

Ciro André Pitz

**ALGORITMOS ADAPTATIVOS PARA CONFORMAÇÃO DE
FEIXE E CONTROLE DE POTÊNCIA APLICADOS A
SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS**

Tese submetida ao Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Rui Seara

Florianópolis, SC
2015

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Pitz, Ciro André

Algoritmos Adaptativos para Conformação de Feixe e
Controle de Potência Aplicados a Sistemas de Comunicações
Móveis / Ciro André Pitz ; orientador, Rui Seara -
Florianópolis, SC, 2015.

173 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Algoritmos Adaptativos.
3. Comunicações Móveis. 4. Conformação de Feixe.
5. Controle de Potência. I. Seara, Rui. II. Universidade
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

ALGORITMOS ADAPTATIVOS PARA CONFORMAÇÃO DE FEIXE E CONTROLE DE POTÊNCIA APLICADOS A SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS

Ciro André Pitz

Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração *Comunicações e Processamento de Sinais*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 5 de agosto de 2015.

Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Rui Seara, Dr. - UFSC
Orientador

Prof. Luis Geraldo Pedroso Meloni, Dr. - UNICAMP

Prof.^d. Mariane Rembold Petraglia, Ph.D. - UFRJ

Prof. Hans Helmut Zürn, Ph.D. - UFSC

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D. - UFSC

Prof. Eduardo Luiz Ortiz Batista, Dr. - UFSC

Dedico este trabalho aos meus pais,
Francisco Solano e Esméria.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Prof. Rui Seara, por toda a dedicação, ensinamento, apoio, confiança e pela grande amizade firmada ao longo dos últimos anos.

Ao amigo Prof. Eduardo L. O. Batista, pelos ensinamentos, pelas contribuições e pela valiosa e promissora parceria de trabalho estabelecida durante a realização do curso de doutorado.

Ao amigo Prof. Orlando José Tobias, *in memoriam*, por acreditar no meu trabalho e por incentivar e promover a realização desta formação no LINSE.

Ao amigo Elton L. Fontão, pelo grande apoio, pelas agradáveis discussões e por fazer do LINSE um ambiente de trabalho formidável e produtivo.

A todos os membros do LINSE, em especial aos amigos Eduardo V. Kuhn e Marcos V. Matsuo, por proporcionarem uma excelente convivência durante o curso de doutorado, pelas discussões e pela ajuda em diversas questões relacionadas com este trabalho.

A toda minha família, em especial aos meus pais, Francisco Solano e Esméria, pelos ensinamentos e pelo incentivo para a realização desta formação.

À minha mulher, Jaqueline, pelo companheirismo, compreensão e principalmente por trazer palavras de otimismo e conforto a todos os dias da minha vida.

Aos membros da banca examinadora, por suas contribuições para o aprimoramento deste trabalho.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), pelo suporte financeiro, à Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e ao LINSE pela infraestrutura disponibilizada para a realização deste trabalho de tese.

RESUMO

Neste trabalho de pesquisa são desenvolvidos novos algoritmos adaptativos aplicados a sistemas de comunicações móveis que efetuam simultaneamente a conformação de feixe e o controle de potência de transmissão. Inicialmente, uma nova estratégia de controle de potência é formulada visando calcular, em cada iteração do processo de conformação de feixe, o correspondente nível de potência de transmissão. Tal estratégia é utilizada no desenvolvimento de um novo algoritmo de conformação de feixe com controle de potência aplicado a sistemas com sinal de referência. Em seguida, dois novos algoritmos de conformação de feixe, chamados *adaptive projection constrained stochastic gradient* (AP-CSG) e *quadratic AP-CSG* (QAP-CSG), são desenvolvidos a partir do método do gradiente estocástico usando uma restrição de projeção adaptativa. Além disso, partindo da modelagem estocástica dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG, uma nova abordagem, chamada *adaptive combination of vector projections* (ACVP), é proposta, originando um novo algoritmo, denominado *sigmoid-based ACVP* (SB-ACVP). Os algoritmos obtidos apresentam mais baixa complexidade computacional e proporcionam maiores valores de razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR – *signal-to-interference-plus-noise ratio*) do que seus concorrentes até então discutidos na literatura, permitindo, assim, valores menores de potência de transmissão quando implementados em conjunto com algoritmos de controle de potência. Análises estocásticas são também apresentadas com o objetivo de avaliar o comportamento médio dos algoritmos propostos. Resultados de simulação numérica corroboram a eficácia dos novos algoritmos desenvolvidos e validam seus modelos estocásticos.

Palavras-chave: Algoritmos adaptativos, arranjos adaptativos, comunicações móveis, conformação de feixe, controle de potência.

ABSTRACT

This research work presents new adaptive algorithms, which perform both beamforming and power control for mobile communication systems. Initially, a new power control strategy is formulated aiming to update the transmission power at each iteration of the beamforming process. Such a strategy is used to devise a new joint beamforming and power control algorithm based on reference signals. Next, two new beamforming algorithms, called adaptive projection constrained stochastic gradient (AP-CSG) and quadratic AP-CSG (QAP-CSG), are developed from the stochastic gradient method by using an adaptive-projection constraint. Moreover, based on the stochastic modeling of the AP-CSG and QAP-CSG algorithms, a new approach, named adaptive combination of vector projections (ACVP), is proposed, giving rise to a new algorithm, termed sigmoid-based ACVP (SB-ACVP). The proposed algorithms exhibit lower computational burden and provide higher signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) values than the competing ones from the literature, thereby leading to lower transmission power levels when they are jointly implemented with power control algorithms. Stochastic analyses are also presented in order to evaluate the mean behavior of the proposed algorithms. Numerical simulation results are shown confirming the effectiveness of the developed algorithms and the accuracy of the proposed models.

