.

Tabela 4.1 – Limites dos espaços de busca

Espaços	Limites $[x_i \ x_f; y_i \ y_f]$
(1)	[0,01 5,01; 0,01 10,01]
(2)	[0,01 2,51; 5,01 10,01]
(3)	[1,26 2,51; 7,51 10,01]
(4)	[1,26 1,885; 7,51 8,76]
(5)	[1,5725 1,885; 8,135 8,76]

Os parâmetros utilizados para executar o AG convencional, em cada um dos espaços, são mostrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Parâmetros usados para o AG convencional

Parâmetros	Especificações
Tamanho da População (N_{pop})	20
Comprimento do gene (<i>bits</i>)	12
Probabilidade de cruzamento (p_c)	0,85
Tipo de cruzamento	Ponto único
Probabilidade de mutação (p_m)	$1/N_{pop}$
Reposição da população	Estratégia não elitista
Método de seleção	Resto estocástico
Número de gerações (N_g)	20
Número de realizações (\mathfrak{R})	50

A Fig. 4.3 mostra a média das realizações para o AG convencional, nos diferentes espaços de busca, indicando que a evolução da aptidão do melhor indivíduo, normalizada para a aptidão esperada (via busca exaustiva), tende a crescer quando o espaço de busca se aproxima da região de convergência. Na Fig. 4.4 é mostrado que a variância das realizações se mantém na mesma ordem de grandeza, ao longo das gerações em todos os sub-espacos. Assim, fica evidenciado que, independente da realização, a característica de evolução do melhor indivíduo melhora com a restrição do espaço de busca, mesmo sendo considerada uma população reduzida.

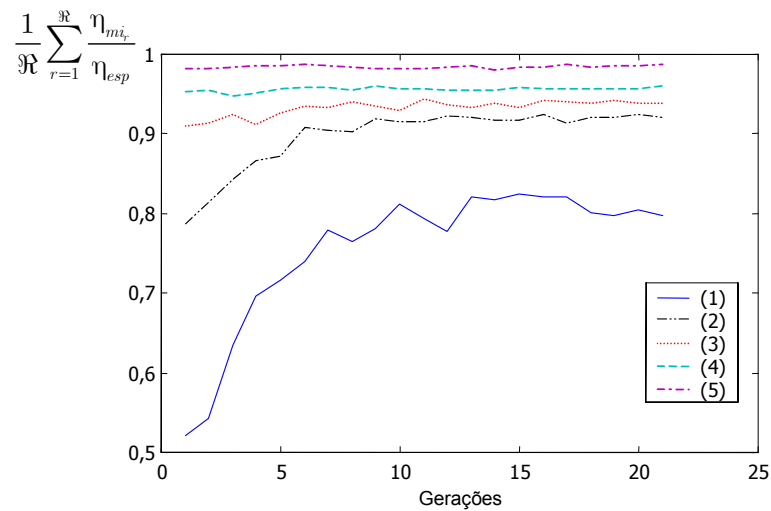


Fig. 4.3 – Média das realizações para a evolução do melhor indivíduo.

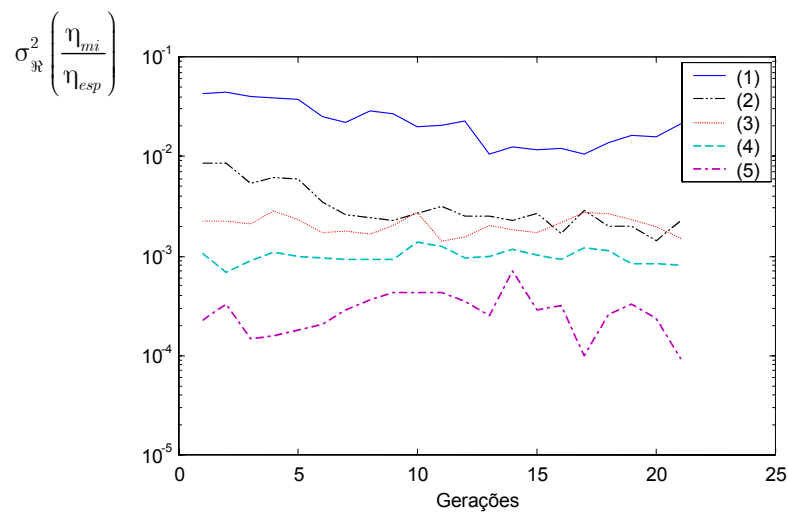


Fig. 4.4 – Variância das realizações para a evolução do melhor indivíduo.

Outra forma de analisar o comportamento da evolução do melhor indivíduo é através do valor médio (Fig. 4.5) e da variância (Fig. 4.6) da aptidão ao longo das gerações em cada uma das realizações. Considerando o espaço de busca (1), são obtidos diferentes resultados para diferentes realizações. Ao restringir o espaço de busca verifica-se uma diminuição das variações do valor médio entre as realizações e uma diminuição significativa da ordem de grandeza da variância.

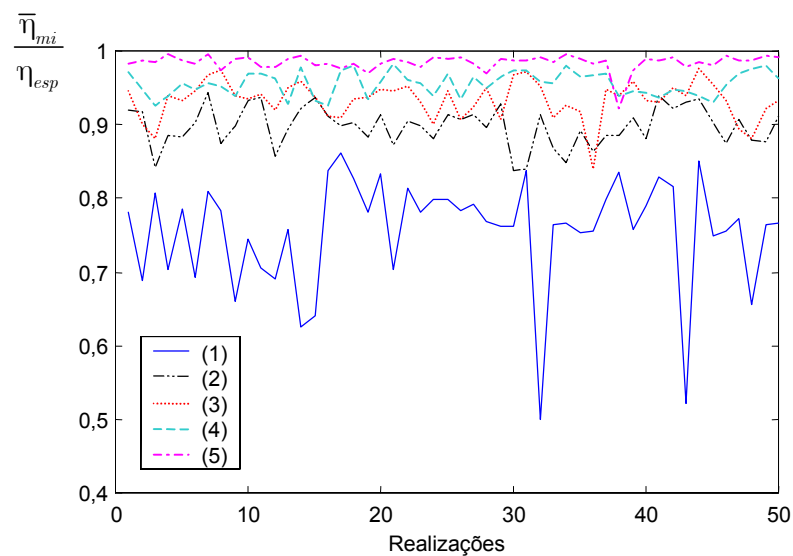


Fig. 4.5 – Aptidão média normalizada do melhor indivíduo.

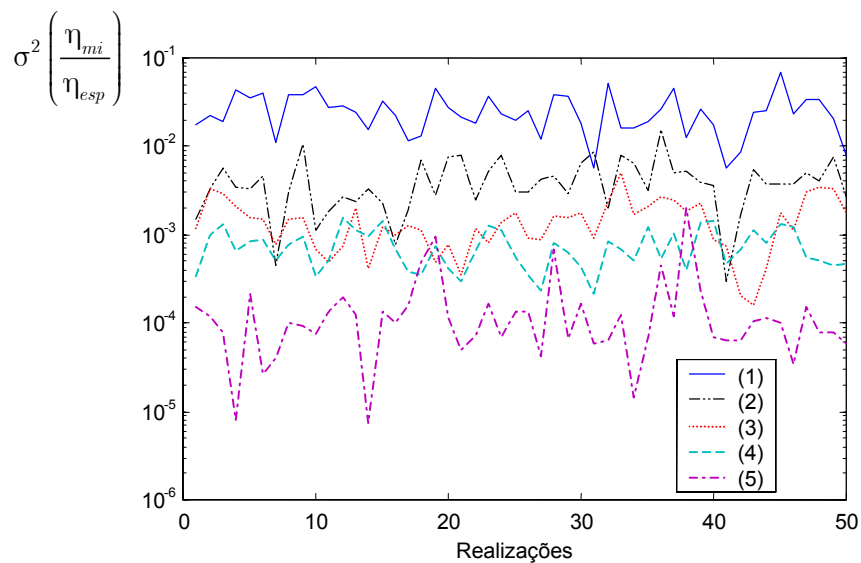


Fig. 4.6 – Variância da aptidão normalizada do melhor indivíduo.

Em muitos casos a solução final extraída do AG é baseada na ocorrência do máximo valor de aptidão para a evolução do melhor indivíduo (Fig. 4.7). Da mesma forma que nas análises anteriores, quando o espaço de busca é muito abrangente, podem ser encontrados diferentes valores para essa medida ao longo das realizações, o que mostra que uma única rodada não é suficiente para determinar a melhor solução. Contrariamente, quando os limites do espaço de busca aproximam-se dos limites da região de convergência, o máximo valor obtido para a aptidão do melhor indivíduo, independente da realização, tende a manter a mesma ordem de grandeza.

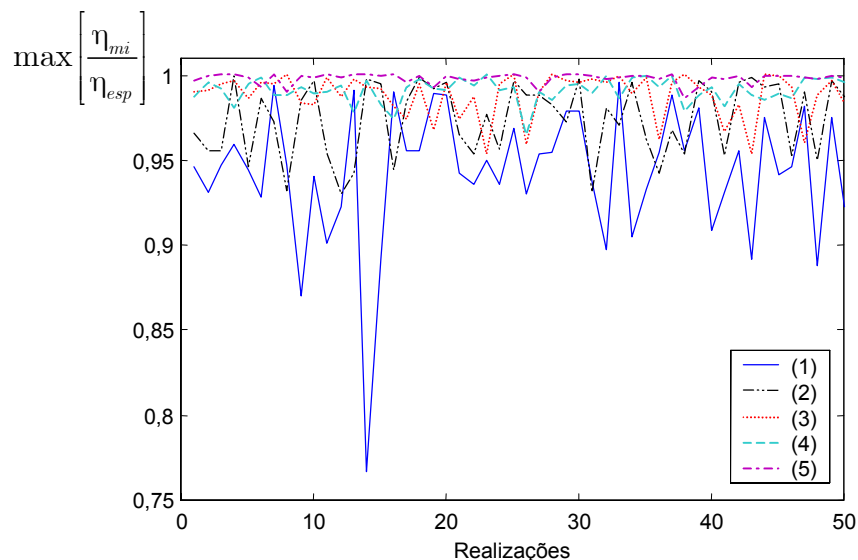


Fig. 4.7 – Máxima aptidão do melhor indivíduo.

A análise dos dados obtidos para a evolução da aptidão do melhor indivíduo indica a tendência de aumento do valor médio da aptidão (Fig. 4.5), bem como a diminuição da variância deste parâmetro (Fig. 4.6), quando os limites da região de busca se aproximam dos limites da região de convergência.

4.4 CRITÉRIO DE ESCOLHA DA REGIÃO VENCEDORA

Considerando os resultados da seção anterior e o critério da homogeneidade para explorar a superfície de desempenho, para que uma região seja declarada vencedora, a mesma deve apresentar o mais alto valor para um determinado critério de escolha. Portanto, através da evolução do melhor indivíduo, para um dado nível de partição do espaço de busca (φ) em cada um dos quadrantes ($Q = 1, \dots, 4$), pode-se extrair o seguinte conjunto de parâmetros:

- Aptidão máxima:

$$\gamma(\varphi, Q) = \max[\eta_i(\varphi, Q)], \quad i = 1, 2, \dots, n_g \quad (4.2)$$

- Aptidão média:

$$\bar{\eta}(\varphi, Q) = \frac{1}{n_g} \sum_{i=1}^{n_g} \eta_i(\varphi, Q) \quad (4.3)$$

- Aptidão normalizada:

$$\|\eta_i(\varphi, Q)\| = \frac{\eta_i(\varphi, Q) - \bar{\eta}(\varphi, Q)}{\bar{\eta}(\varphi, Q)} \quad (4.4)$$

- Variância da aptidão normalizada

$$\sigma_{\eta}^2(\varphi, Q) = \frac{1}{n_g - 1} \sum_{i=1}^{n_g} \|\eta_i(\varphi, Q)\|^2 \quad (4.5)$$

Através das Eq. (4.2) a Eq. (4.5) obtém-se as características da evolução do melhor indivíduo, por quadrante, em valores numéricos.

Como o objetivo é obter um índice relativo para cada região, faz-se uma normalização em relação ao máximo valor obtido, para cada medida, entre as sub-regiões. A normalização é realizada através das seguintes expressões:

$$\chi(1, \varphi, Q) = \frac{\gamma(\varphi, Q)}{\max[\gamma(\varphi)]} \quad (4.6a)$$

$$\chi(2, \varphi, Q) = \frac{\bar{\eta}(\varphi, Q)}{\max[\bar{\eta}(\varphi)]} \quad (4.6b)$$

$$\chi(3, \varphi, Q) = \frac{\sigma_{\eta}^2(\varphi, Q) \cdot \sqrt{1/\varphi}}{\max[\sigma_{\eta}^2(\varphi)]} \quad (4.6c)$$

$$\chi(4, \varphi, Q) = \frac{\gamma(\varphi, Q) - \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 \gamma(\varphi, j)}{\frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 \gamma(\varphi, j)} \quad (4.6d)$$

Na Eq. (4.6c) foi introduzido o fator de atenuação $(\sqrt{1/\varphi})$ para ponderar a variância da aptidão normalizada. O objetivo desse fator é atenuar a importância da variância na escolha do quadrante vencedor quando o processo se aproxima da região de convergência, uma vez que a variabilidade do parâmetro sob investigação - aptidão média (Fig. 4.5) ou máxima aptidão (Fig. 4.7) diminuem quando o processo converge. A escolha dessa expressão, dentre outras (Fig. 4.8), deu-se principalmente ao fato de que, mesmo para um número maior de decomposições, fosse mantida uma contribuição da variância da aptidão no critério de escolha.

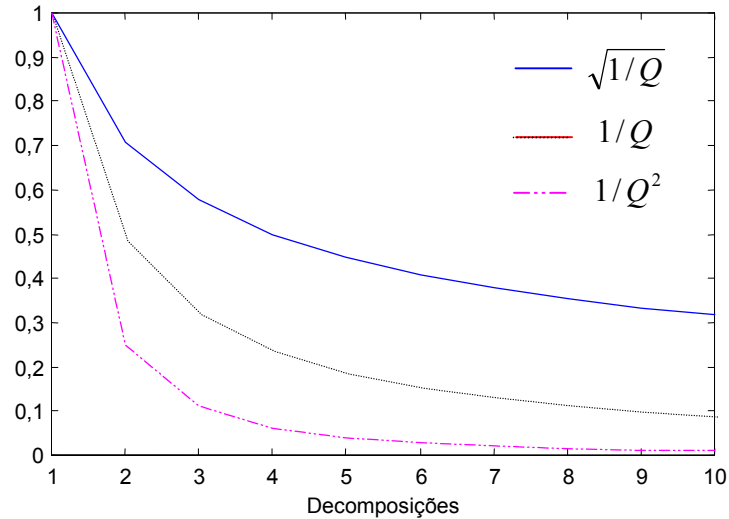


Fig. 4.8 – Comparação entre diferentes fatores de atenuação da variância.

O critério de escolha para determinar a região vencedora, em um dado nível de divisão do espaço de busca (φ), é definido como a soma normalizada das equações Eq. (4.6a) a Eq. (4.6d), dado pela expressão:

$$\|\chi(\varphi, Q)\| = \frac{\sum_{j=1}^4 \chi(j, \varphi, Q)}{\max \left[\sum_{j=1}^4 \chi(j, \varphi, Q) \right]} \quad (4.7)$$

Para que uma região seja declarada vencedora (Q_v), em um determinado nível de partição do espaço de busca, a mesma deve apresentar o mais alto valor para o critério de escolha $\|\chi\|$, dado por:

$$Q_v^\varphi = \max_Q [\|\chi(\varphi, Q)\|] \quad (4.8)$$

4.5 AVALIAÇÃO DO CRITÉRIO DE ESCOLHA

Para avaliar o critério de escolha do quadrante vencedor, o AG modificado (AGM) será aplicado ao problema de equalização do filtro proposto na Seção 2.7 (Eq. (2.35)), segundo o modelo proposto pela Eq. (2.26). As características do filtro e do sistema filtro+equalizador, cujos

coeficientes foram obtidos via busca exaustiva, são mostradas na Tabela 3.2.

Através da Fig. 4.2 pode ser verificado que a região que contém a solução ótima está compreendida entre os quadrantes I, II e III no quinto nível de divisão do espaço de busca. Portanto, podem ser esperadas diferentes seqüências de escolha de quadrantes vencedores (Tabela 4.3).

Tabela 4.3 – Seqüências de escolha dos quadrantes

Soluções	Decomposições (φ)				
	1	2	3	4	5
S1	4	3	1	3	1
S2(*)	4	3	1	3	2
S3	4	3	1	3	3

Na Tabela 3.2, através da busca exaustiva, obteve-se os seguintes coeficientes ótimos para o equalizador: $\{1,7337 \ 8,3855\}$, os quais estão contidos na região que deve ser encontrada através das decomposições da solução S2(*), agora designada de solução ótima.

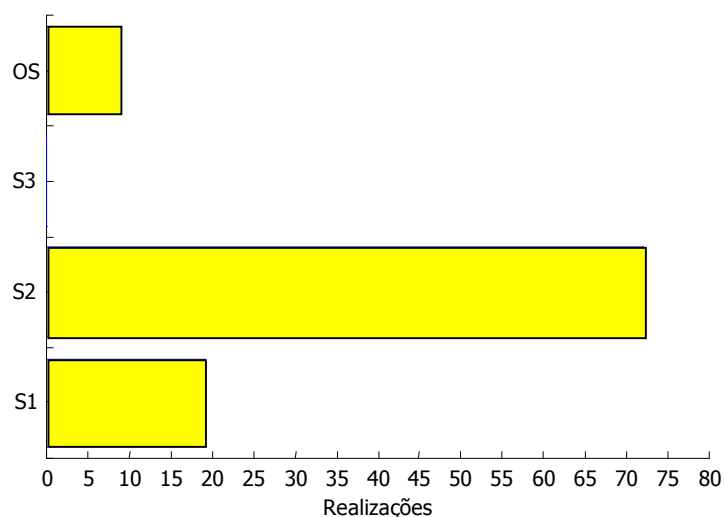
Para analisar o critério de seleção e conseqüentemente o desempenho do AG modificado, para o problema em questão, serão apresentados os resultados, considerando um aumento da população, como também um aumento do número de gerações.

A Tabela 4.4 apresenta os parâmetros do AG modificado para realizar a equalização proposta.

Tabela 4.4 – Parâmetros usados para o AG modificado

Parâmetros	Especificações
Tamanho da População (n_{pop})	10 / 20
Comprimento do gene (<i>bits</i>)	12
Probabilidade de cruzamento (p_c)	0,85
Tipo de cruzamento	Ponto único
Probabilidade de mutação (p_m)	$1/N_{pop}$
Reposição da população	Estratégia não elitista
Método de seleção	Resto estocástico
Número de gerações (n_g)	10 / 20 / 30
Realizações (\mathfrak{R})	100
Número de decomposições (φ)	5

Na Fig. 4.9 é apresentado o histograma das realizações considerando uma população de 10 indivíduos evoluindo ao longo de 10 gerações. Como pode ser observado, o AG modificado encontrou uma outra solução (OS) que não estava prevista na Tabela 4.3 e não encontrou ocorrências para a solução S3.

Fig. 4.9 – Histograma das realizações do AGM para $n_{pop} = 10$ e $n_g = 10$.

O aumento do número de gerações pode contribuir para melhorar as características (aptidão) do melhor indivíduo. Dessa forma, como

mostrado na Fig. 4.10, não são mais encontradas as soluções não esperadas, bem como ocorre um aumento da probabilidade de encontrar a região que contém a solução ótima (90%). A terceira simulação, com 30 gerações (Fig. 4.11), eleva a probabilidade de acerto para 95%.

Na Fig. 4.12 é apresentado o histograma das realizações do AGM, considerando 20 indivíduos ao longo de 10 gerações. Nesse caso, não são encontradas outras soluções, mostrando que o aumento do número de indivíduos melhora a busca da região de convergência. Aumentando-se a diversidade, pode-se obter indivíduos com mais alta aptidão e, conseqüentemente, influenciar no critério de escolha. Nas Figs. 4.13 e 4.14, com 20 e 30 gerações, respectivamente, aumenta-se a probabilidade de encontrar a região que contém a solução ótima (S2).

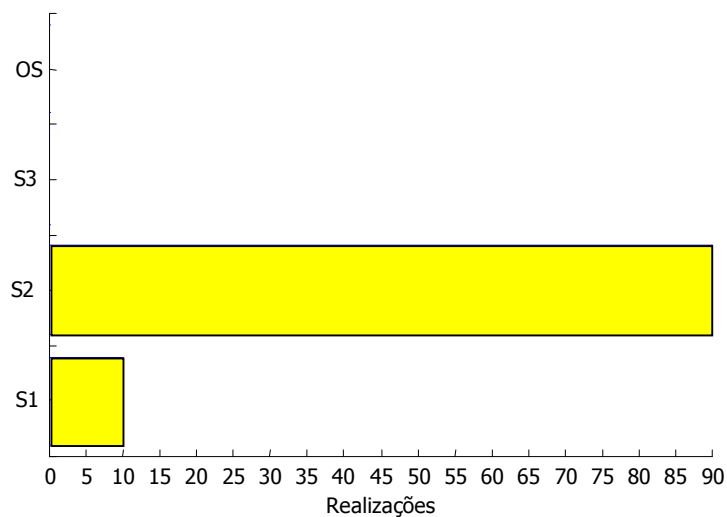


Fig. 4.10 – Histograma das realizações do AGM para $n_{pop} = 10$ e $n_g = 20$.

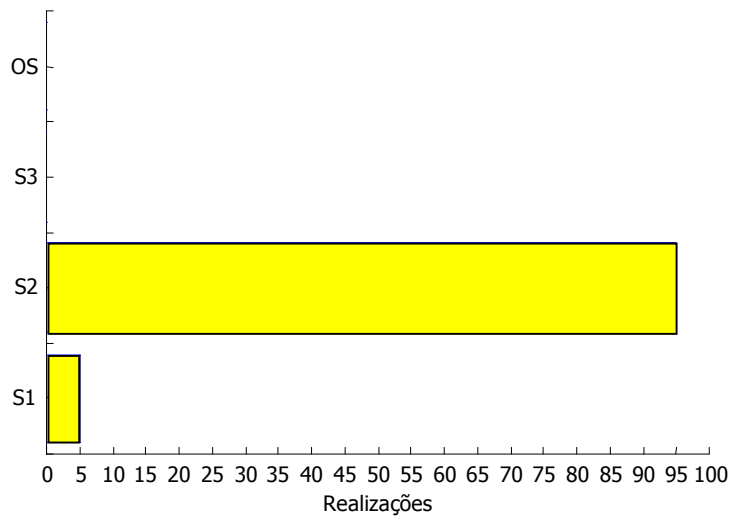


Fig. 4.11 – Histograma das realizações do AGM para $n_{pop} = 10$ e $n_g = 30$.

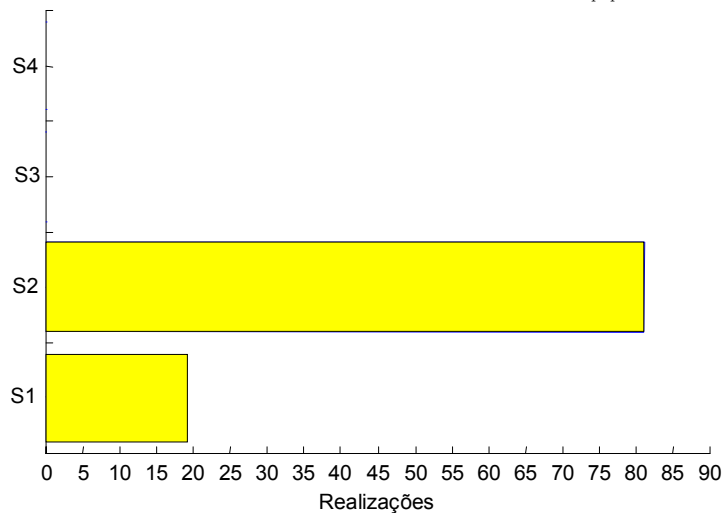


Fig. 4.12 – Histograma das realizações do AGM para $n_{pop} = 20$ e $n_g = 10$.

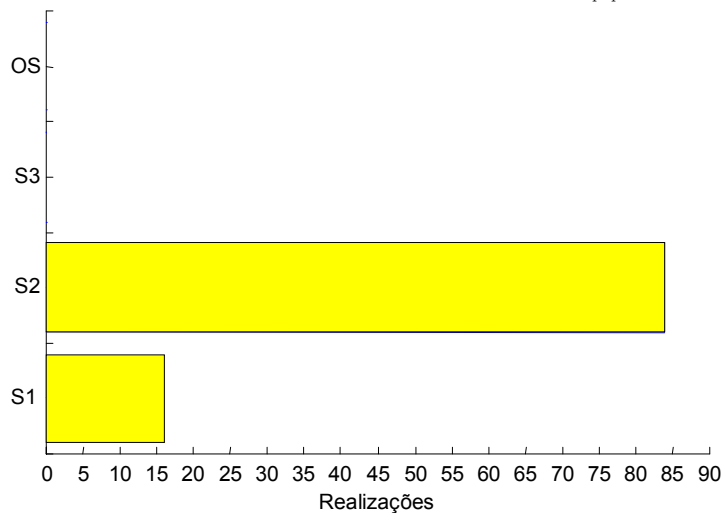


Fig. 4.13 – Histograma das realizações do AGM para $n_{pop} = 20$ e $n_g = 20$.

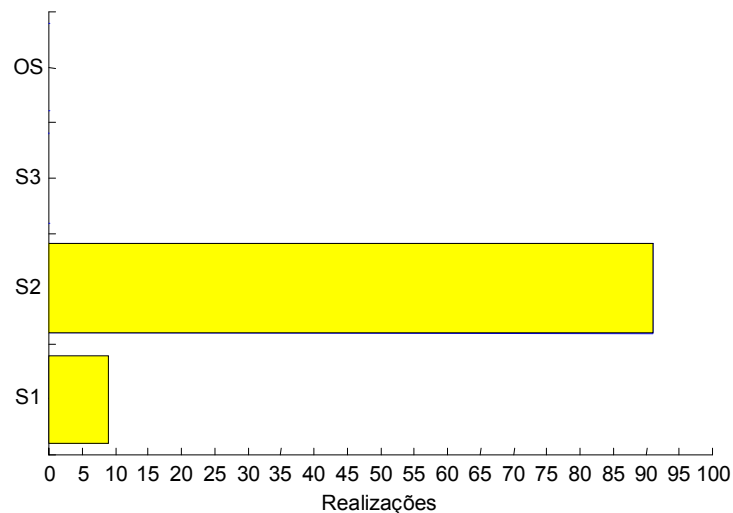


Fig. 4.14 – Histograma das realizações do AGM para $n_{pop} = 20$ e $n_g = 30$.

4.5.1 Análise da complexidade computacional relativa

Dentre os seis casos estudados, com aumento do número de indivíduos e aumento do número de gerações, o pior desempenho foi obtido com o primeiro caso ($n_{pop} = 10$ e $n_g = 10$), no qual o algoritmo encontrou uma solução não esperada. Para verificar o desempenho do algoritmo são apresentados na Tabela 4.5 os resultados da complexidade computacional relativa (Eq. (4.1)), considerando apenas uma decomposição ($\varphi = 1$) e considerando todas as cinco decomposições ($\varphi = 5$). Também são apresentados os valores de probabilidade de se encontrar a solução ótima (Tabela 4.3).

Os resultados mostram que existe um compromisso muito forte entre a diversidade, representada pelo número de indivíduos, e a maturidade, representada pelo número de gerações. Em outras palavras, poucas gerações não produzem na população uma convergência significativa para encontrar a solução ótima. Se o número de indivíduos for baixo, pode-se convergir para um ótimo local. Por outro lado, se o número de indivíduos aumentar, a população não consegue convergir para a solução esperada.

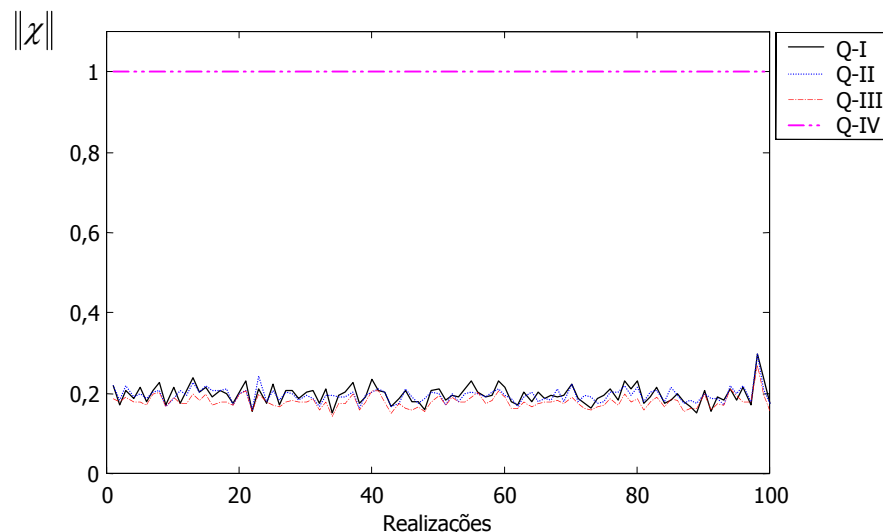
Tabela 4.5 – Comparativo da complexidade computacional relativa

n_{pop}	n_g	$CCr_{AGM}(\varphi = 1)$	$CCr_{AGM}(\varphi = 5)$	$p(S2)$
10	10	400	2000	0,71
10	20	800	4000	0,90
10	30	1200	6000	0,95
20	10	800	4000	0,81
20	20	1600	8000	0,84
20	30	2400	12000	0,91

4.5.2 Análise do desempenho do critério de escolha da região vencedora

Através do critério de escolha para determinar a região vencedora ($\|\chi\|$), consegue-se determinar o quadrante vencedor (Q_v^φ) em um dado nível de partição do espaço de busca (φ). A seguir serão apresentados os resultados, do critério de escolha, para os seis casos estudados, envolvendo variações no número de indivíduos e no número de gerações (Tabela 4.5).

- *Caso 1:* $n_{pop} = 10$ e $n_g = 10$.

Fig. 4.15 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 1$.

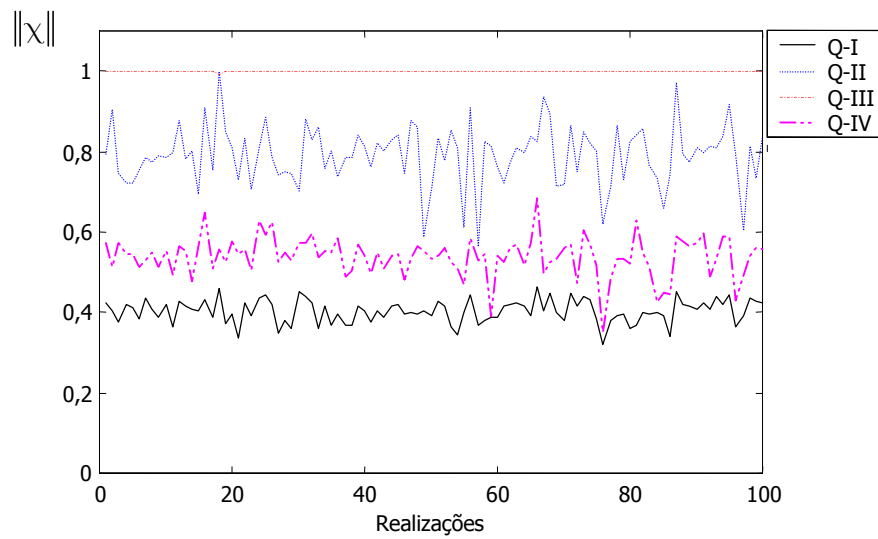


Fig. 4.16 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 2$.

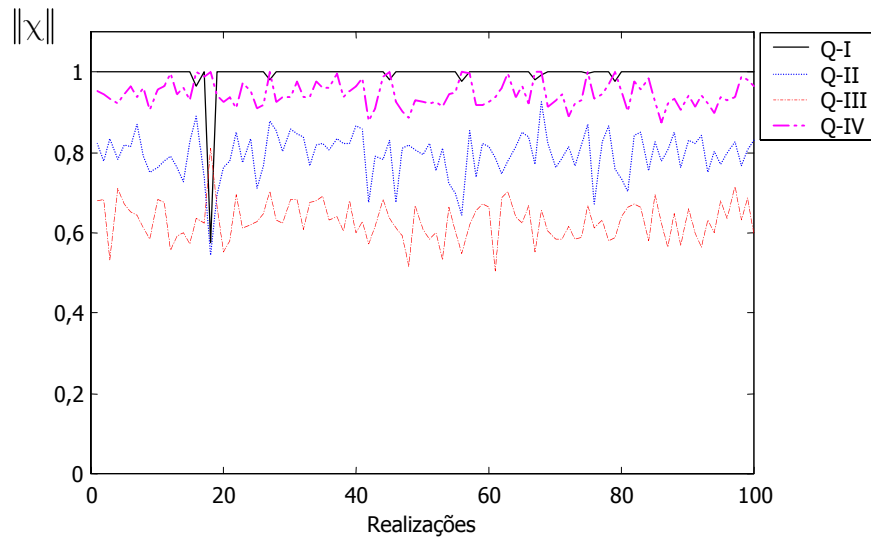


Fig. 4.17 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 3$.

Como pode ser verificado nas Figs. 4.16 e 4.17, para o segundo e terceiro nível de decomposição, respectivamente, foram selecionados não corretamente, outros quadrantes, correspondentes às outras soluções (OS) mostrada no respectivo histograma (Fig. 4.9). Como conseqüência, nas decomposições subseqüentes (Figs. 4.18 e 4.19) outras regiões serão selecionadas, as quais não correspondem à região de convergência.

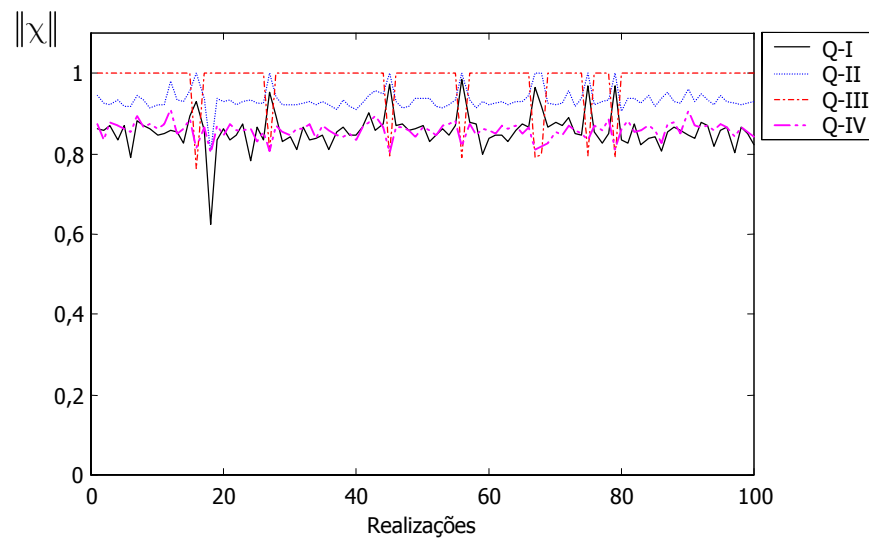


Fig. 4.18 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 4$.

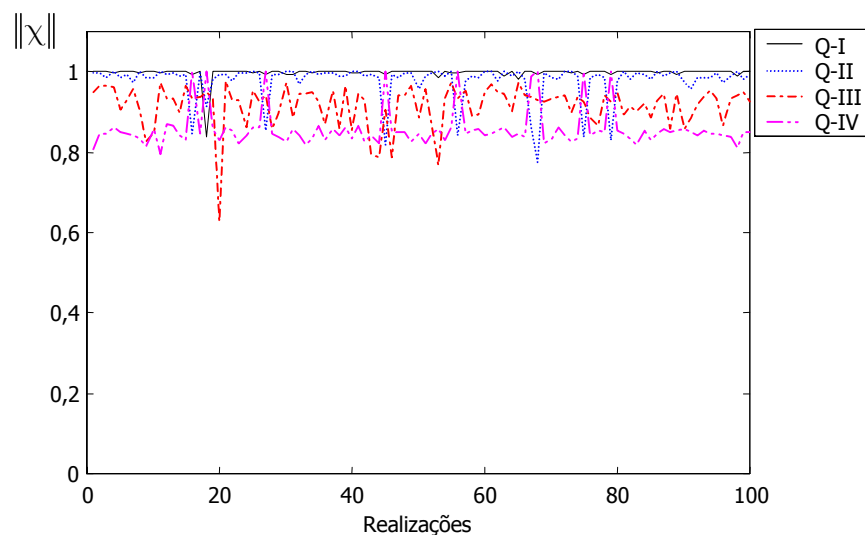


Fig. 4.19 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 5$.

Os resultados obtidos para o critério de escolha da região vencedora, ilustrados nas Figs. 4.15 a 4.19, mostram que, conforme os limites do espaço de busca se aproximam dos limites da região de convergência, as características do melhor indivíduo (média e variância da aptidão), em cada sub-região, tendem a valores muito próximos. Essa característica induz que a divisão sistemática do espaço de busca contribui, significativamente, para que o AG encontre a região de convergência.

- *Caso 2*: $n_{pop} = 10$ e $n_g = 20$.

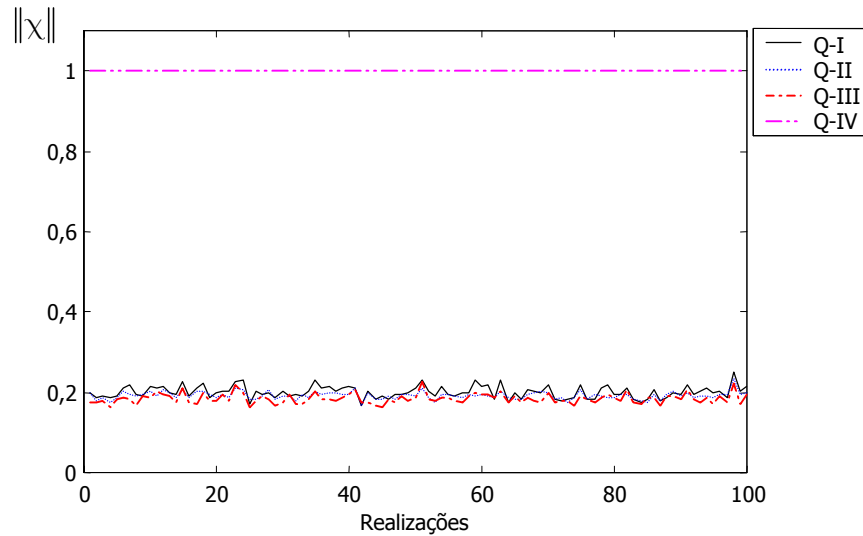


Fig. 4.20 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 1$.

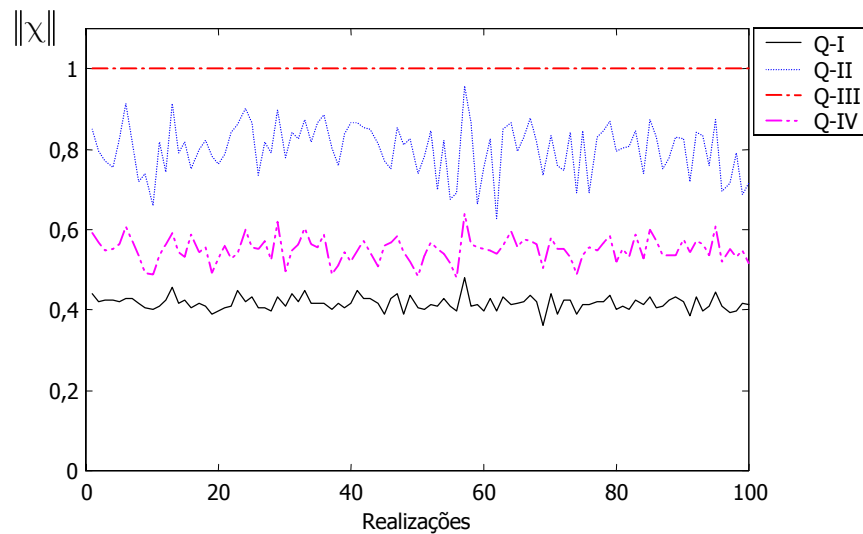


Fig. 4.21 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 2$.

Neste caso, com o aumento do número de gerações, o segundo nível de decomposição do espaço de busca mostra-se mais eficiente do que no *Caso 1*, não sendo encontrada nenhuma solução diferente daquela esperada. Esta eficiência é mantida nas decomposições subsequentes (Figs. 4.22 a 4.24), ficando mais evidenciada a disputa entre os quadrantes Q-I e Q-II, no quinto nível de partição do espaço de busca.

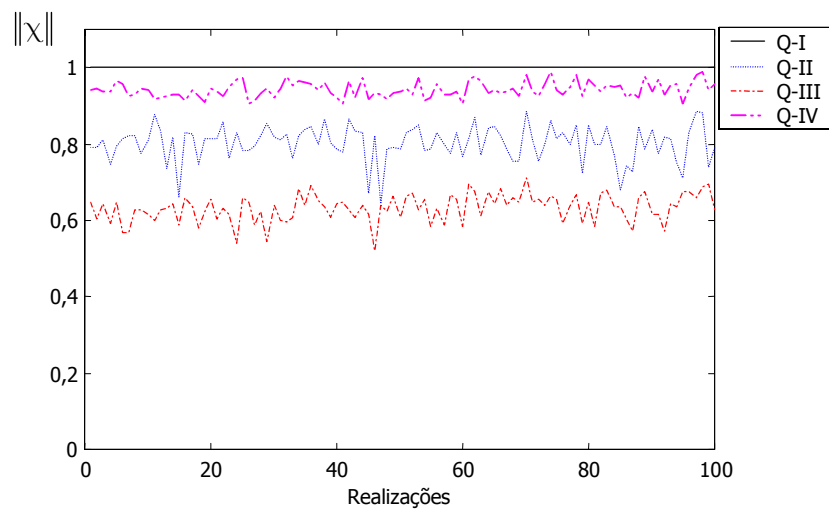


Fig. 4.22 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 3$.

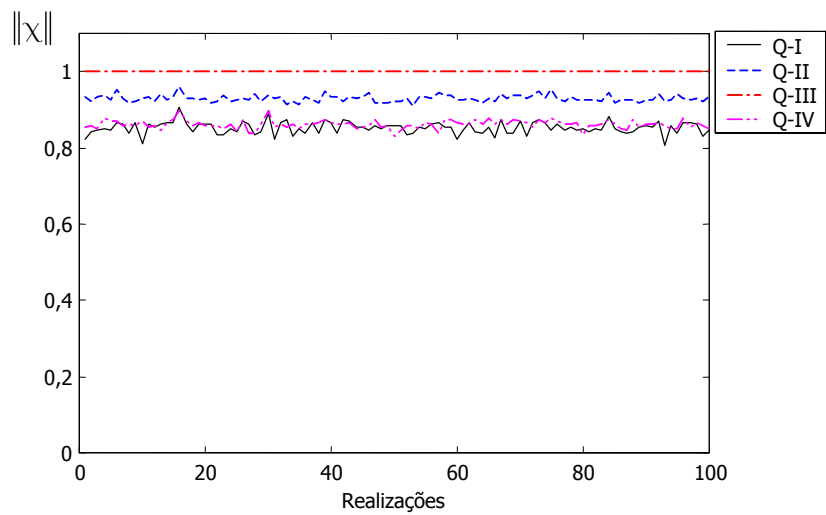


Fig. 4.23 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 4$.

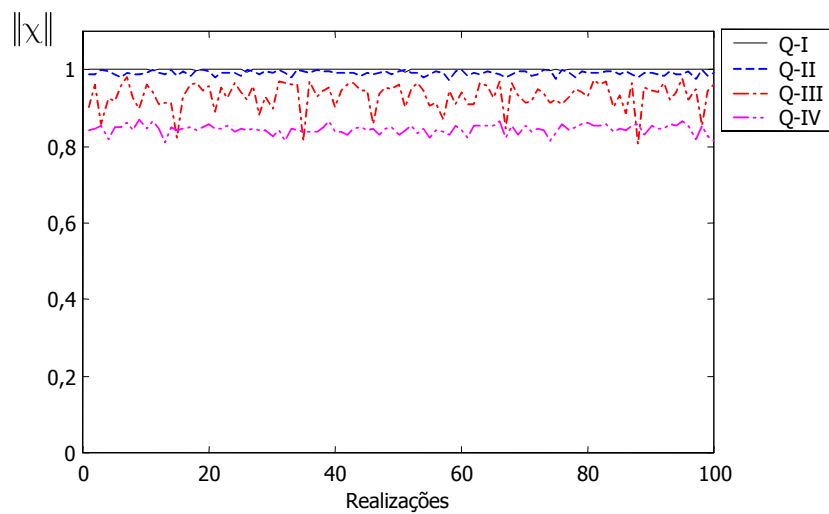
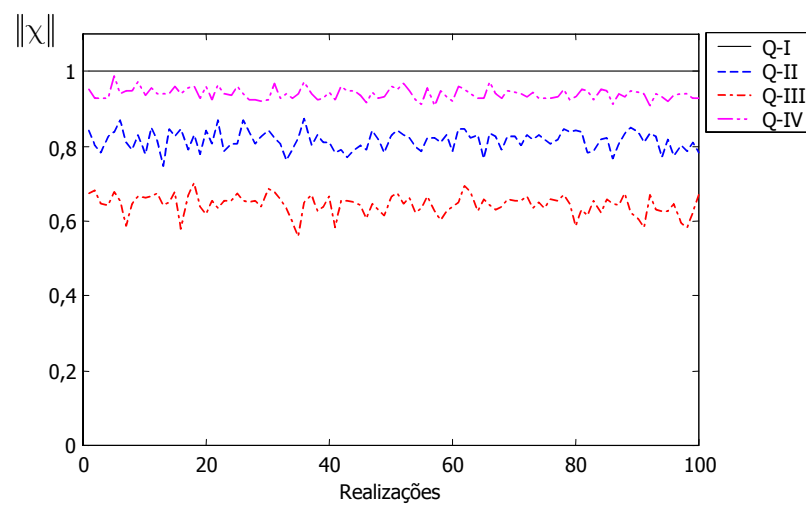
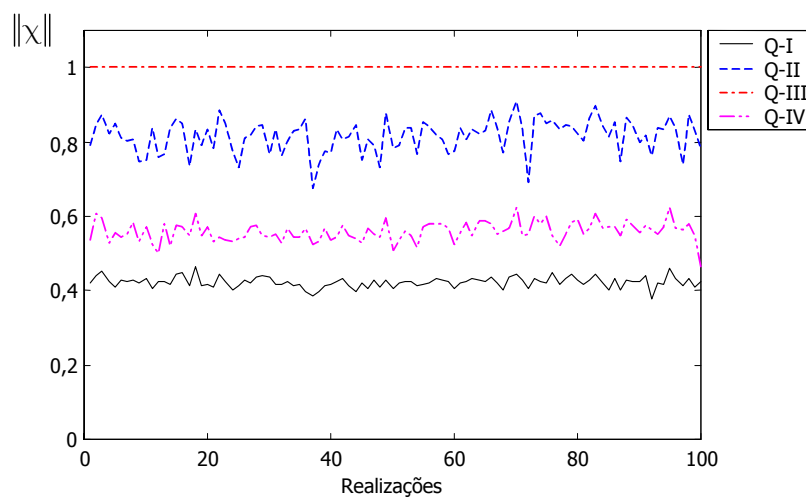
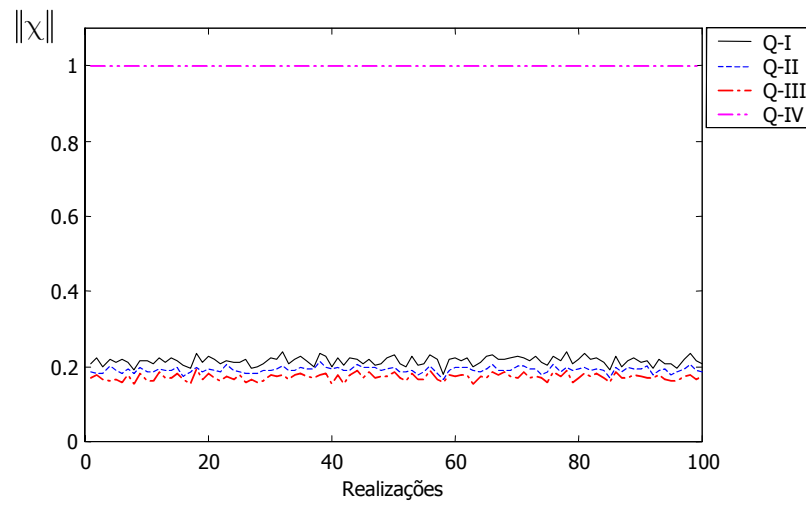


Fig. 4.24 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 5$.

- *Caso 3:* $n_{pop} = 10$ e $n_g = 30$.



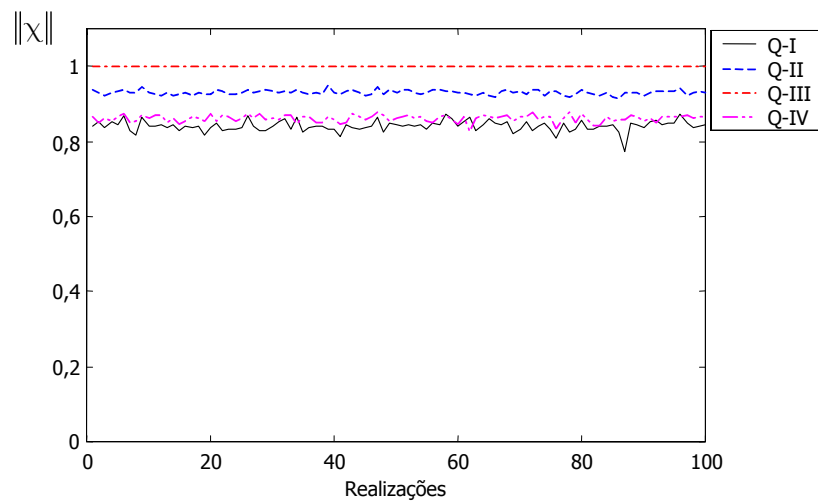


Fig. 4.28 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 4$.

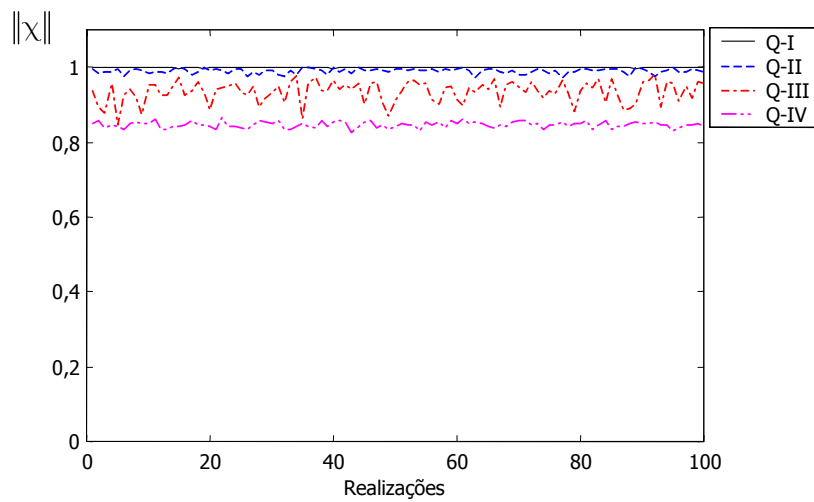


Fig. 4.29 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 5$.

- *Caso 4:* $n_{pop} = 20$ e $n_g = 10$.

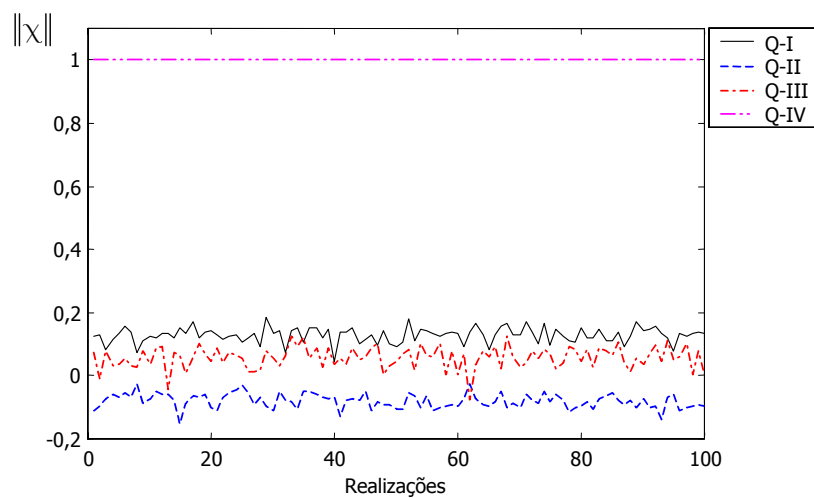


Fig. 4.30 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 1$.

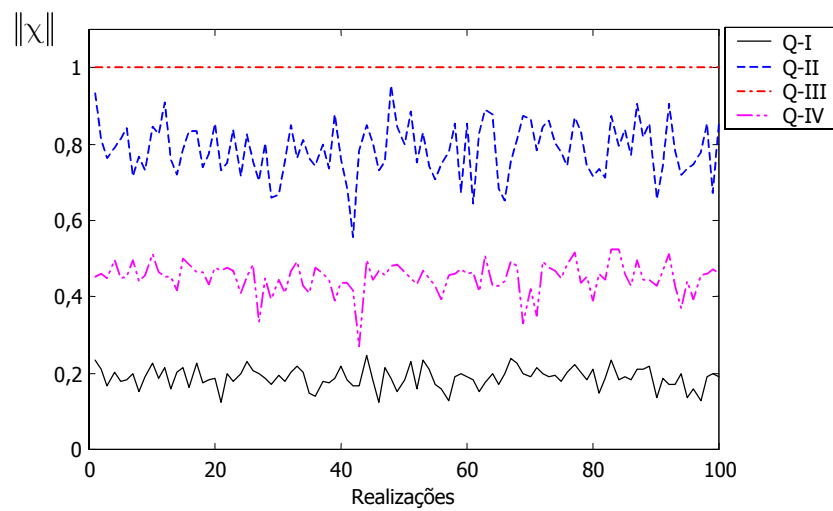


Fig. 4.31 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 2$.

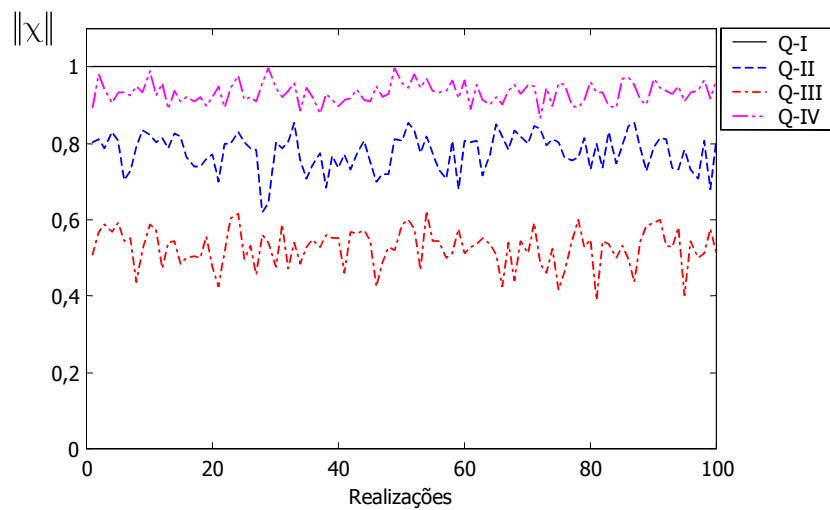


Fig. 4.32 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 3$.

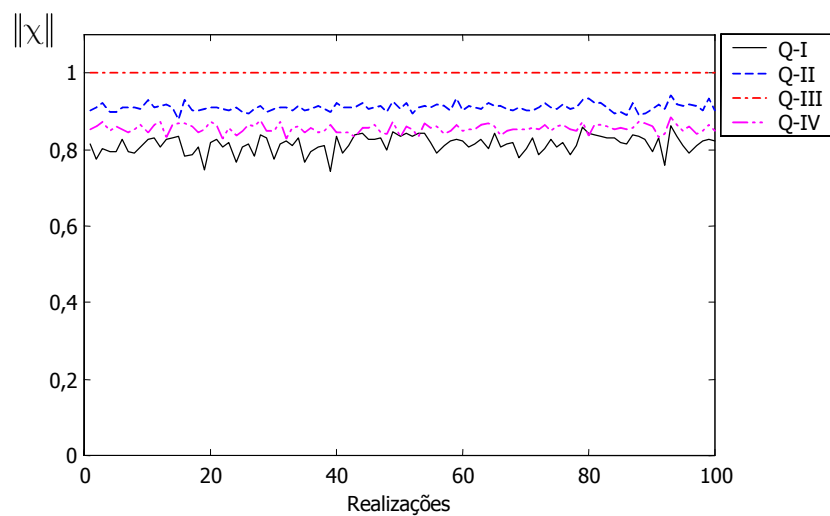


Fig. 4.33 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 4$.

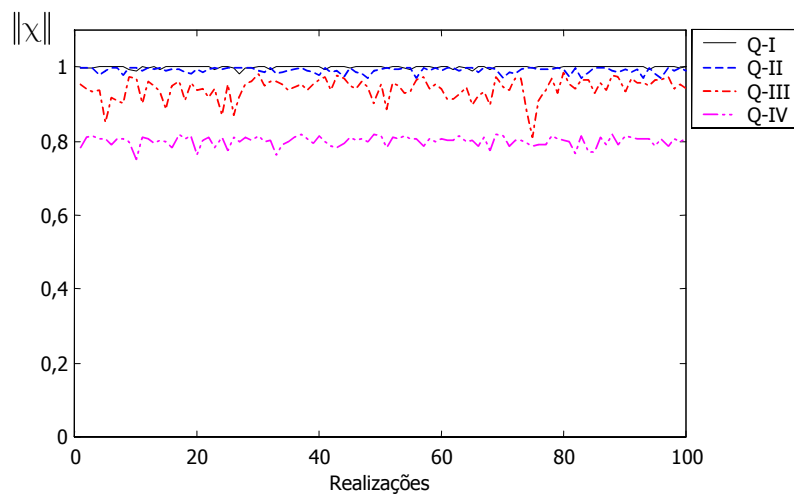


Fig. 4.34 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 5$.

- *Caso 5:* $n_{pop} = 20$ e $n_g = 20$.

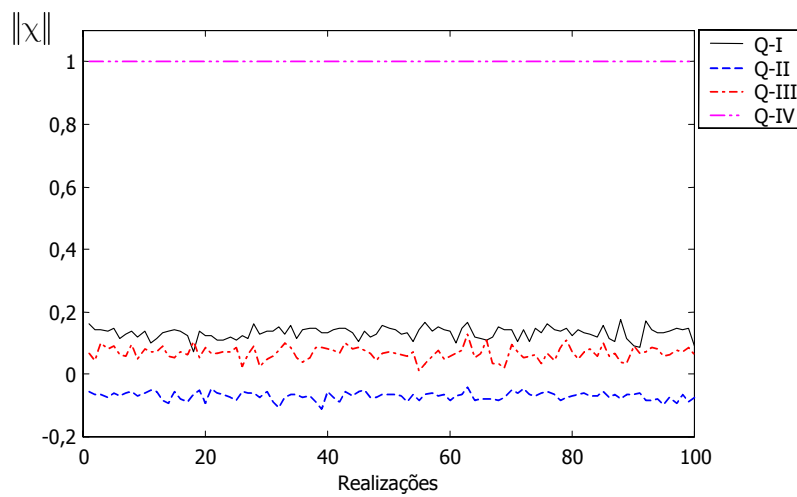


Fig. 4.35 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 1$.

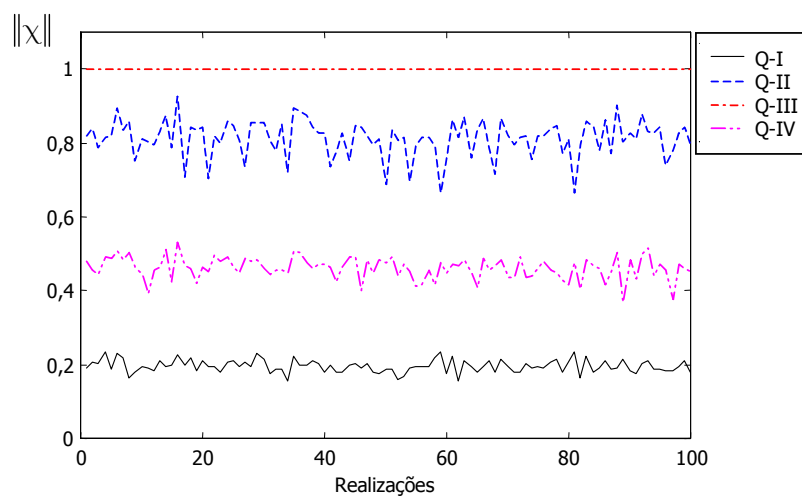


Fig. 4.36 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 2$.

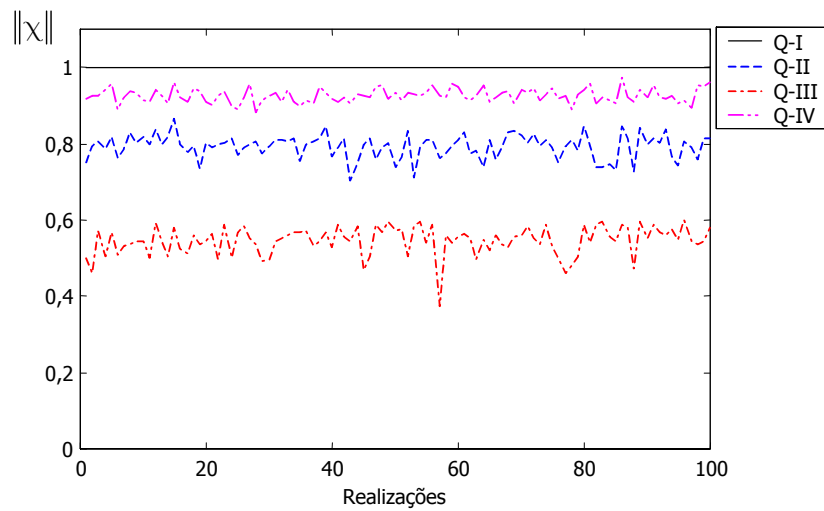


Fig. 4.37 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 3$.

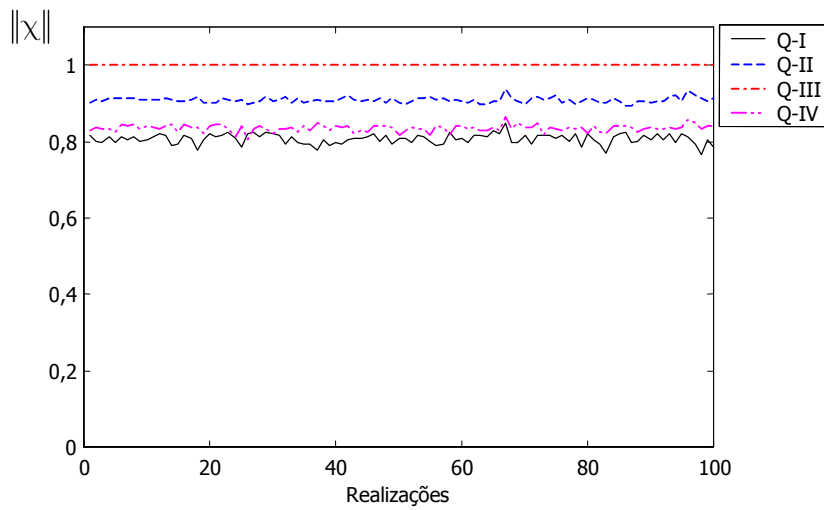


Fig. 4.38 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 4$.

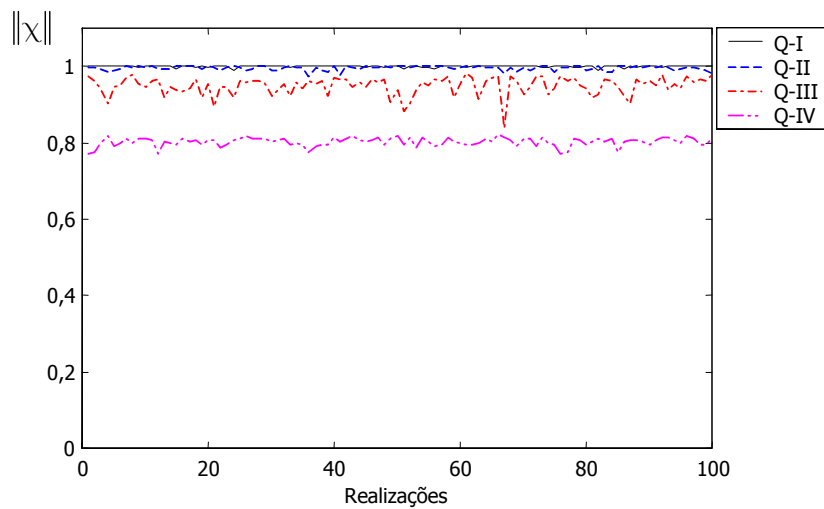


Fig. 4.39 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 5$.

- *Caso 6:* $n_{pop} = 20$ e $n_g = 30$.

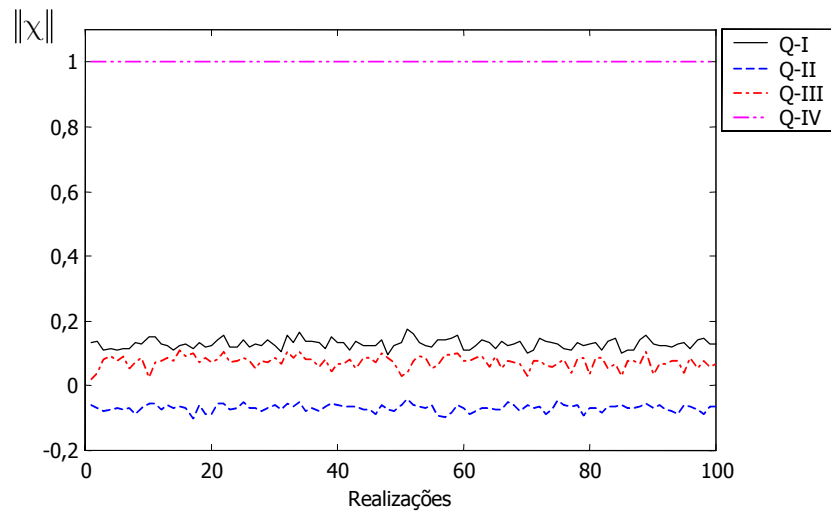


Fig. 4.40 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 1$.

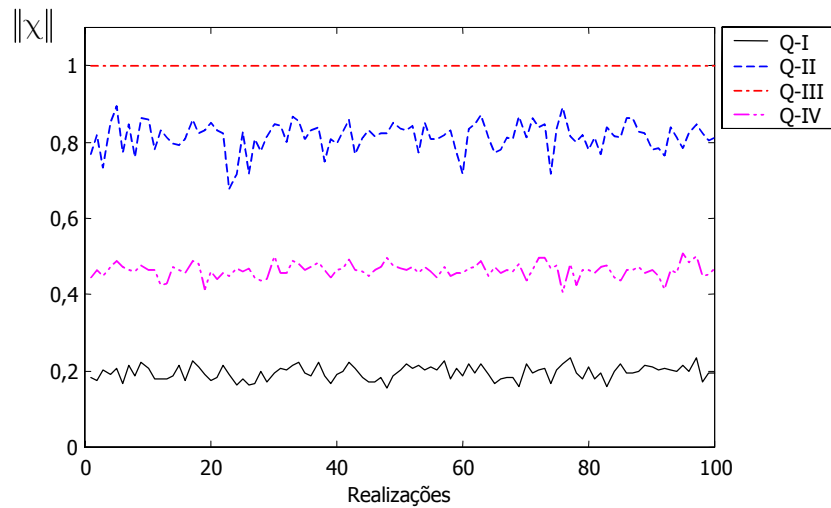


Fig. 4.41 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 2$.

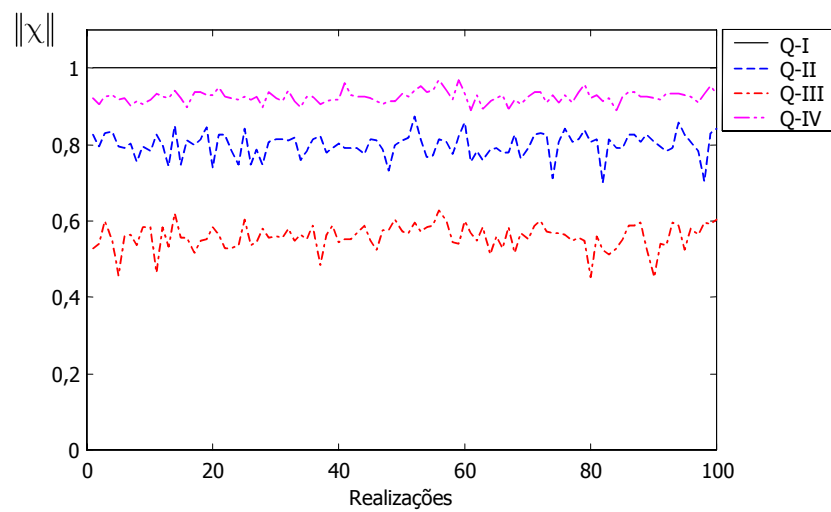


Fig. 4.42 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 3$.

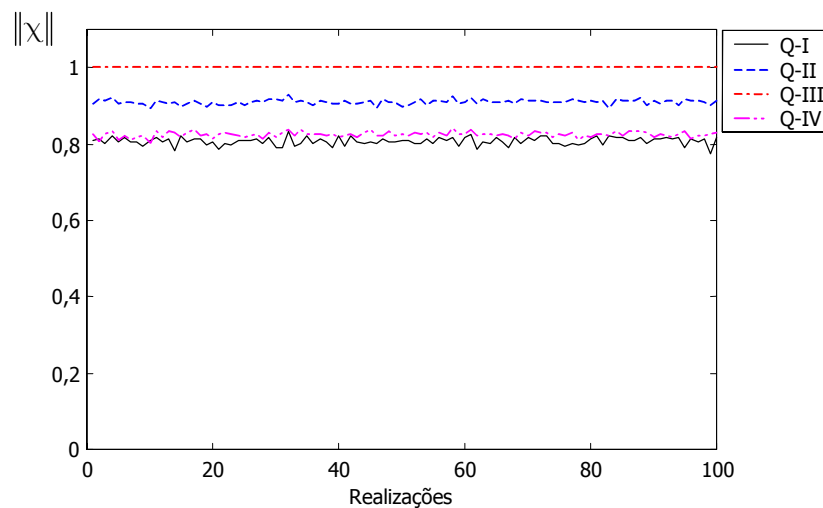


Fig. 4.43 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 4$.

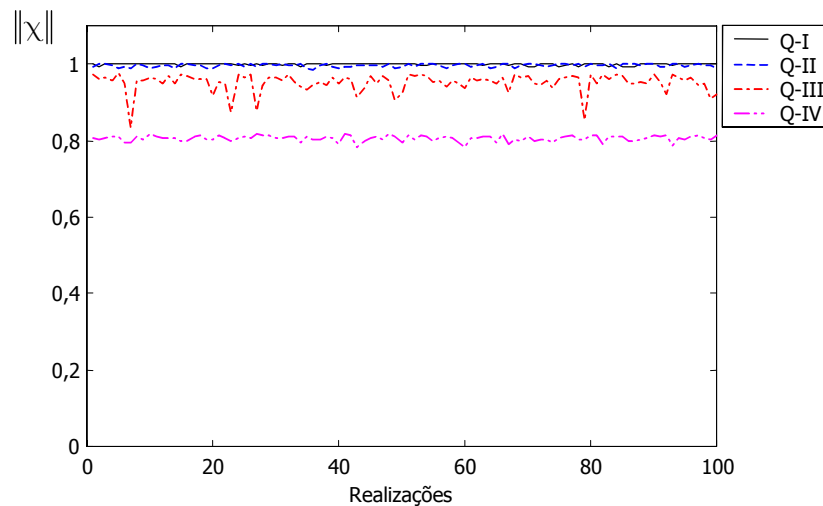


Fig. 4.44 – Critério de escolha da região vencedora: $\varphi = 5$.

Pode ser verificado nos casos de 2 a 6 uma disputa entre os quadrantes Q-I e Q-II, no quinto nível de decomposição do espaço de busca, mostrando que o algoritmo encontra dois caminhos para atingir a região de convergência. Na Fig. 4.2 é ilustrada a divisão do espaço de busca e onde pode ser constatado que a região que contém o ponto ótimo é compartilhada pelos dois quadrantes.

Dentre os casos estudados, os de maior probabilidade de encontrar a solução ótima são aqueles que apresentam o maior número de gerações (Tabela 4.5). Essa condição influencia também no critério de escolha da região vencedora, o qual apresenta valores bem distintos para esses casos.

4.5.3 Análise da função erro de simetria da resposta ao impulso

Na seção anterior foi feita uma análise do critério de escolha da região vencedora, mostrando o desempenho dessa medida, considerando um aumento do número de indivíduos e de gerações ao longo dos cinco níveis de decomposição do espaço de busca. Esta seção complementa o estudo anterior fazendo uma análise do erro de simetria da resposta ao impulso. A análise será realizada considerando o quadrante vencedor (Q_v), em cada decomposição (φ), ao longo das realizações. Para tal, serão extraídas a média e a variância da função erro de simetria da resposta ao impulso, dados por:

$$\bar{\sigma}_{\varepsilon_h}^2(\varphi, Q_v) = \frac{1}{\Re} \sum_{i=1}^{\Re} \frac{1}{\gamma_i(\varphi, Q_v)} \quad (4.9)$$

$$\Omega_{\sigma_{\varepsilon_h}^2}(\varphi, Q_v) = \frac{1}{\Re - 1} \sum_{i=1}^{\Re} \left(\frac{1}{\gamma_i(\varphi, Q_v)} - \bar{\sigma}_{\varepsilon_h}^2(\varphi, Q_v) \right)^2 \quad (4.10)$$

Como o objetivo da equalização é a minimização da função erro de simetria da resposta ao impulso, os resultados obtidos através da Eq. (4.9) e Eq. (4.10) serão normalizados em relação ao valor desta função para o filtro sem equalização ($\varphi = 0$), de forma a verificar a atenuação do erro. A análise será feita para as duas soluções encontradas: ($S1 = [4 \ 3 \ 1 \ 3 \ 1]$ e $S2 = [4 \ 3 \ 1 \ 3 \ 2]$).

Os resultados obtidos para o *Caso 1* não atendem os objetivos da equalização (Fig. 4.9 e Tabela 4.5), portanto, a presente análise será aplicada nos casos de 2 a 6.

- *Caso 2:* $n_{pop} = 10$ e $n_g = 20$.

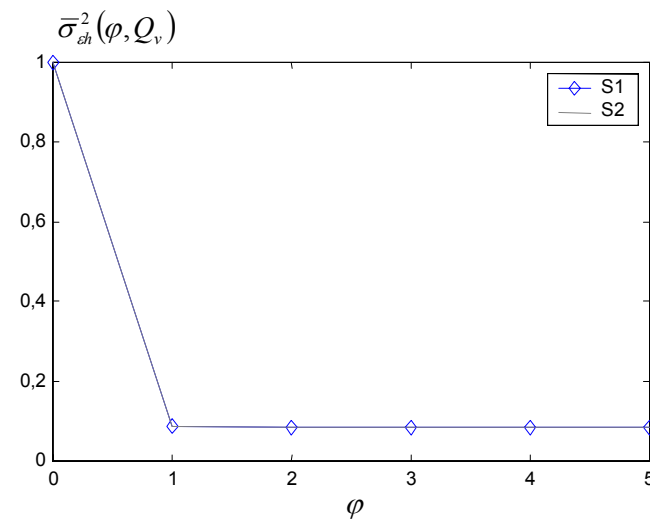


Fig. 4.45 – Média normalizada da função erro de simetria da resposta ao impulso.

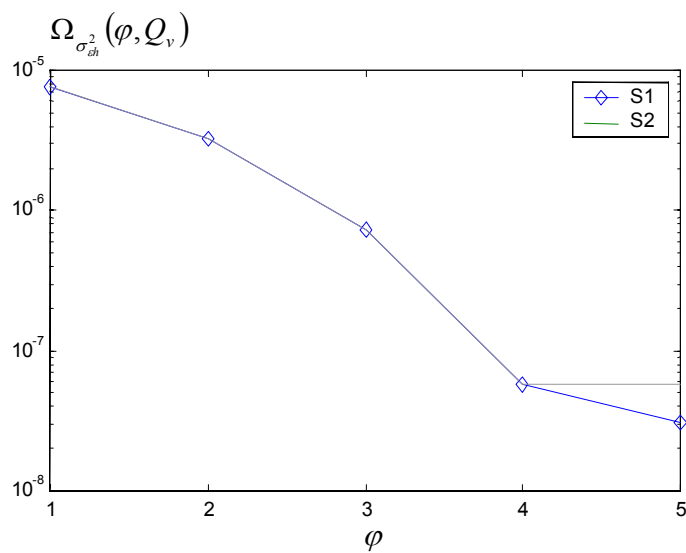


Fig. 4.46 – Variância da função erro de simetria da resposta ao impulso.

- *Caso 3:* $n_{pop} = 10$ e $n_g = 30$.

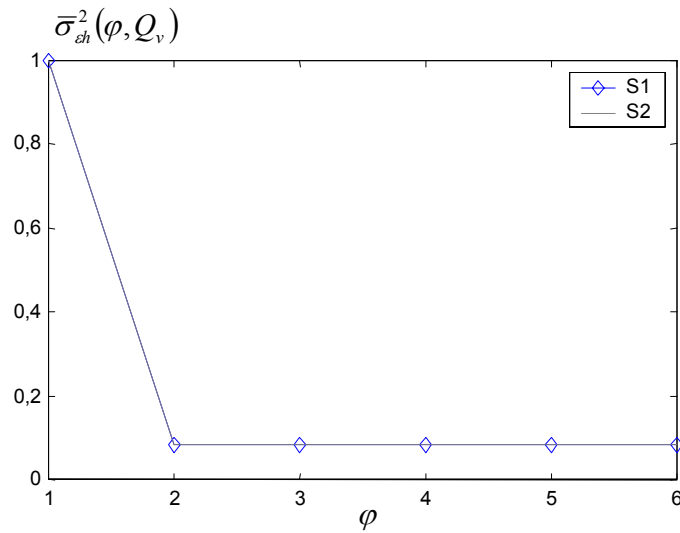


Fig. 4.47 – Média normalizada da função erro de simetria da resposta ao impulso.

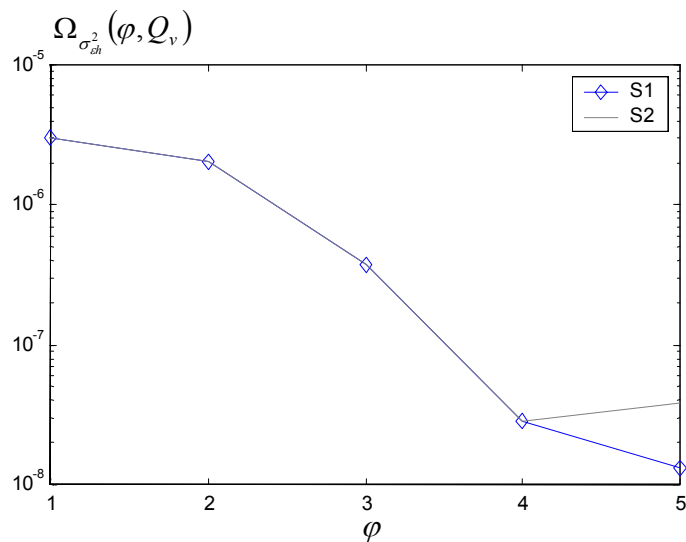


Fig. 4.48 – Variância da função erro de simetria da resposta ao impulso.

- *Caso 4:* $n_{pop} = 20$ e $n_g = 10$.

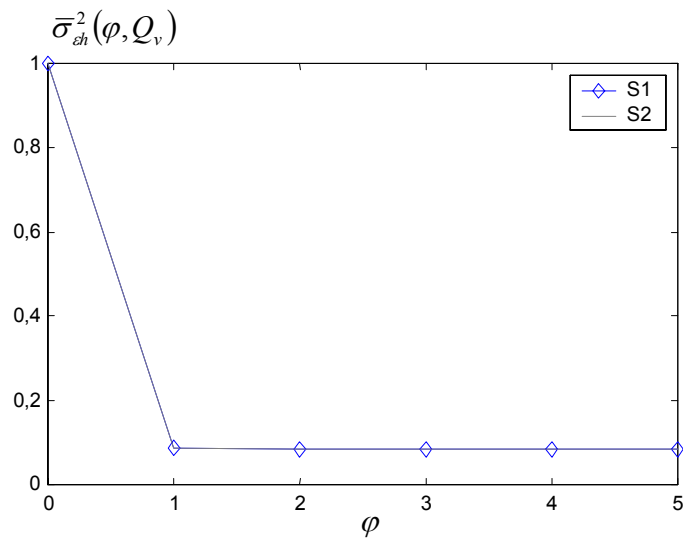


Fig. 4.49 – Média normalizada da função erro de simetria da resposta ao impulso.

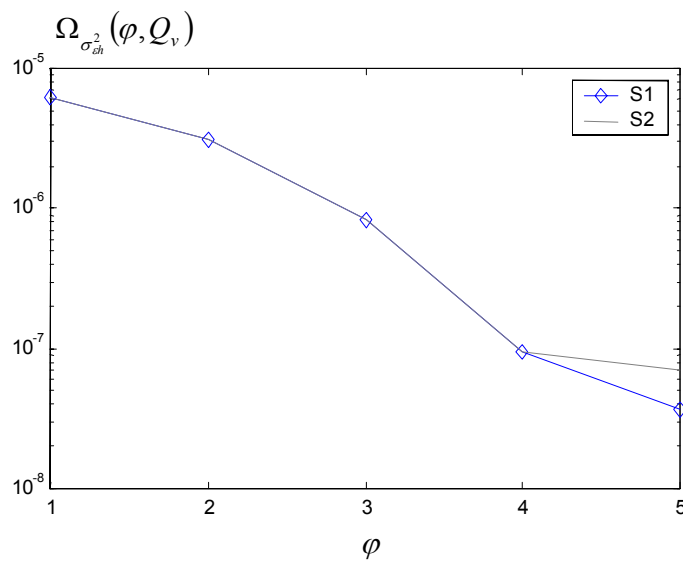


Fig. 4.50 – Variância da função erro de simetria da resposta ao impulso.

- *Caso 5:* $n_{pop} = 20$ e $n_g = 20$.

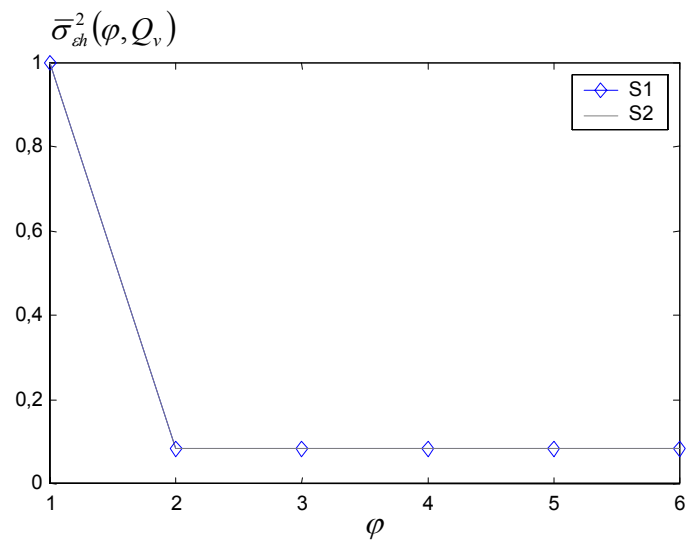


Fig. 4.51 – Média normalizada da função erro de simetria da resposta ao impulso.

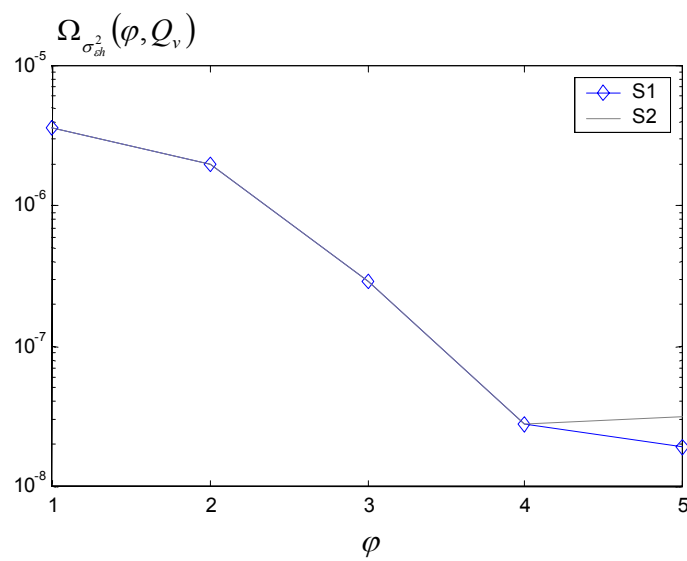


Fig. 4.52 – Variância da função erro de simetria da resposta ao impulso.

- *Caso 6:* $n_{pop} = 20$ e $n_g = 30$.

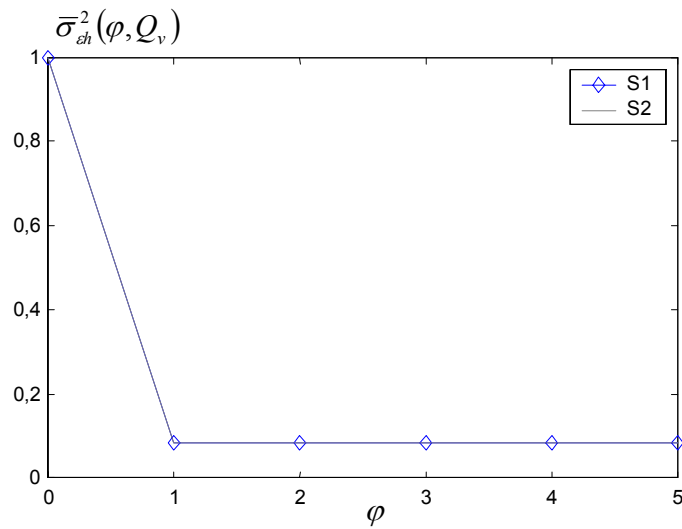


Fig. 4.53 – Média normalizada da função erro de simetria da resposta ao impulso.

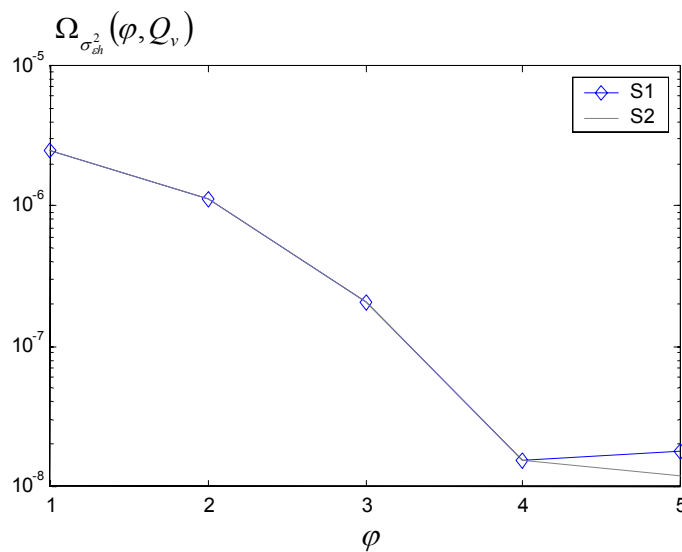


Fig. 4.54 – Variância da função erro de simetria da resposta ao impulso.

Pode ser verificado, através das Figs. 4.45 a 4.54, que as médias normalizadas da função erro de simetria da resposta ao impulso, para as duas soluções, apresentam a mesma ordem de grandeza ao longo das decomposições. Através da análise da variância nas realizações, verifica-se uma diferença após o quarto nível de decomposição, uma vez que cada solução converge para a região ótima por caminhos diferentes.

4.5.4 Coeficiente de atenuação da função erro de simetria da resposta ao impulso

Nas equalizações realizadas não existe uma diferença significativa nos valores da função erro de simetria ao longo das decomposições. Portanto, o número de decomposições, que influencia na complexidade computacional relativa (Eq. (4.1)), pode ser reduzido. Essa premissa pode ser comprovada pela introdução de um coeficiente de atenuação que relaciona o erro de simetria da resposta ao impulso com o número de decomposições, dado por:

$$\lambda(\varphi, Q_v)|_{dB} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\sigma_{\varepsilon h}^2(\varphi, Q_v)}{\sigma_{\varepsilon h}^2(\varphi(0))} \right), \quad (4.11)$$

onde $\sigma_{\varepsilon h}^2(\varphi(0))$ representa a função erro de simetria da resposta ao impulso do filtro sem equalização.

As figuras a seguir mostram o comportamento do coeficiente de atenuação para os casos estudados.

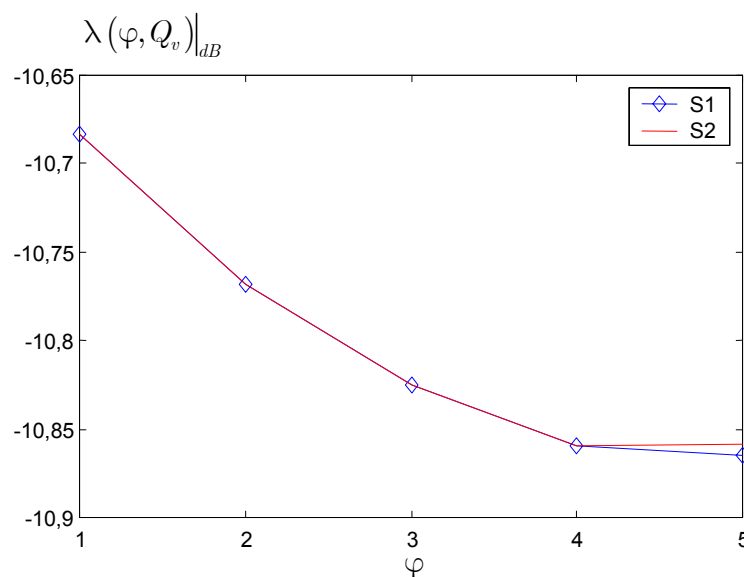


Fig. 4.55 – Coeficiente de atenuação (Caso 2).

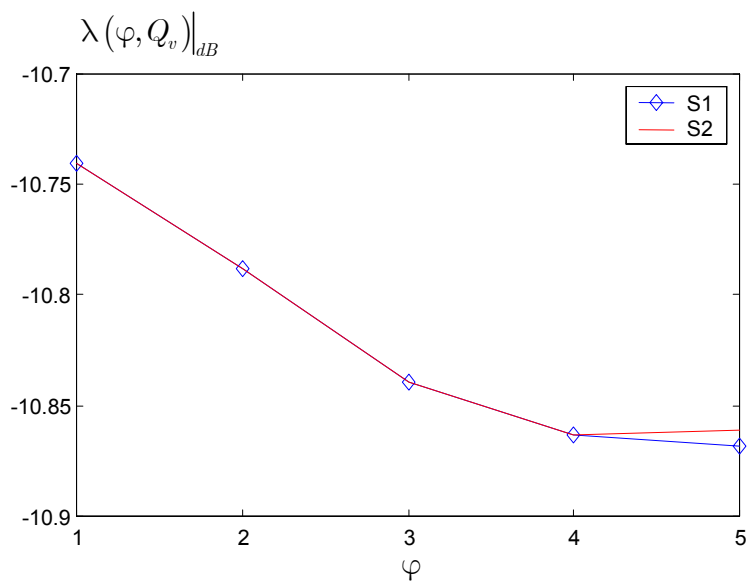


Fig. 4.56 – Coeficiente de atenuação (Caso 3).

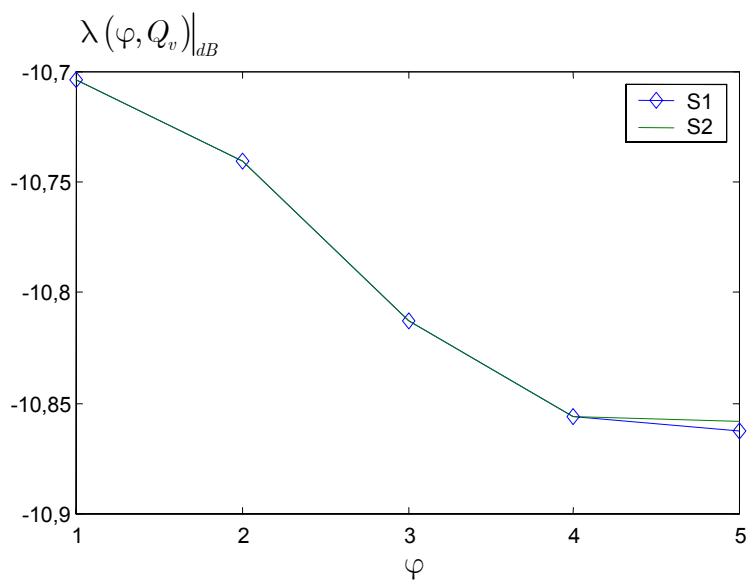


Fig. 4.57 – Coeficiente de atenuação (Caso 4).

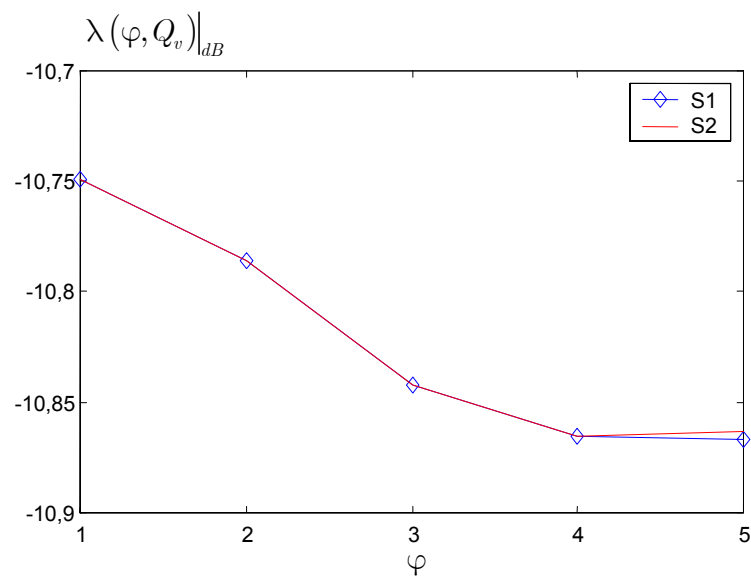


Fig. 4.58 – Coeficiente de atenuação (Caso 5).

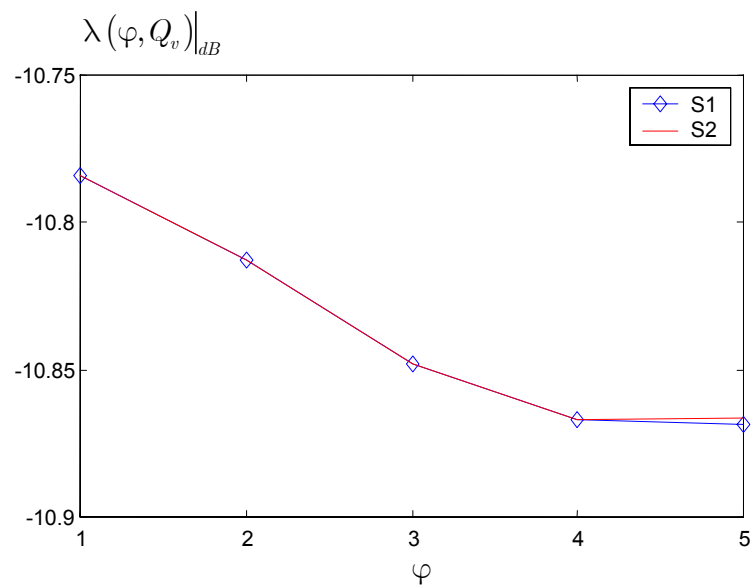


Fig. 4.59 – Coeficiente de atenuação (Caso 6).

O coeficiente de atenuação para o *Caso 2* (Fig. 4.55), dentre os apresentados, foi o que produziu o pior resultado para a primeira decomposição ($\varphi = 1$), comprovando a premissa de que, para se obter um resultado mais preciso é necessário um maior número de indivíduos ou um número maior de gerações. Essa afirmativa é verificada para o *Caso 6* (Fig. 4.59), o qual apresentou a menor atenuação na primeira decomposição.

Do ponto de vista da complexidade computacional relativa, o ganho obtido depois do terceiro nível de decomposição ($\varphi = 3$) não justifica o uso de um maior número de decomposições. Essa consideração é válida uma vez que estamos fazendo uso de uma única seção equalizadora de 2ª ordem, dentro de um espaço de busca no qual sabe-se que o algoritmo converge para a região ótima.

4.6 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou um Algoritmo Genético Modificado, baseado na estrutura de decomposição *quadtree*. Essa abordagem da divisão sistemática do espaço de busca aliada a um procedimento de busca e competição entre as regiões procura associar um compromisso entre eficiência e eficácia para o Algoritmo Genético convencional. Através de um reduzido número de indivíduos evoluindo ao longo de um número reduzido de gerações, em cada uma das regiões, obtém-se a região de convergência. A determinação da região vencedora, em cada nível de divisão do espaço de busca, é feita através de um critério de seleção. A formulação desse critério leva em conta as características da evolução do melhor indivíduo por região.

No capítulo seguinte são apresentados os resultados e análises da aplicação deste algoritmo no problema de equalização de filtros passa-baixas, projetados em magnitude através das aproximações clássicas (Chebyshev e elíptico).

Capítulo 5

Aplicações dos métodos propostos

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados alguns exemplos de aplicação dos métodos propostos na equalização de filtros passa-baixas. Tais filtros são projetados usando-se as aproximações clássicas do tipo Chebyshev e elíptico. O objetivo principal deste capítulo é fazer uma avaliação de desempenho tanto do critério do erro de simetria da resposta ao impulso quanto do algoritmo de otimização proposto.

5.2 CARACTERÍSTICAS DOS FILTROS

O projeto de equalizadores de fase utilizando a técnica proposta será aplicado a dois filtros passa-baixas de 8ª ordem. As principais características desses filtros são: distorção na banda passante ($A_{\max}[dB] = 0,5$), fator de seletividade ($\omega_s / \omega_p = 2,0$). A Fig. 5.1 mostra as respostas ao impulso normalizadas para os filtros Chebyshev e elíptico sem equalização cuja variância do erro de simetria ($\sigma_{\varepsilon h}^2$) são $10,94 \times 10^{-4}$ e $13,45 \times 10^{-4}$, respectivamente.

5.3 PROJETO DE UM EQUALIZADOR VIA BUSCA EXAUSTIVA

Para avaliar o desempenho dos métodos propostos neste trabalho, inicialmente será realizado o projeto de um equalizador de 2ª ordem através de busca exaustiva, para obter os coeficientes do equalizador e a superfície de desempenho característica para a função *erro de simetria da resposta ao impulso*. O processo de busca exaustiva é bidimensional, dentro de um espaço de busca limitado: $\{a_0, a_1 \in [0,01; 5,01]\}$, considerando

256 níveis de resolução (horizontal e vertical). As variáveis (a_0, a_1) representam os coeficientes de um equalizador de segunda ordem (Eq. (2.26)).

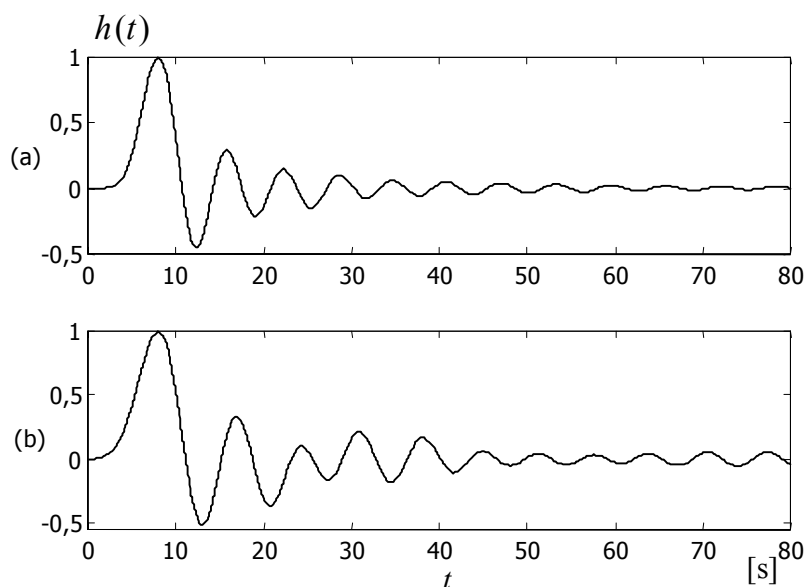


Fig. 5.1 - Respostas ao impulso dos filtros: (a) Chebyshev e (b) elíptico.

As Figs. 5.2 e 5.4 ilustram a superfície de desempenho do erro de simetria da resposta ao impulso (normalizada), para os filtros Chebyshev e elíptico, respectivamente. Verifica-se que as superfícies são multimodais e a ocorrência de mínimos locais é recorrente. Para melhor caracterizar a função erro usada, optou-se por considerar o inverso da função erro de simetria. As Figs. 5.3 e 5.5 detalham melhor a região de convergência, através das curvas de nível correspondentes às superfícies de desempenho para os filtros considerados. A Tabela 5.1 apresenta os seguintes resultados numéricos: os coeficientes do equalizador e os valores para a função erro de simetria da resposta ao impulso considerando as soluções encontradas, via busca exaustiva, para um equalizador de 2ª ordem, dentro de um espaço de busca delimitado.

Tabela 5.1 - Resultados da equalização via busca exaustiva

Filtros	Coefficientes do equalizador	$\sigma_{\varepsilon_h}^2 \times 10^{-4}$
Chebyshev	[0,657; 0,226]	1,1648
Elíptico	[0,63; 0,20]	1,5695

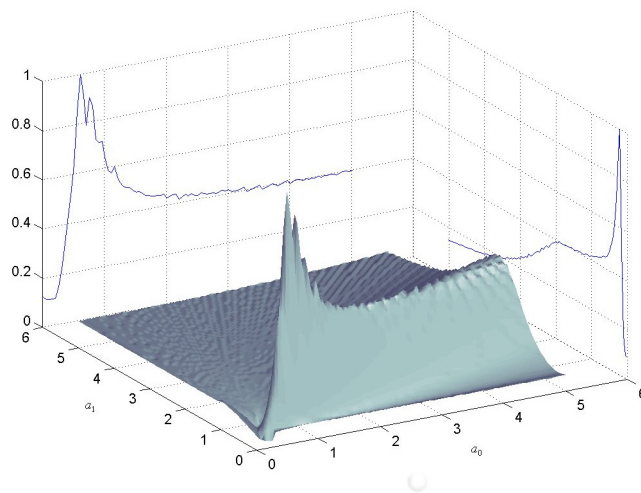


Fig. 5.2 - Superfície de desempenho do erro de simetria da resposta ao impulso para o filtro Chebyshev equalizado.

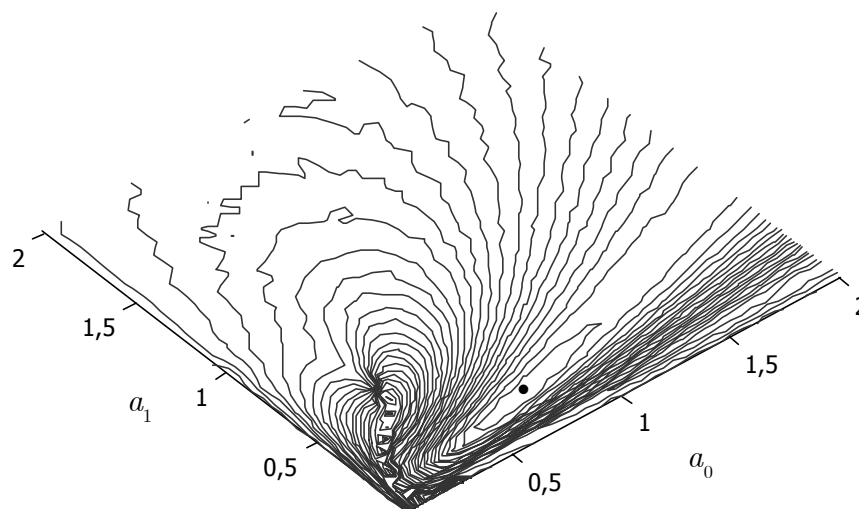


Fig. 5.3 - Curvas de nível correspondentes à superfície de desempenho da Fig. 5.2.

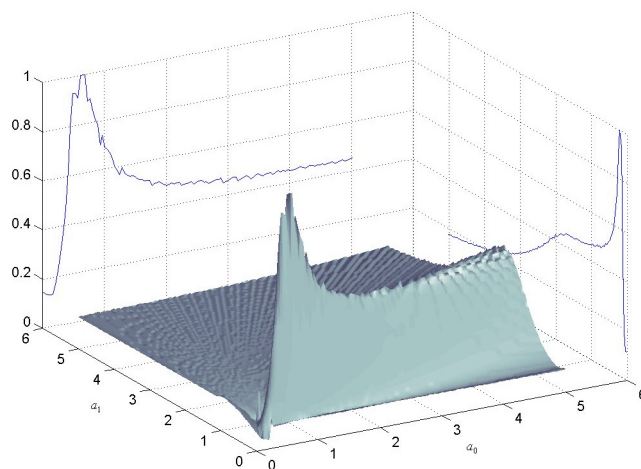


Fig. 5.4 - Superfície de desempenho do erro de simetria da resposta ao impulso para o filtro elíptico equalizado.

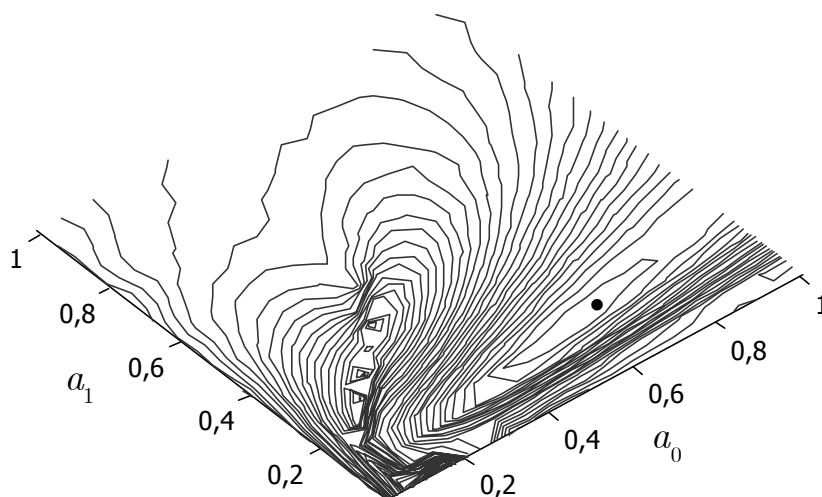


Fig. 5.5 - Curvas de nível correspondentes à superfície de desempenho da Fig. 5.4.

5.4 PROJETO DE UM EQUALIZADOR USANDO O MÉTODO DOWNHILL SIMPLEX

Um dos mais usados métodos de otimização, que não usa derivadas da função objetivo é o algoritmo *Downhill Simplex Method* (DHSM) [19] ou *Nelder-Mead Simplex*. O método é geométrico e para um sistema de M variáveis são geradas M estimativas adicionais à estimativa inicial. Assim, a figura geométrica formada é M -dimensional, constituída de $(M+1)$

pontos, os quais são os vértices da figura. Assumido qualquer ponto como origem, os outros M pontos definem um vetor de direções, os quais formam um espaço vetorial M -dimensional. Através de uma seqüência de transformações geométricas elementares (reflexão, contração e expansão) a figura inicial move-se, expande-se ou contrai-se. Para determinar as transformações apropriadas o método usa unicamente valores da função a ser otimizada, nos respectivos vértices. Após cada transformação, o pior ponto corrente é substituído por um melhor.

O método DHSM, aplicado ao projeto de equalizadores, mostrou-se muito dependente das estimativas iniciais, comprovado pelos resultados ilustrados na Fig. 5.6. Esta figura mostra a evolução das estimativas sobre a superfície de desempenho. O símbolo (\times) indica o ponto de partida e o símbolo (\bullet) a solução ótima.

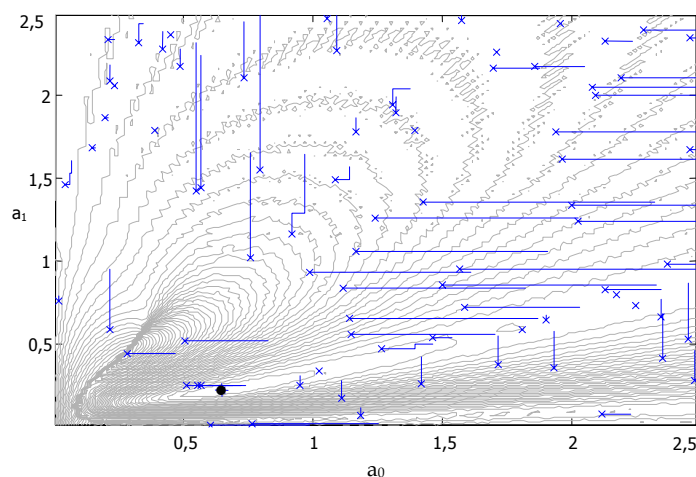


Fig. 5.6- Evolução das estimativas para a equalização do filtro Chebyshev, via DHSM.

Neste exemplo, para a equalização do filtro Chebyshev, foram lançadas randomicamente 80 estimativas iniciais, submetidas a 100 iterações, perfazendo um total de 8000 avaliações da função objetivo. Nesse caso, não sendo consideradas as estimativas geradas pelo algoritmo para criar o poliedro flexível, o que elevaria o número de avaliações da

função objetivo por iteração. Dentre as estimativas, apenas 3, inicialmente próximas do ponto ótimo é que apresentam uma tendência de convergir à região ótima.

Para melhorar o desempenho desse método, também será utilizada a divisão do espaço de busca em quadrantes. Em cada quadrante, serão randomicamente lançadas as estimativas (20 para cada quadrante) e submetidas a um processo de busca (10 iterações), perfazendo um total de 200 avaliações da função objetivo por quadrante (Eq. (3.2)). Nesse caso, não estão sendo consideradas as estimativas geradas pelo algoritmo para gerar o poliedro flexível. As Figs. 5.7 e 5.8 ilustram, respectivamente, para o filtro Chebyshev e elíptico, a evolução da melhor estimativa por quadrante, após 10 iterações. A Tabela 5.2 apresenta os resultados, considerando três níveis de decomposição do espaço de busca.

Pode ser constatado que o método DHSM também é beneficiado pela segmentação do espaço na busca (Tabela 5.2). Considerando o critério de escolha $\|\chi\|$, a região vencedora no 3º nível de decomposição é o quadrante (II), para ambos os filtros. As estimativas encontradas são: [0,9022; 0,2838] para o filtro Chebyshev e [0,718; 0,1967] para o filtro elíptico, ambas após 2400 avaliações da função objetivo.

As respectivas respostas ao impulso dos filtros equalizados, utilizando os coeficientes encontrados são mostradas na Fig. 5.9. Para efeito de comparação, são mostradas também as respostas ao impulso para esses mesmos filtros utilizando os coeficientes da Tabela 5.1 (busca exaustiva (BEX)). Os valores obtidos via DHSM, usando a segmentação do espaço de busca, embora diferentes daqueles da Tabela 5.1, produzem uma resposta ao impulso aproximadamente equivalente àquela obtida via busca exaustiva.

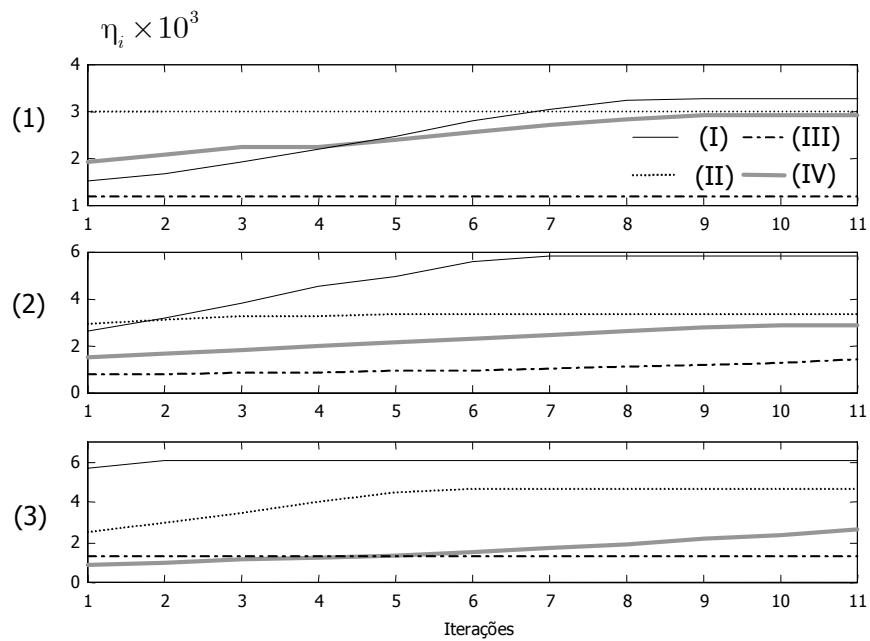


Fig. 5.7 - Evolução da aptidão da melhor estimativa por quadrante (I), (II), (III) e (IV), utilizando DHSM para a equalização do filtro Chebyshev. (1), (2) e (3) indicam os níveis de decomposição.

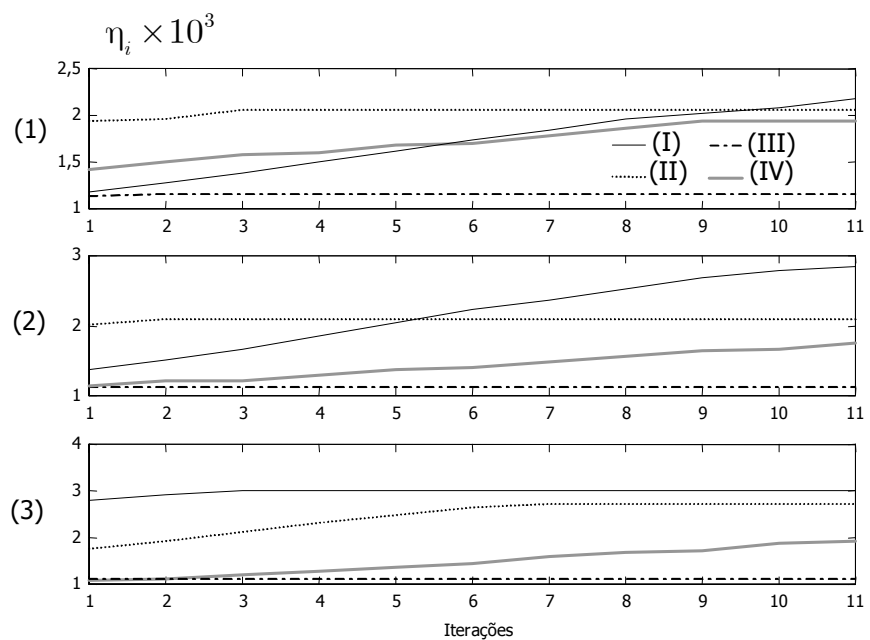


Fig. 5.8 - Evolução da aptidão da melhor estimativa por quadrante (I), (II), (III) e (IV) utilizando DHSM para a equalização do filtro elíptico. (1), (2) e (3) indicam o nível de decomposição.

Tabela 5.2 - Resultados obtidos via DHSM. (a) Chebyshev e (b) elíptico

		(I)		(II)		(III)		(IV)	
		(a)	(b)	(a)	(b)	(a)	(b)	(a)	(b)
1 ^a nível	$\max[\eta_i] \times 10^3$	3,3	2,2	3,0	2,0	1,2	1,2	2,9	1,9
	$\bar{\eta} \times 10^3$	2,6	1,7	3,0	2,0	1,2	1,2	2,5	1,7
	$\sigma_{\eta_i}^2 \times 10^6$	3,3	12	2,9	0,001	1,2	20	2,9	0,03
	$\ \chi\ $	1,0	1,0	0,56	0,67	0,22	0,33	0,78	0,78
2 ^a nível	$\max[\eta_i] \times 10^3$	5,8	2,8	3,4	2,1	1,4	1,1	2,9	1,7
	$\bar{\eta} \times 10^3$	4,9	2,2	3,3	2,1	1,0	1,1	2,3	1,4
	$\sigma_{\eta_i}^2 \times 10^6$	1,4	0,3	0,02	0,003	0,04	1×10^{-9}	0,2	0,04
	$\ \chi\ $	1,0	1,0	0,4	0,5	0,1	0,3	0,3	0,5
3 ^a nível	$\max[\eta_i] \times 10^3$	6,1	3,0	4,7	2,7	1,3	1,1	2,6	1,9
	$\bar{\eta} \times 10^3$	6,0	2,9	4,1	2,4	1,3	1,1	1,6	1,5
	$\sigma_{\eta_i}^2 \times 10^6$	0,01	0,004	0,6	0,1	1×10^{-5}	2×10^{-5}	0,3	0,09
	$\ \chi\ $	0,85	0,67	1,0	1,0	0,15	0,22	0,43	0,56

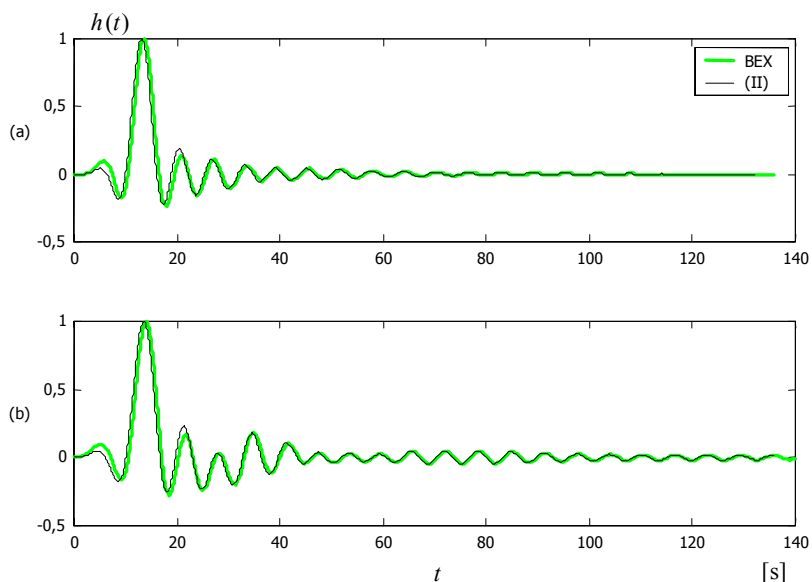


Fig. 5.9 - Respostas ao impulso dos filtros equalizados via BEX e DHSM. (a) Chebyshev e (b) elíptico.

Embora o método DHSM, na sua concepção original, apresente simplicidade e robustez, fica evidenciado que o mesmo é muito dependente das estimativas iniciais. Essa característica foi observada em vários casos estudados em [17-18], levando a mínimos locais, os quais não correspondem a coeficientes que minimizam a função erro de simetria da resposta ao impulso.

5.5 PROJETO DE UM EQUALIZADOR VIA AG MODIFICADO

5.5.1 Parâmetros do AG modificado (AGM)

Na Seção 3.4, foram levantadas algumas heurísticas relativas à determinação dos valores para os parâmetros de controle dos AGs e apresentados alguns valores comumente encontrados (Tabela 3.1). O AGM, também tem por objetivo reduzir a complexidade computacional envolvida (Eq. (3.3)), a qual é diretamente proporcional ao número de indivíduos e ao número de gerações. Na Seção 4.5, foram realizados alguns experimentos, considerando essas variáveis. Nos problemas de equalização, aqui propostos, serão usados 20 indivíduos evoluindo ao longo de 10 gerações, de forma a manter um compromisso entre complexidade computacional e eficiência na determinação da região de convergência.

A codificação das variáveis, embora, não considerada como parâmetro do AG, tem um papel fundamental na determinação da solução. No AGM, será utilizada a codificação binária com um pré-fixado número de *bits*. A determinação do número de *bits* deve ser consistente com as condições de representação da superfície de desempenho. Considerando o problema de equalização do filtro proposto na Seção 2.7 (Eq. (2.35)), com os limites do espaço de busca coincidentes com os limites do espaço no quinto nível de divisão do espaço de busca (região de convergência), será aplicado o AG convencional, cuja codificação das

variáveis será feita com: 8, 10 e 12 bits. Todos os outros parâmetros foram mantidos constantes. Os resultados, da máxima aptidão normalizada, para o melhor indivíduo, considerando os três comprimentos de genes são ilustrados na Fig. 5.10.

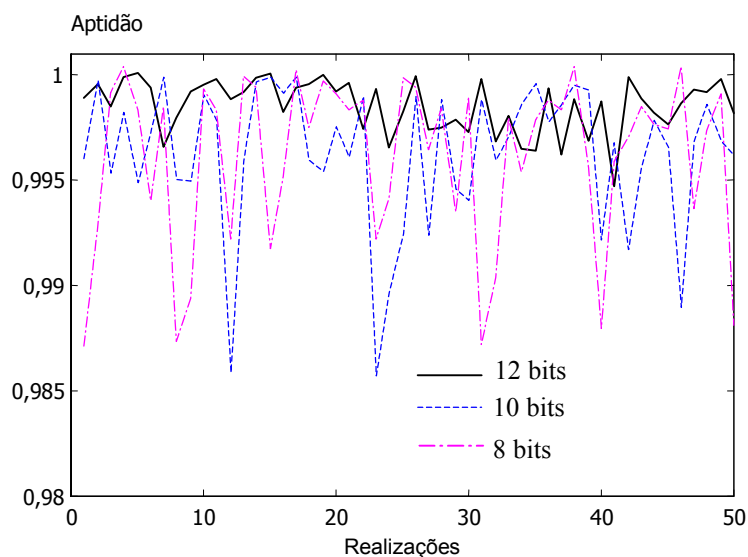


Fig. 5.10 – Comparativo do número de bits para a codificação de variáveis.

Dentre as 50 realizações, para os três casos, verificou-se que a codificação em 12 *bits* produziu os melhores resultados em uma superfície de desempenho característica do projeto de equalizadores de fase, utilizando o erro de simetria da resposta ao impulso.

Dentre os parâmetros de controle (Seção 3.4), a probabilidade de cruzamento propicia o intercâmbio dos blocos de construção entre os indivíduos e a conseqüente troca de material genético. A taxa de probabilidade de cruzamento, para o AGM, foi feita igual a média entre as taxas típicas (Tabela 3.1). Dessa forma, é mantido o intercâmbio de material genético e ao mesmo tempo evita-se a ruptura de um bom cromossomo.

A probabilidade de mutação fornece ao AG a capacidade de explorar outras regiões do espaço de busca, permitindo variações na população quando a mesma converge para um determinado conjunto de genes. Conforme apresentado na Seção 3.3.2, uma diminuição da população deve ser compensada com um aumento da probabilidade de mutação. Assim, foi adotada como probabilidade de mutação o inverso no número de indivíduos. Os valores, embora, diferentes daqueles apresentados na Tabela 3.1, não comprometem as características do AG e fornecem bons resultados (Seção 4.5).

As estratégias e métodos (Seção 3.3), para o AGM, foram estabelecidas de modo a manter as características do AG convencional proposto por Goldberg [27], denominado de *Simple GA*.

A Tabela 5.3 apresenta os parâmetros do AG modificado, no projeto de equalizadores de fase utilizando a função erro de simetria da resposta ao impulso.

Tabela 5.3 – Parâmetros usados para o AG modificado

Parâmetros	Especificações
Tamanho da população (n_{pop})	20
Comprimento do gene (<i>bits</i>)	12
Probabilidade de cruzamento (p_c)	0,85
Tipo de cruzamento	Ponto único
Probabilidade de mutação (p_m)	$1/N_{pop}$
Reposição da população	Estratégia não elitista
Método de seleção	Resto estocástico
Número de gerações (n_g)	10
Realizações (\mathfrak{R})	100
Número de decomposições (φ)	5
Função de aptidão	Eq. (3.2)

5.5.2 Avaliação do desempenho do AGM

Para avaliar o desempenho do AG modificado (AGM), será considerada uma decomposição do espaço de busca, baseada nos resultados da busca exaustiva (BEX). A decomposição de quadrantes vencedores [I, I, II, I, IV], nos cinco níveis de decomposição do espaço de busca é denominada de solução S1 (Fig 5.11).

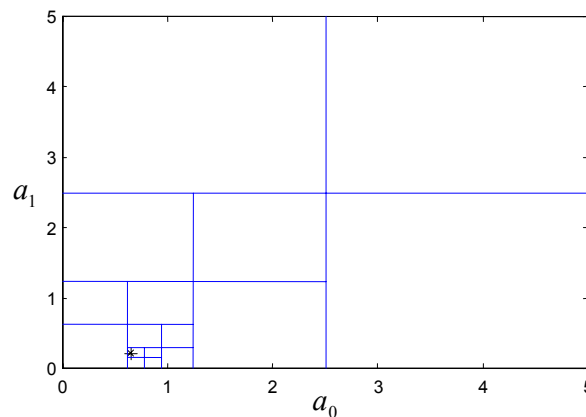


Fig 5.11 – Seqüência de decomposições, considerando os resultados da busca exaustiva.

Analisando as curvas de nível (Fig 5.3 e Fig. 5.5) e considerando que a solução ótima (Fig. 5.11) está muito próxima dos limites do espaço de busca, existe uma probabilidade diferente de zero de que o processo (AGM) encontre uma seqüência alternativa de quadrantes vencedores dada por: [I, I, I, II, III] (Fig. 5.12). Essa nova seqüência de decomposições é denominada de solução S2. Tal solução também conduz à região que contém a solução ótima, para ambos os filtros.

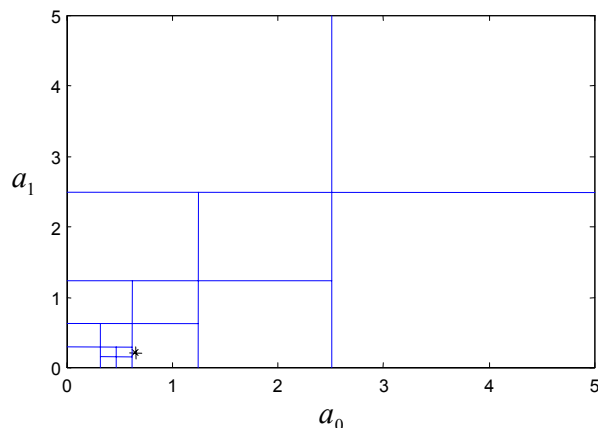


Fig 5.12 – Seqüência alternativa de decomposições.

Os histogramas (Figs. 5.13 e 5.14) ilustram para os filtros Chebyshev e elíptico, respectivamente, o desempenho do critério de escolha da região vencedora ($\|\chi\|$), para 100 realizações do processo de busca dos coeficientes do equalizador.

Dentre as 100 realizações efetuadas através do AG modificado, foram encontradas 60% de solução S1 e 40% de solução S2, para o filtro Chebyshev. Para o caso de equalização do filtro elíptico o algoritmo encontrou 52% de solução S1 e 48% de solução S2.

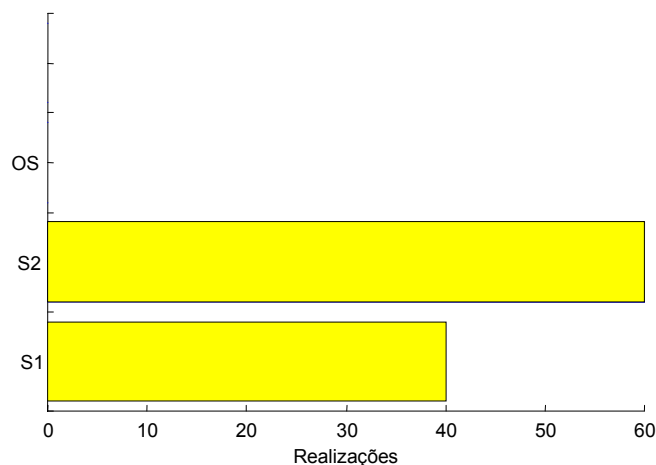


Fig. 5.13 – Histograma das realizações do processo de busca para a equalização do filtro Chebyshev.

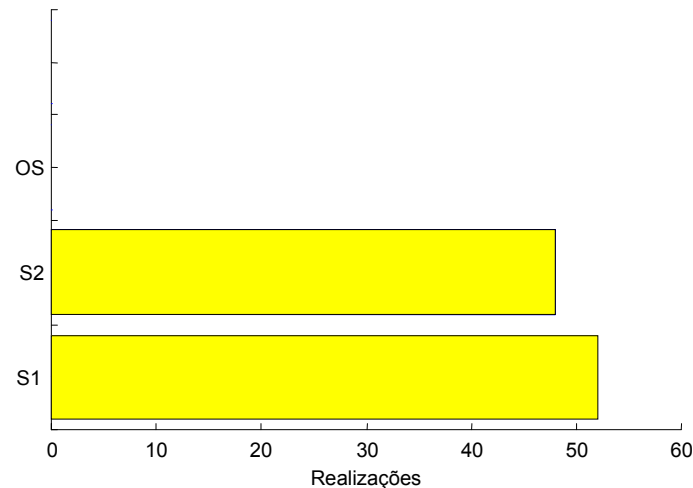


Fig. 5.14 – Histograma das realizações do processo de busca para a equalização do filtro elíptico.

Os histogramas ilustram que o algoritmo não selecionou outra região (OS) além daquelas já esperadas (S1 e S2).

As soluções obtidas serão avaliadas através das equações Eq. (4.9) e Eq. (4.10) (média e variância), relativa à função erro de simetria da resposta ao impulso. Os resultados são normalizados em relação aos valores da função erro de simetria da resposta ao impulso para os filtros sem equalização. As Figs. 5.15 a 5.17 mostram esses resultados.

Como pode ser constatado através da média normalizada da função erro de simetria da resposta ao impulso, nas realizações (Fig. 5.15), as duas soluções apresentam a mesma ordem de grandeza para ambos os filtros. É importante destacar que, para o filtro Chebyshev, a partir da terceira decomposição não existe um decréscimo significativo no erro. Para o filtro elíptico isso já ocorre a partir da segunda decomposição.

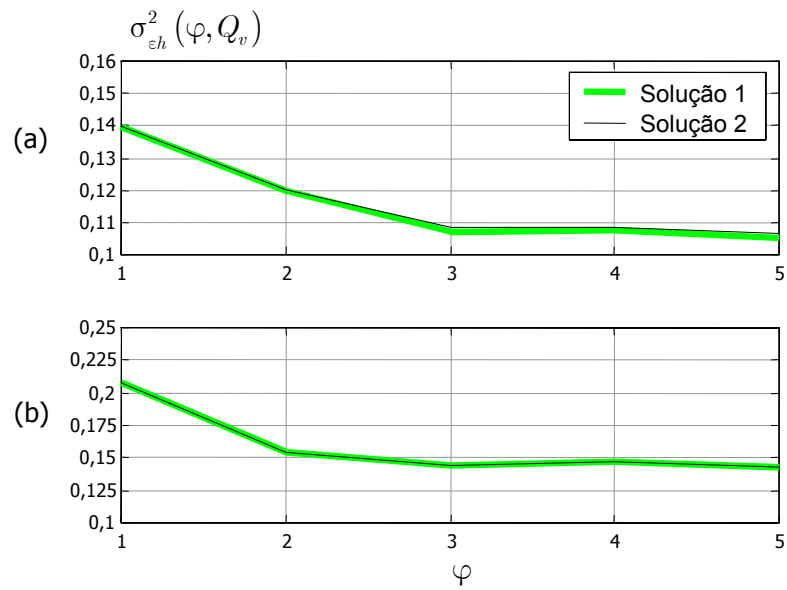


Fig. 5.15 – Média normalizada do erro de simetria da resposta ao impulso para o projeto dos equalizadores. (a) Chebyshev; (b) elíptico.

As Figs. 5.15 e 5.16 ilustram a variância para a função erro de simetria, entre as realizações, para o projeto do equalizador dos filtros Chebyshev e elíptico, respectivamente.

O baixo valor de variância entre as realizações, para ambos os projetos, reflete um bom comportamento do algoritmo. Isso mostra que, independente da realização, ambas as soluções, via caminhos diferentes, convergem para a região que contém a solução ótima.

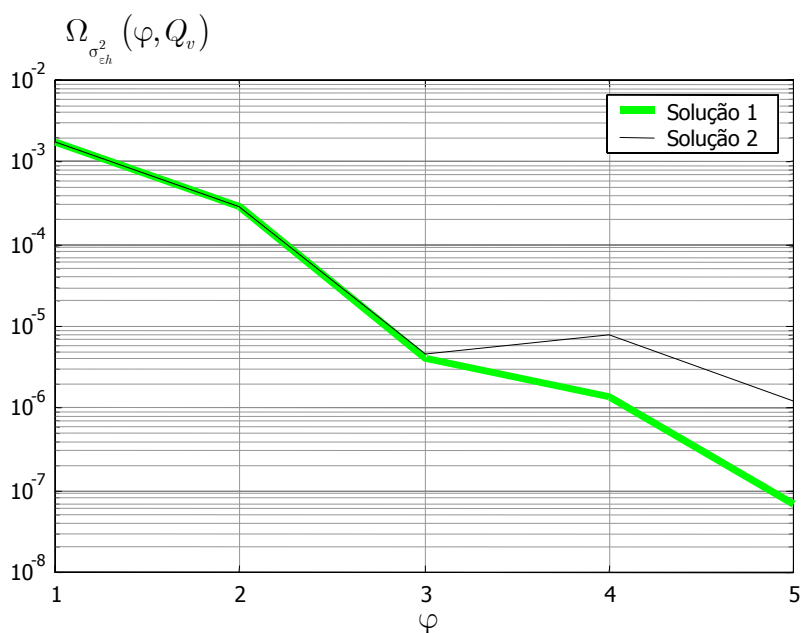


Fig. 5.16 – Variância do erro de simetria da resposta ao impulso para o projeto do equalizador do filtro Chebyshev.

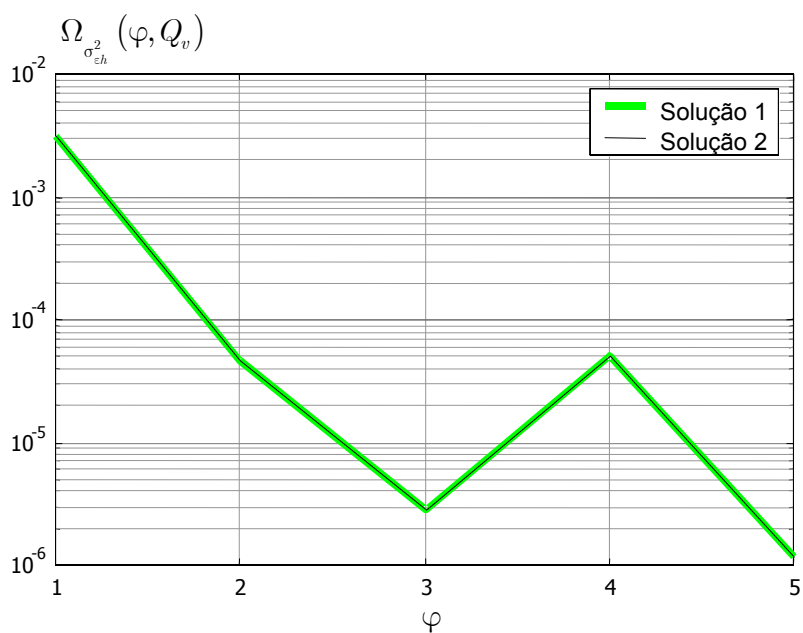


Fig. 5.17 – Variância do erro de simetria da resposta ao impulso para o projeto do equalizador do filtro elíptico.

Como estabelecido na Seção 4.5.4, o coeficiente de atenuação (Eq. (4.11)) permite determinar o ganho no decréscimo da função erro de simetria da resposta ao impulso com o aumento do número de

decomposições. A Fig. 5.18 mostra o desempenho desse coeficiente para ambos os filtros.

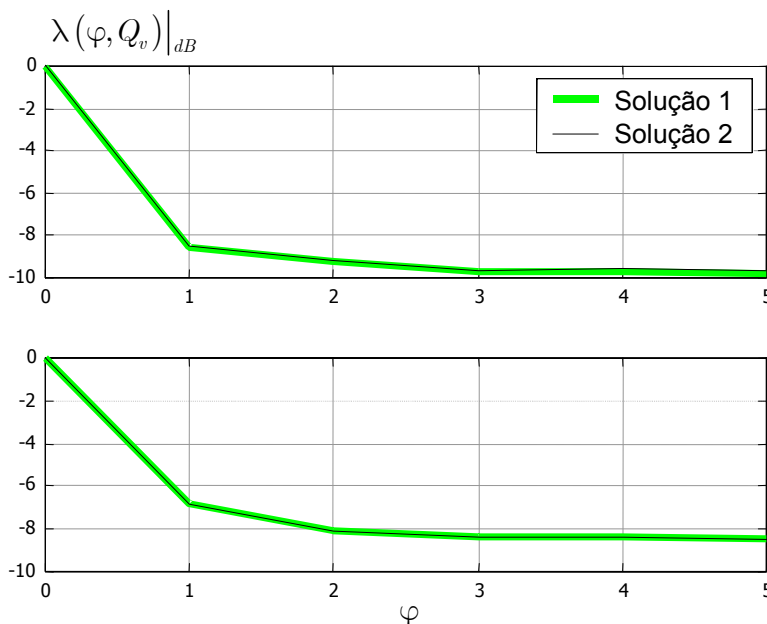


Fig. 5.18 – Coeficiente de atenuação. (a) Chebyshev; (b) elíptico.

Os valores obtidos para a média e variância, entre as realizações, a partir do terceiro nível de decomposição do espaço de busca, permanecem praticamente inalterados. O coeficiente de atenuação (λ), cujos valores em torno de 10 dB e 8,5 dB, para o projeto dos equalizadores dos filtros Chebyshev e elíptico, respectivamente, também é um indicativo de que não há ganhos significativos no decréscimo da função erro de simetria. Nesse caso, podemos concluir que o número de decomposições pode ser reduzido, sem comprometer a eficiência do algoritmo. Dessa forma, é possível diminuir a carga computacional do AGM (Eq. (4.1)).

Para os casos em estudo, selecionamos randomicamente 6 possíveis soluções dentre as obtidas ao longo das realizações, considerando no máximo 3 decomposições. Assim, após 2400 avaliações da função objetivo (800 por decomposição), considerando a independência das realizações,

obtivemos os coeficientes dos equalizadores e os valores da função erro de simetria da resposta ao impulso, mostrados nas Tabelas 5.4 a 5.6.

TABELA 5.4 – RESULTADOS DA EQUALIZAÇÃO VIA AGM (1ª DECOMPOSIÇÃO)

Filtros	Coeficientes do equalizador $[x,y]$	$\sigma_{eh}^2 \times 10^{-4}$
Chebyshev	[0,794, 0,253]	1,31
Elíptico	[0,468, 0,184]	2,22

TABELA 5.5 – RESULTADOS DA EQUALIZAÇÃO VIA AGM (2ª DECOMPOSIÇÃO)

Filtros	Coeficientes do equalizador $[x,y]$	$\sigma_{eh}^2 \times 10^{-4}$
Chebyshev	[0,7112, 0,234]	1,19
Elíptico	[0,5784, 0,1956]	1,59

TABELA 5.6 – RESULTADOS DA EQUALIZAÇÃO VIA AGM (3ª DECOMPOSIÇÃO)

Filtros	Coeficientes do equalizador $[x,y]$	$\sigma_{eh}^2 \times 10^{-4}$
Chebyshev	[0,607, 0,21]	1,17
Elíptico	[0,633, 0,20]	1,58

As Figs. 5.19 a 5.21 mostram as respostas ao impulso para os filtros equalizados, sobrepostas àquelas cujos coeficientes do equalizador foram obtidos via busca exaustiva.

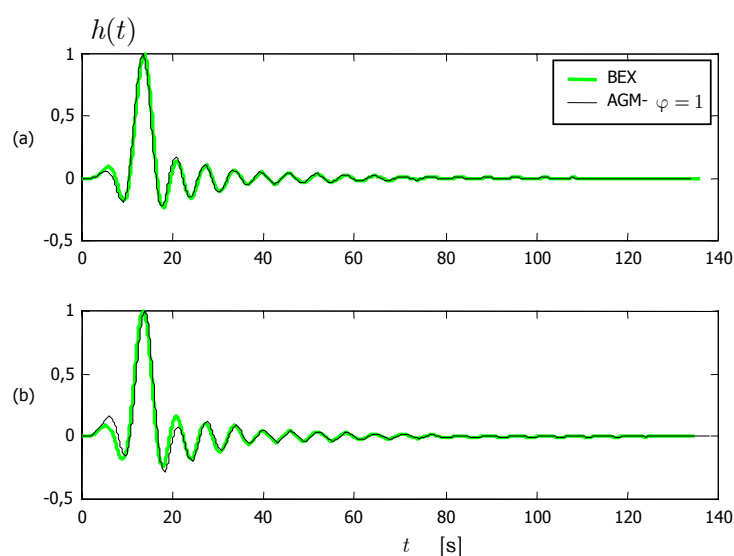


Fig. 5.19 – Resposta ao impulso normalizada, obtida após a equalização via BEX e AGM (1ª decomposição). (a) Chebyshev; (b) elíptico.

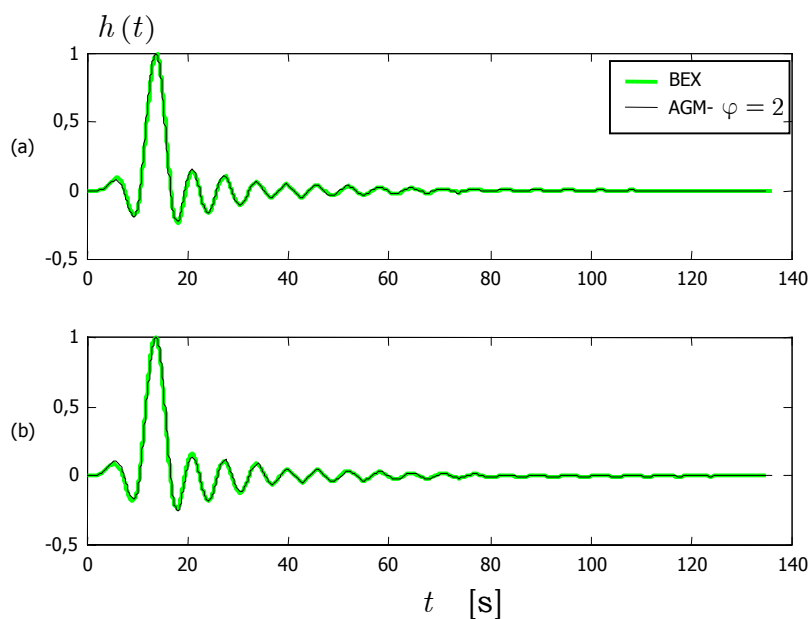


Fig. 5.20 – Resposta ao impulso normalizada, obtida após a equalização via BEX e AGM (2ª decomposição). (a) Chebyshev; (b) elíptico.

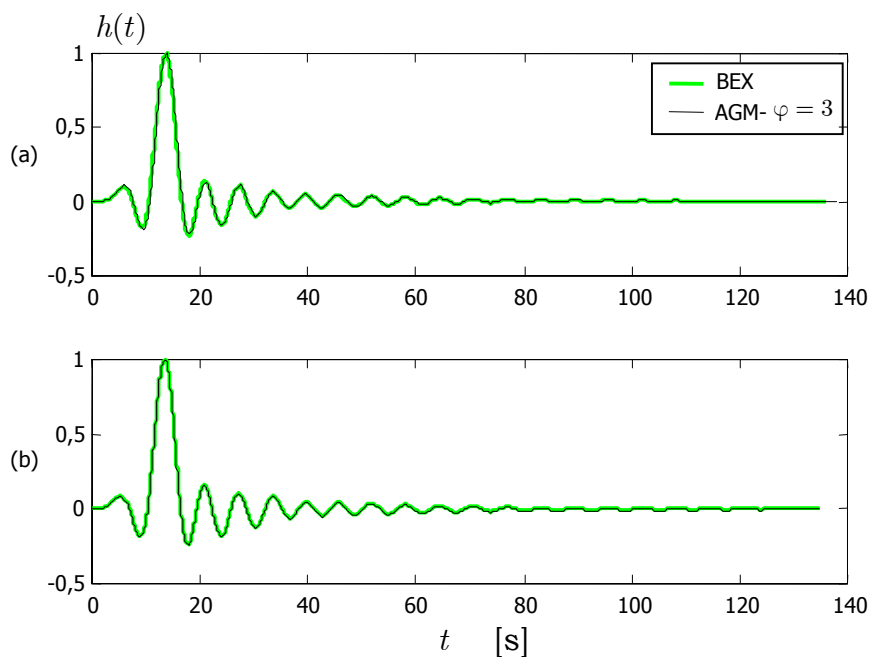


Fig. 5.21 – Resposta ao impulso normalizada, obtida após a equalização via BEX e AGM (3ª decomposição). (a) Chebyshev; (b) elíptico.

Considerando os resultados obtidos para $\varphi = 2$ e $\varphi = 3$, 2ª e 3ª decomposição, respectivamente, pode ser verificado que através da função

erro simetria da resposta ao impulso ($\sigma_{\varepsilon_h}^2$), do coeficiente de atenuação (λ) e das respostas ao impulso obtidas (Fig. 5.20 e Fig. 5.21) que, somente dois níveis de decomposição são necessários para obter uma resposta ao impulso equivalente àquela obtida via busca exaustiva. Assim, pode-se reduzir a complexidade computacional relativa do AGM (Eq. 4.1) para 1600 avaliações da função objetivo.

Através da aplicação do AG convencional (Fig. 5.22 e 5.23) atuando em todo o espaço de busca, pode-se avaliar o desempenho do mesmo no projeto dos equalizadores de fase para os filtros Chebyshev e elíptico. Nesse caso, foram consideradas 50 realizações, com uma população de 50 indivíduos, evoluindo ao longo de 50 gerações. Nesse contexto, foram contabilizadas 2500 avaliações da função objetivo por realização. Estes valores foram escolhidos de forma que o AG convencional apresentasse complexidade computacional relativa, por realização, próxima àquela apresentada pelo AGM no projeto dos equalizadores dos mesmos filtros.

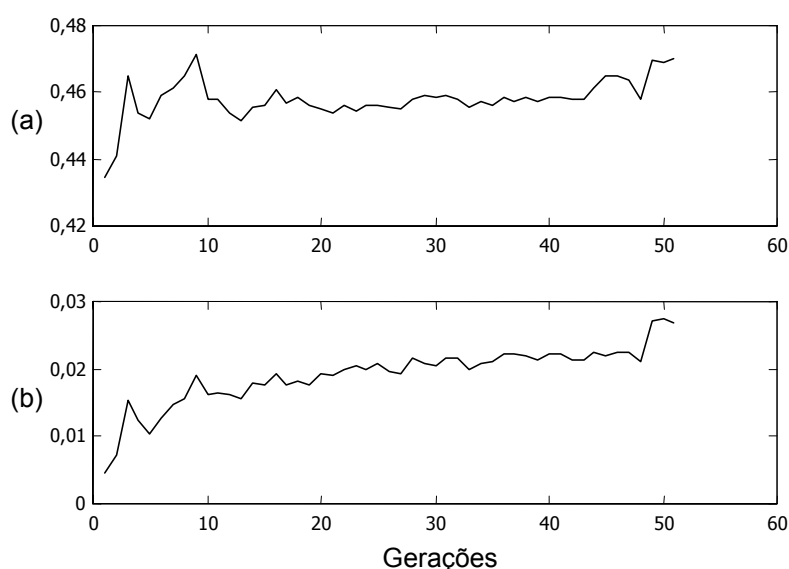


Fig. 5.22 - Média e variância da função aptidão para o projeto do equalizador do filtro Chebyshev, considerando todo espaço de busca.

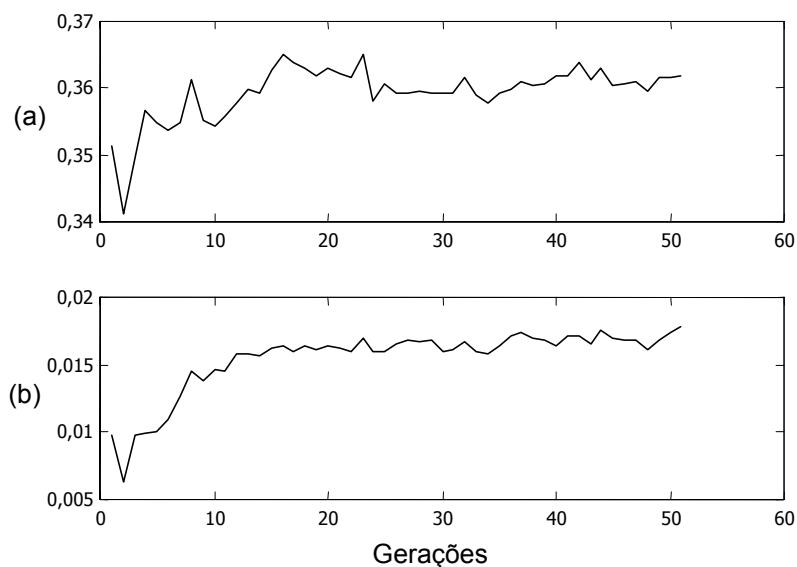


Fig. 5.23 - Média e variância da função de aptidão para o projeto do equalizador do filtro elíptico, considerando todo espaço de busca.

Para o projeto do equalizador do filtro Chebyshev o resultado obtido apresenta média para a função de aptidão de aproximadamente 0,46 (normalizada para o máximo valor obtido via busca exaustiva, ver Tabela 5.1) e variância, entre as realizações, igual a 0,02. O projeto do equalizador para o filtro elíptico apresentou média de aproximadamente 0,36 e variância 0,015. Os resultados demonstram um fraco desempenho do AG convencional, quando o mesmo é aplicado em todo o espaço de busca. Para melhorar as características de desempenho poderiam ser adotados: um aumento do número de gerações ou do número de indivíduos, sendo que qualquer uma elevaria a complexidade computacional relativa.

5.5.3 Estimativa de atraso de sistemas e os desvios de fase

Quando o sistema não é de fase linear, a medida de atraso pode ser estimada por diversos mecanismos, sendo algumas dependentes apenas das características do sistema e outras dependentes do sistema e das características do sinal de entrada. Dentre essas medidas, podemos

destacar: atraso de fase médio, atraso de grupo médio, atraso médio para um pulso, atraso médio para o impulso e atraso médio para o degrau [1].

Cada uma destas medidas pode apresentar diferentes valores e, apenas no limite, ou seja, quando o sistema é de fase linear, todas devem apresentar o mesmo valor. Como a proposta deste trabalho é melhorar as características de simetria da resposta ao impulso, a qual é um dos indicativos da linearidade da fase, será adotado como parâmetro de medida do atraso que um sistema produz, o instante para o qual tem-se a máxima amplitude da resposta ao impulso.

Assim, baseados nesta premissa, podemos expressar os desvios de fase ($D\theta(\omega)$) como sendo a diferença entre a fase obtida do sistema e a hipotética fase resultante do atraso estimado (Eq. 2.9).

5.5.4 Efeito da equalização sobre sinais de banda limitada

A proposta apresentada neste trabalho, baseada no erro de simetria da resposta ao impulso, privilegia diretamente a resposta temporal do sistema equalizado e conseqüentemente, toda a banda do mesmo. Será apresentada nesta Seção a resposta do sistema equalizado para um sinal de banda limitada, composto por uma soma de sinais sinusoidais dado por:

$$x(t) = \text{sen}(0,2 \cdot t) + \text{sen}(0,56 \cdot t) + \text{sen}(0,83 \cdot t) + \text{sen}(0,98 \cdot t) \quad (5.1)$$

Este sinal será aplicado ao filtro passa-baixas Chebyshev de 8ª ordem com as características apresentadas na Seção 5.2. Para verificar o efeito da equalização, será considerado um equalizador de 2ª e de 6ª ordens. As freqüências escolhidas coincidem com os pontos de atenuação zero da resposta em magnitude, de tal forma que as distorções presentes no sinal de saída, são devidas unicamente à distorção de fase.

A avaliação numérica das distorções, nos sinais de saída do filtro, será realizada através do erro médio quadrático entre os sinais de saída e entrada, dada por:

$$EMQ_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^{N_p} (y_i - x_i)^2}{\sum_{i=1}^{N_p} x_i^2} \quad (5.2)$$

A Fig. 5.24 mostra a resposta do filtro sem equalização para o sinal de entrada $x(t)$. As Figs. 5.25 e 5.26 mostram as respostas do sistema, utilizando equalizadores de 2ª e 6ª ordens, respectivamente. Uma vez que, o sistema introduz atrasos, estes serão estimados como sendo o instante para o qual a resposta ao impulso apresenta a maior amplitude (Seção 5.5.3). Assim, para os sinais de saída ilustrados, será descontado esse atraso.

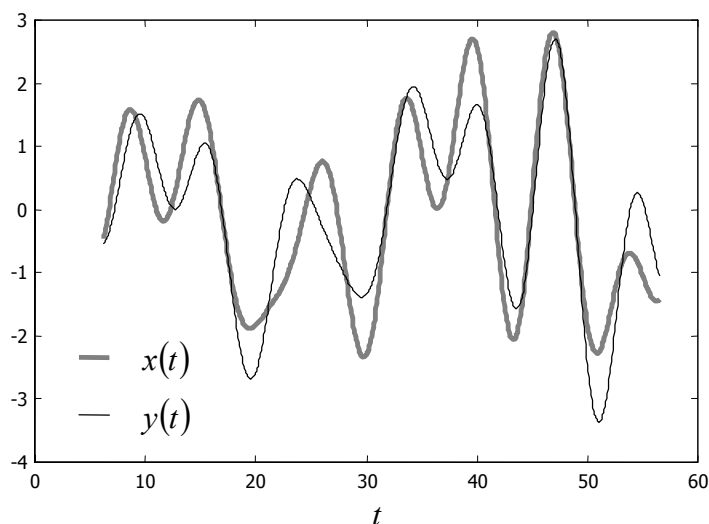


Fig. 5.24 – Comparativo entre os sinais de saída e entrada para o filtro sem equalização.

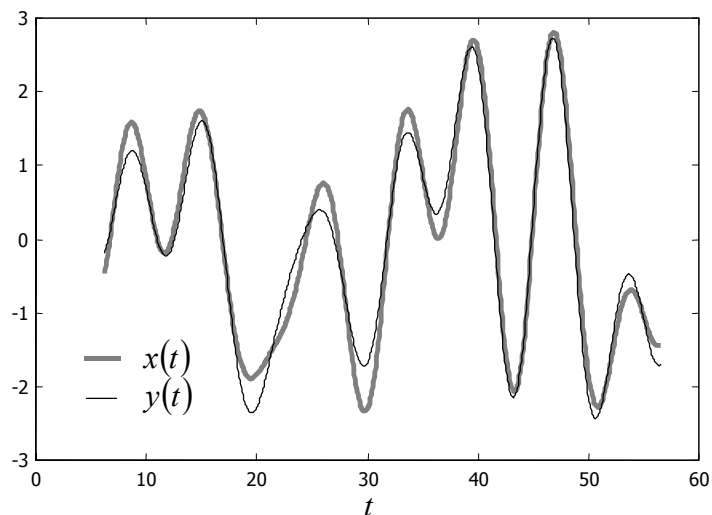


Fig. 5.25 – Comparativo entre os sinais de saída e entrada para o sistema equalizado (2ª ordem).

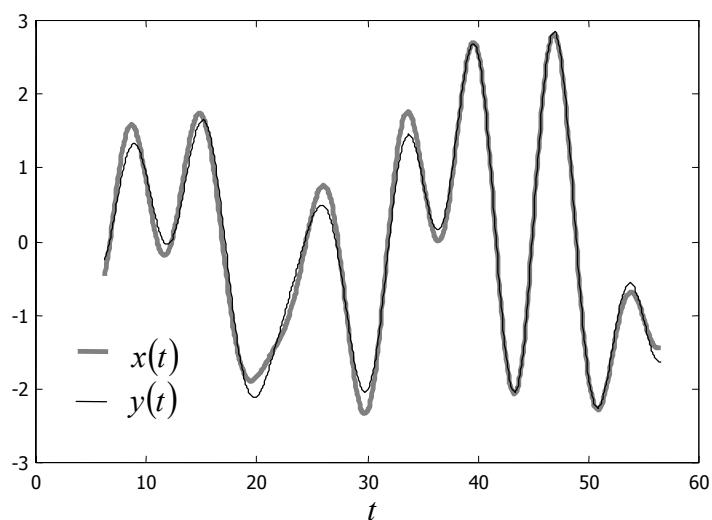


Fig. 5.26 – Comparativo entre os sinais de saída e entrada para o sistema equalizado (6ª ordem).

A Tabela 5.7 mostra os valores do erro médio quadrático para os três casos apresentados. Também são apresentados os valores para a função erro de simetria da resposta ao impulso (Eq. (2.23)).

As Figs. 5.27 e 5.28 ilustram os diagramas pólo-zero para o sistema equalizado com um filtro passa-tudo de 2ª e 6ª ordens, respectivamente.

Tabela 5.7 - Resultados do erro médio quadrático

Filtros	$\sigma_{\varepsilon_h}^2 \times 10^{-4}$	EMQ_{xy}
Chebyshev	10,94	0,2243
Cheb+Eq(2)	1,16	0,0358
Cheb+Eq(6)	0,43	0,0142

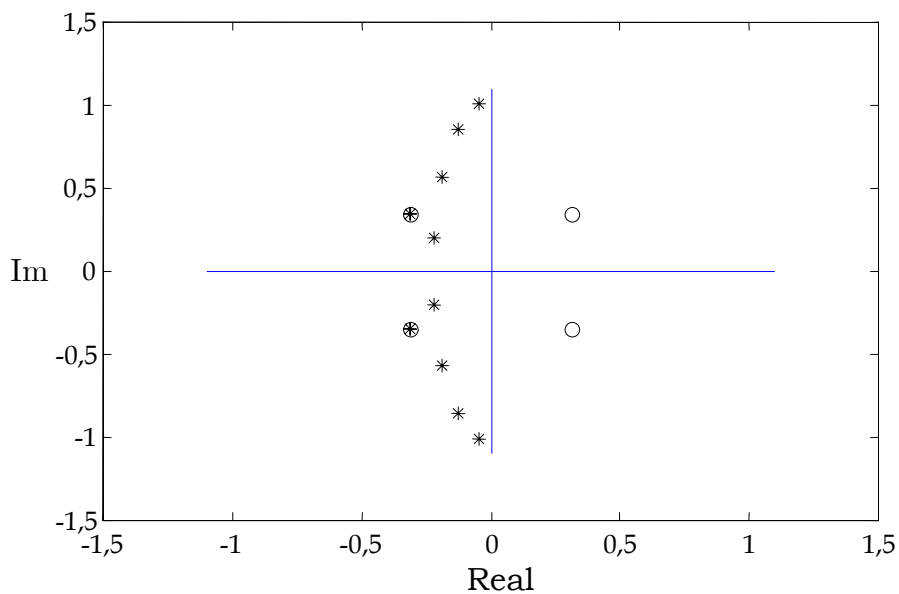


Fig. 5.27 – Diagrama pólo-zero para o equalizador de 2ª ordem.

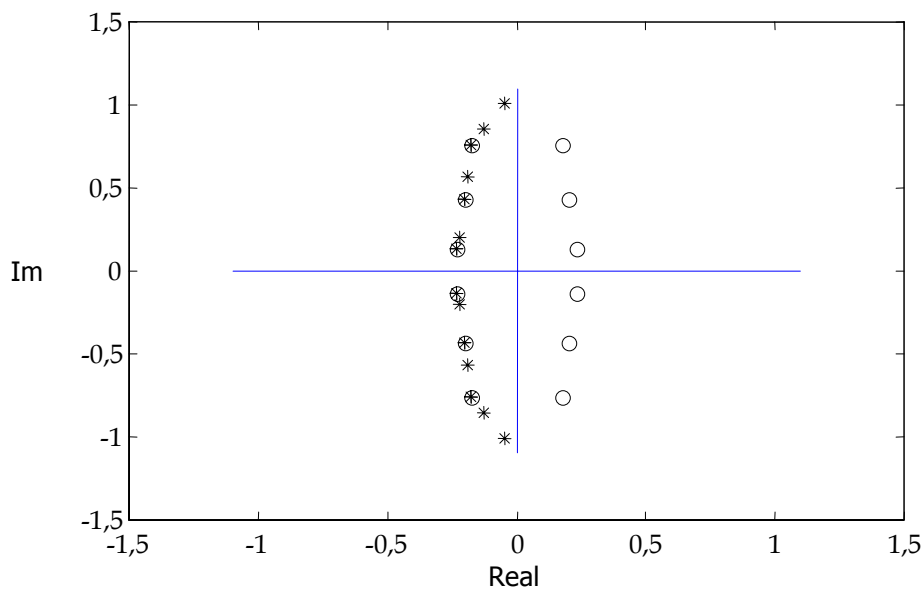


Fig. 5.28 – Diagrama pólo-zero para o equalizador de 6ª ordem.

Os resultados da Tabela 5.7, para o erro médio quadrático (Eq. 5.2), mostram uma redução no valor do mesmo com o aumento da ordem do equalizador e, conseqüentemente, o casamento entre os sinais de saída e entrada (Fig. 5.25 e Fig. 5.26) é mais evidente.

5.5.5 Efeito da equalização sobre a resposta ao impulso e os desvios de fase

O objetivo da equalização via simetria da resposta ao impulso é promover a melhoria gradual das características temporais da resposta ao impulso e, conseqüentemente, obter uma fase aproximadamente linear. Nesta Seção, serão mostrados os resultados obtidos (resposta ao impulso e desvios de fase) para a equalização do filtro Chebyshev (Seção 5.2) considerando equalizadores de 2^a, 4^a e 6^a ordens.

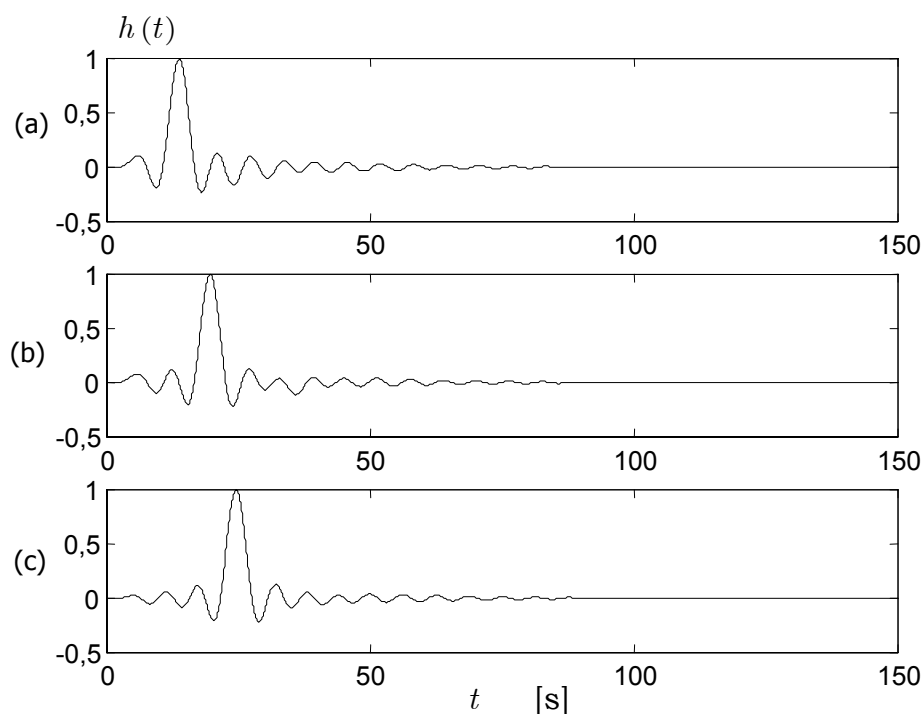


Fig. 5.29 – Respostas ao impulso, normalizada, do filtro Chebyshev equalizado com: (a) 2^a ordem, (b) 4^a ordem e (c) 6^a ordem.

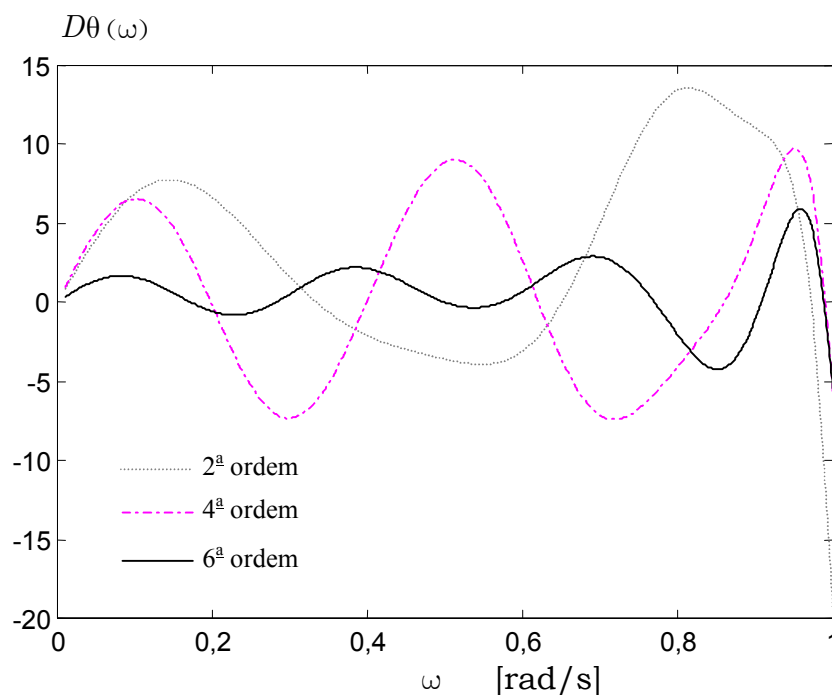


Fig. 5.30 – Desvios de fase (em graus) para o filtro Chebyshev equalizado.

Como pode ser observado na Fig. 5.29, a resposta ao impulso para o sistema Chebyshev+equalizador, com um equalizador de 6ª ordem, apresenta uma característica de simetria mais proeminente em relação aos outros dois casos mostrados. Como conseqüência dessa simetria, a linearidade da fase é obtida, aproximadamente, verificada pela redução dos valores obtidos para os desvios da fase mostrados na Fig. 5.30.

5.6 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou uma análise do desempenho da abordagem proposta (Algoritmo Genético modificado e simetria da resposta ao impulso) no projeto de equalizadores de fase e comparando os resultados obtidos com o AG convencional e com o método DHSM.

O uso de um AG para o projeto de equalizadores de fase tem se mostrado uma ferramenta bastante útil para realizar o procedimento de otimização (capacidade de encontrar os coeficientes ótimos para o

equalizador) utilizando o erro de simetria da resposta ao impulso, como função custo. No entanto, em sua concepção convencional, ele apresenta um alto custo computacional quando comparado aos métodos usuais de otimização.

A nova abordagem para o uso dos AGs, aqui proposta e analisada, permite obter soluções compatíveis com aquelas obtidas via busca exaustiva ou via DHSM. Relativamente a esse último, apresenta um ganho de complexidade computacional da ordem de 33,33%.

Os exemplos apresentados mostram a obtenção da simetria da resposta ao impulso, de forma aproximada, através do projeto de equalizadores de fase utilizando a função erro de simetria no processo de obtenção dos coeficientes dos filtros passa-tudo. A utilização dessa função, a qual contém informações sobre toda a banda, permite que se corrija a resposta temporal do filtro, minimizando as distorções tanto para sinais de banda larga como para sinais limitados em banda.

Capítulo 6

Discussões e Conclusões

Neste trabalho foi apresentada uma nova metodologia para o projeto de filtros equalizadores de fase no domínio temporal, visando à equalização de filtros analógicos, cujos projetos são realizados considerando, inicialmente, as características de magnitude. Tal metodologia é baseada no critério de simetria da resposta ao impulso. Para a determinação dos coeficientes do equalizador é apresentado um novo algoritmo de otimização denominado de Algoritmo Genético Modificado (AGM), o qual reúne uma divisão sistemática do espaço de busca em conjunto com um Algoritmo Genético.

Primeiramente foram estudadas as propriedades da resposta ao impulso de sistemas de fase linear, bem como as propriedades das funções pares e ímpares, no domínio temporal, para fundamentar o modelo numérico de medida do erro de simetria. Através da análise da superfície de desempenho da função erro de simetria, pode ser verificado que os mínimos locais são recorrentes, dificultando sobremaneira os procedimentos de otimização.

Para sobrepor as dificuldades impostas pela nova medida foi necessário desenvolver um procedimento de otimização robusto capaz de superar a ocorrência de mínimos locais, inerentes à função erro considerada.

Dessa necessidade, apresentamos um estudo dos Algoritmos Genéticos (AG) aplicando-o a problemas de equalização, o qual têm demonstrado ser uma ferramenta bastante eficiente na etapa de otimização (capacidade de encontrar os coeficientes ótimos para o equalizador). No entanto, na sua concepção convencional, ele apresenta

um alto custo computacional quando comparado aos métodos usuais de otimização.

Assim sendo, foi proposta uma nova abordagem para os AGs denominada de Algoritmo Genético Modificado (AGM), que busca reunir eficiência (capacidade de encontrar a solução) e eficácia (menor custo para atingir o objetivo) na determinação dos coeficientes de um equalizador de fase. A técnica é baseada em uma divisão sistemática do espaço de busca aliada a um procedimento de otimização em cada sub-região. Na sua formulação, esse procedimento possui poucos indivíduos evoluindo em um reduzido número de gerações.

Para validar a proposta, foram realizadas diversas simulações envolvendo: número de indivíduos, número de gerações e redução do espaço de busca. Após as simulações foram estabelecidos alguns critérios de avaliação dos resultados, principalmente sobre a evolução do melhor indivíduo, ou seja, a melhor estimativa ao longo das gerações.

Baseado nessas avaliações foi estabelecido um critério de escolha analítico que permite determinar a região vencedora em cada nível de divisão do espaço de busca. Também foi proposta uma expressão para avaliar o ganho na medida do erro de simetria relativo ao número de decomposições.

A proposta do algoritmo de otimização (AGM) permite um ganho de complexidade computacional, relativo aos métodos convencionais (por exemplo: DHSM) e ao próprio Algoritmo Genético convencional, uma vez que não são necessárias as diversas realizações do processo para que seja obtida a melhor solução.

Para verificar o desempenho das proposições, as mesmas foram aplicadas ao projeto de equalizadores de fase para filtros passa-baixas

normalizados. Os resultados obtidos demonstraram que o uso da função erro de simetria, que tem informações de toda a banda, além de proporcionar melhores características temporais dos filtros, permite que também sejam minimizadas as distorções introduzidas em sinais de banda limitada.

O projeto de equalizadores de fase, via erro de simetria da resposta ao impulso, utilizando o Algoritmo Genético Modificado (AGM), como procedimento de otimização, mostrou-se uma técnica bastante robusta e eficiente.

6.1 PROPOSTAS PARA CONTINUAÇÃO DO TRABALHO

Dada a abrangência deste trabalho, diversos caminhos podem ser sugeridos para a sua continuação, dentre os quais:

- **Projeto de equalizadores de fase digitais IIR:** os filtros digitais recursivos apresentam melhor seletividade, menor custo computacional e menor atraso, quando comparados aos filtros não-recursivos (FIR), para uma mesma especificação de projeto. Porém, apresentam fase não-linear. A técnica do erro de simetria, apresentada neste trabalho, pode ser utilizada para o projeto de equalizadores no domínio digital, para corrigir as distorções de fase dos filtros IIR;
- **Estudo de novas funções custo:** normalmente o projeto de equalizadores de fase é baseado nas funções atraso de grupo e atraso de fase. A introdução do erro de simetria sugere que poderiam ser utilizadas outras funções custo (por exemplo: minimização dos desvios da fase), as quais poderiam reduzir a complexidade computacional, melhorar as características no domínio da frequência, dentre outras.

- **Estudo e análise dos parâmetros dos AGs:** os AGs são muito dependentes dos parâmetros usados, tais como: tamanho da população, probabilidades de cruzamento e mutação e número de gerações. Além do que, são também dependentes do problema a ser resolvido. Cabe, portanto, um estudo a respeito do comportamento do AGM considerando, por exemplo: variantes do tipo de cruzamento, diferentes probabilidades de cruzamento e mutação, considerando uma população reduzida, a qual é uma característica do AGM.
- **Análise de algoritmos de otimização mistos:** neste trabalho fizemos um comparativo com o método DHSM, também sob a ótica da divisão sistemática do espaço de busca. Uma vez que o AGM mostrou-se eficiente na determinação da região de convergência, poderiam ser usados outros procedimentos de otimização em conjunto, com vistas a minimizar a complexidade computacional (por exemplo: o método DHSM).
- **Paralelização do AGM:** a divisão sistemática do espaço de busca, baseada na decomposição *quadtree*, utilizada na formulação do AGM, poderia ser utilizada como ponto de partida para a utilização de técnicas de paralelização, com vistas a minimizar a complexidade computacional envolvida.
- **Implementação *on-chip* de equalizadores:** uma vez que a proposta apresentada utiliza seções de 2ª ordem em cascata, poderia ser estudada a construção de blocos equalizadores, baseada na técnica de corrente chaveada, cujos coeficientes são programados digitalmente por um bloco de processamento que otimiza os valores dos coeficientes, baseada em uma medida de erro obtida do sistema de filtragem.

1. **Eletronics Letters (1998)**

“Phase Equalizers via Phase Delay”, vol 34, no.6, pp.509-511.

Abstract: This letter proposes a new approach via phase delay for phase equalization. The main advantage of this procedure is the absence of phase-interception distortion in all the cases. A procedure is also presented for the determination of the mean delay, which leads, in almost all cases, to a smaller equalizer order.

2. **Proc. IEEE Int. Symp. On Circuits and Systems (ISCAS'98)**

“Design of Phase Equalizers using Phase Delay Characteristics”, vol 3, May 1998, pp.355-358.

Abstract: In this paper we propose a new phase equalization approach, which is based on the phase delay function. In contrast to usual methodology based on the group delay, we always obtain linear phase after the equalization process. A procedure is also proposed to determinate the total propagation time, leading to a smaller equalizer order.

3. **XII Congresso Brasileiro de Automática (1998)**

“Equalização de fase baseada na Resposta ao Impulso”, Vol. II, Setembro 1998, pp.495-500.

Abstract: This paper proposes a new approach for designing phase equalizers based on the symmetry of the impulse response. The phase linearity can be much better characterized by the symmetry of the impulse response than through other frequently used measures (group delay or phase delay). Equalization examples are presented which compare the new approach and the one accomplished by phase delay for performance. The obtained results demonstrate the effectiveness of the new design strategy for phase equalizers.

4. Proc. IEEE Int. Symp. On Circuits and Systems (ISCAS'99)

“Design of Phase Equalizers via Symmetry of the Impulse Response”, Vol. 6, May 1999, pp. VI-37/VI-40.

Abstract: This paper proposes a new approach for designing analog phase equalizers based on the symmetry of the impulse response, which is a meaningful measure of phase linearity. Phase equalization techniques based on group delay or phase delay are usually performed on a limited band, whose time response may not be adequate for transmission of pulsed signals. The proposed technique is inherently a wide-band process, and so more adequate for systems that deal with pulsed signals. An equalization example is presented. The obtained results have demonstrated the effectiveness of the new design strategy for phase equalizers.

5. Eletronics Letters (1999)

“Impulse Response Symmetry Error for Designing Phase Equalizers”, Vol 35, no. 13, pp. 1052-1054.

Abstract: The authors propose a new approach for designing analogue phase equalizers based on the symmetry of the impulse response. Phase equalization techniques based on group delay or phase delay are usually performed on a limited band, whose time response may not be adequate for transmission of pulsed signals. The proposed technique is inherently a wide-band process, and so more adequate for systems that deal with pulsed signals.

6. Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT2000)

“Algoritmo Genético modificado para o projeto de equalizadores de fase usando o erro de simetria da resposta ao impulso”, Sept.2000, pp. 217-222.

Resumo: As técnicas de projeto de equalizadores de fase geralmente abordam dois enfoques: a formulação do problema visando à função objetivo de forma a facilitar o processo de otimização; e a busca de algoritmos capazes de varrer eficazmente as superfícies de desempenho oriundas das diversas funções de aproximação utilizadas. Nesse último caso, a solução desejada é fortemente dependente de uma condição inicial, podendo tornar-se a etapa mais importante do processo. Geralmente os

algoritmos utilizados são iterativos, podendo levar a um considerável custo computacional, sem garantia de obtenção da melhor solução. Este artigo propõe o uso de Algoritmos Genéticos (AG) para o projeto de equalizadores de fase associado a uma estratégia de segmentação do espaço de busca. Essa abordagem tem levado a um conjunto solução, contido na região de convergência. São apresentados exemplos de projetos para equalizadores de fase de filtros passa-baixas utilizando um algoritmo genético modificado (AGM) e o método *DownHill Simplex* (DHSM), cujos resultados comprovam o bom desempenho da técnica proposta. Nestes exemplos, é utilizado o *erro de simetria da resposta ao impulso* como função objetivo.

7. Proc. IEEE Int. Symp. On Circuits and Systems (ISCAS'01)

“Q-GA – A modified Genetic Algorithm for the Design of Phase Equalizers”, Vol I, May 2001, pp. I-93-I-96.

Abstract: This paper proposes the use of a modified genetic algorithm (Q-GA) for designing phase equalizers using the impulse response symmetry error criterion. Such algorithm is obtained by systematic division of the search space into subspaces, in which a small population evolves, regarding a reduced number of generations. Examples of phase equalizer designs, for low-pass filters, using the Q-GA are shown and compared for performance with the ones obtained by the DownHill Simplex Method.

8. Proc. Int. Telecommunications Symposium (ITS2002)

“Q-GA: Performance Analysis in Low-pass Filter Equalization Design”, Proceedings. CD-ROM.

Abstract: The Q-GA (modified genetic algorithm) has been proposed to design phase equalizers by using the symmetry error criterion of the impulse response. In this approach, the search space is partitioned into subspaces in which a small population evolves, regarding a reduced number of generations. This approach presents a considerable computational complexity gain, as compared with the use of a conventional GA. In this paper, we assess such an algorithm for performance in equalizer design of low-pass filters.

Referências Bibliográficas

- [1] BLINCHIKOFF, HERMAN J. AND ZVEREV, ANATOL I. *Filtering in the Time and Frequency Domains*. New York: John Wiley & Sons, 1976.
- [2] OPPENHEIM, A. V., WILLSKY, A. S. AND YOUNG, I. T. *Signal and Systems*. New Jersey: Prentice-Hall, 1983.
- [3] OPPENHEIM, A. V. AND LIM, J. S. The importance of Phase in Signals. *Proceedings of the IEEE*, New York-NY, v. 69, p. 529-541, May 1981.
- [4] HAYKIN, SIMON. *An Introduction to Analog and Digital Communications*. New York: John Wiley & Sons, 1989.
- [5] RHODES, J. D. and ZABALAWI, I. H. Design of Selective Linear-Phase Filters with Equiripple Amplitude Characteristics. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*. New York-NY, v.CAS-25, n.12, p.989-1000, December 1978
- [6] VUCIC M. AND BABIC H. A class of systems with symmetric impulse response. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS-ISCAS'98 (May-Jun. 1998: Monterey-CA-USA). *Proceedings*. Monterey-CA-USA, 1998. p. 485-488.
- [7] WILSON, G. AND PAPAMICHAEL, M. Group Delay Transfer Function with Least Squares Error. *The Radio and Electronic Engineer*. V. 53, p. 199-208, May 1983.
- [8] DJURICH, BODIZAR M., Chebyshev Phase Approximation. *Proceedings of the IEEE*, New York-NY, v. 72, no. 4, p. 535-537, April 1984.
- [9] SEDRA, ADEL S. AND BRACKETT, PETER O. *Filter Theory and Design: Active and Passive*, Portland-OR: Matrix Publishers, Inc, 1978.
- [10] DARYANANI, G. *Principles of Active Network Synthesis and Design*, New York-NY: John Wiley & Sons, 1976.
- [11] FALL, J. V. A Digital Computer Program for the Design of Phase Correctors. *IRE Trans. on Circuit Theory*. England, v.CT-8, no. 3, p.223-236, September 1961.
- [12] CRANE, ROGER L. All-Pass Network Synthesis. *IEEE Trans. on Circuit Theory*. New York-NY, v.CT-15, p.474-478, December 1968.

- [13] GREGORIAN, R. and TEMES, G. C. Design Techniques for Digital and Analog All-Pass Circuits. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*. New York-NY, v.CAS-25, p.981-988, December 1978.
- [14] KOBE, MICHEL R., RAMIRES-ANGULO, J. and SÁNCHEZ-SINENCIO, E. FIESTA - A Filter Educational Synthesis Teaching-Aid. *IEEE Trans. on Education*. New York-NY, v.32, n. 3, p.280-286, August 1989.
- [15] HELLERSTEIN, S. Synthesis of All-Pass Delay Equalizers. *IRE Trans. on Circuit Theory*. England, v.CT-8, n.3, p.215-222, September 1961.
- [16] CHUNG, T. V., ANDERSEN, J. and HOVE, R. G. All-Pass Group Delay Equalization using S-Plane Poles with Equal Frequency Spacing. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS-ISCAS'90 (May 1990: New Orleans, LA-USA). *Proceedings*. New Orleans, LA-USA, 1990. p. 2767-2770.
- [17] CARVALHO, D. B., NOCETI FILHO, S. and SEARA, R. Phase Equalizers via Phase Delay. *Electronics Letters*, England, v.34, n. 6,p.509-511, March 1998.
- [18] CARVALHO, D. B., NOCETI FILHO, S. and SEARA, R. Design of Phase Equalizers using Phase Delay Characteristics. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS-ISCAS'98 (May-Jun. 1998: Monterey-CA-USA). *Proceedings*. Monterey, CA-USA, 1998. p. 355-358.
- [19] HUELSMAN, L. P. Optimization - A Powerful Tool for Analysis and Design. *IEEE Trans. on Circuits and Systems I*. New York-NY, v.40, n. 7, p.431-439, July 1993.
- [20] LANG, M. Optimal weighted phase equalization according to L_∞ -norm. Elsevier Signal Processing. England, v.27, p.87-98, 1992.
- [21] MATSUYAMA, K., OKUDA, M. and IKEHARA, M. Approximation of Group Delay Response using Weighted Least Square Method. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS-ISCAS'96 (May. 1996: Monterey-CA-USA). *Proceedings*. Monterey-CA-USA, 1996. pp. 197-200.
- [22] WIDROW, B. and STEARNS, S. D. *Adaptive Signal Processing*. New Jersey: Prentice Hall, 1985.
- [23] BELLMAN, R. E. *Dynamic Programming*. New Jersey: Princeton University Press, 1957.
- [24] NASH, S. G. and SOFER A. *Linear and Nonlinear Programming*. New York: McGraw-Hill Companies, Inc., 1996.

- [25] HOLLAND, J. H. *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. Ann Arbor: The University Michigan Press, 1975.
- [26] TANG, K. S *et alli*. Genetic Algorithms and their Applications. *IEEE Signal Processing Magazine*. New York-NY, v.13, n.6, p.22-37, November, 1996.
- [27] GOLDBERG, D. E. *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*. Addison Wesley Longman, Inc., 1989.
- [28] SRINIVAS, M. and PATNAIK, L. M. Genetic Algorithms: A Survey. *IEEE Computer Magazine*. New York-NY, n.6, pp.22-37, June, 1994.
- [29] GOLDBERG, D. E., DEB, K. and CLARK, J. H. Genetic Algorithms, Noise and the Sizing of Populations. *Complex Systems Pub.,Inc.*, v.6, pp.333-362, 1992.
- [30] BÄCK, T. Optimal mutation rates in genetic search. In: 5TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON GENETIC ALGORITHMS (July-1993: San Mateo-CA, USA). *Proceedings*. San Mateo-CA, USA, 1993, pp.2-8.
- [31] SCHAFFER, J. D., CARUNA, R. A., ESHELMAN, L. J. and DAS, R. A study of control parameters affecting online performance of genetic algorithms for function optimization. In: 3rd INTERNATIONAL CONFERENCE ON GENETIC ALGORITHMS AND THEIR APPLICATIONS (June-1989: San Mateo-CA-USA). *Proceedings*. : San Mateo-CA-USA, 1989, pp.51-60.
- [32] GREFENSTETTE, J. J. Optimization of control parameters for genetic algorithms. *IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics*. New York-NY, SMC-16(1), pp.122-128, 1986.
- [33] DE JONG, K. *The Analysis and Behaviour of a Class of Genetic Adaptive Systems*. Michigan, 1975. PhD Thesis, University of Michigan.
- [34] GOLDBERG, D. E. and RICHARDSON, J. Genetic Algorithms with sharing for multimodal function optimization. In: 2nd INTERNATIONAL CONFERENCE ON GENETIC ALGORITHMS AND THEIR APPLICATIONS (June-1987: Glasgow, UK). *Proceedings*. : Local Glasgow, UK, 1987, pp.41-49.
- [35] KRISHNAKUMAR, K. Micro-Genetic Algorithms for Stationary and Non-Stationary Function Optimization. *SPIE: Intelligent Control and Adaptive Systems*, v.1196, Philadelphia, PA, 1989.
- [36] PHAM, D. T. and Jin, G. Genetic Algorithm using gradient-like reproduction operator. *Electronics Letters*, England, v.31, n. 18,p.509-511, August 1995.

- [37] TSUTSUI, S. and FUJIMOTO, Y. Forking Genetic Algorithm with Blocking and Shrinking Modes (fGA). In: 5th INTERNATIONAL CONFERENCE ON GENETIC ALGORITHMS AND THEIR APPLICATIONS (July-1993: San Mateo-CA, USA). *Proceedings*. San Mateo-CA, USA, 1993, pp.206-213.
- [38] DASH, R. K. Image Processing Using Quadrees. *Dr. Dobb's Journal*, July 1993. Liller Freeman, Inc., pp.44-49.