Keywords: Adaptive algorithms, adaptive arrays, mobile communications, beamforming, power control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Arranjo adaptativo de antenas operando no modo recepção.	30
Figura 2.1 - Diagrama de blocos do sistema para os canais de subida e de descida.	38
Figura 3.1 - Exemplo 1. Curvas de potência de transmissão do SOI obtidas com o algoritmo baseado no MEQM (linha cinza) e com o algoritmo proposto (linha escura).	62
Figura 3.2 - Exemplo 1. Curvas de SINR obtidas com o algoritmo baseado no MEQM (linha cinza) e com o algoritmo proposto (linha escura).	62
Figura 3.3 - Exemplo 1. Diagrama de irradiação obtido (a) na iteração 5000 e (b) na iteração 10000. Algoritmo baseado no MEQM (linha cinza); algoritmo proposto (linha escura).	63
Figura 3.4 - Exemplo 2. Curvas de potência de transmissão obtidas usando (a) o algoritmo baseado no MEQM e (b) o algoritmo proposto. SOI ₁ (linha escura); SOI ₂ (linha cinza contínua); SOI ₃ (linha cinza traço-ponto).	64
Figura 3.5 - Exemplo 2. Curvas de SINR obtidas usando (a) o algoritmo baseado no MEQM e (b) o algoritmo proposto. SOI ₁ (linha escura); SOI ₂ (linha cinza contínua); SOI ₃ (linha cinza traço-ponto).	65
Figura 3.6 - Exemplo 3. Curvas de potência de transmissão obtidas usando (a) o algoritmo baseado no MEQM e (b) o algoritmo proposto. SOI ₁ (linha escura); SOI ₂ (linha cinza contínua); SOI ₃ (linha cinza traço-ponto).	66
Figura 3.7 - Exemplo 3. Curvas de SINR obtidas usando (a) o algoritmo baseado no MEQM e (b) o algoritmo proposto. SOI ₁ (linha escura); SOI ₂ (linha cinza contínua); SOI ₃ (linha cinza traço-ponto).	67
Figura 4.1 - Conformação de feixe em um receptor CDMA.	71
Figura 4.2 - Número total de operações reais por iteração para diferentes valores de K	86
Figura 4.3 - Caso I. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos CSG (linha cinza contínua), ICSG (linha	

cinza tracejada), AP-CSG (linha escura contínua) e QAP-CSG (linha escura tracejada).....	89
Figura 4.4 - Caso II. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos CSG (linha cinza contínua), ICSG (linha cinza tracejada), AP-CSG (linha escura contínua) e QAP-CSG (linha escura tracejada).....	90
Figura 4.5 - Caso III. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos Choi-A (linha cinza contínua), Choi-B (linha cinza tracejada), AP-CSG (linha escura contínua) e QAP-CSG (linha escura tracejada).....	92
Figura 4.6 - Caso IV. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos Choi-A (linha cinza contínua), Choi-B (linha cinza tracejada), AP-CSG (linha escura contínua) e QAP-CSG (linha escura tracejada).....	93
Figura 5.1 - Exemplo 1. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos AP-CSG (linha tracejada), QAP-CSG (linha pontilhada) e SB-ACVP (linha contínua). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	109
Figura 5.2 - Exemplo 1. Comportamento médio das funções $\varphi_1(n)$ (linha tracejada) e $\varphi_2(n)$ (linha contínua) utilizando simulações de MC (linha cinza) e o modelo proposto (linha escura)......	110
Figura 5.3 - Exemplo 1. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo AP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	111
Figura 5.4 - Exemplo 1. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo QAP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	112
Figura 5.5 - Exemplo 1. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo SB-ACVP. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	113
Figura 5.6 - Exemplo 2. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos AP-CSG (linha tracejada), QAP-	

CSG (linha pontilhada) e SB-ACVP (linha contínua). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	115
Figura 5.7 - Exemplo 2. Comportamento médio das funções $\varphi_1(n)$ (linha tracejada) e $\varphi_2(n)$ (linha contínua) utilizando simulações de MC (linha cinza) e o modelo proposto (linha escura).	116
Figura 5.8 - Exemplo 2. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo AP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	117
Figura 5.9 - Exemplo 2. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo QAP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	118
Figura 5.10 - Exemplo 2. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo SB-ACVP. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	119
Figura 5.11 - Exemplo 3. Curvas de SINR obtidas com os algoritmos AP-CSG (linha tracejada), QAP-CSG (linha pontilhada) e SB-ACVP (linha contínua). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	120
Figura 5.12 - Exemplo 3. Diagramas de irradiação obtidos com os algoritmos AP-CSG (linha tracejada), QAP-CSG (linha pontilhada) e SB-ACVP (linha contínua) nas iterações (a) $n = 500$ e (b) $n = 1000$. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	121
Figura 5.13 - Exemplo 3. Comportamento médio das funções $\varphi_1(n)$ (linha tracejada) e $\varphi_2(n)$ (linha contínua) utilizando simulações de MC (linha cinza) e o modelo proposto (linha escura).	122
Figura 5.14 - Exemplo 3. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo AP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	123
Figura 5.15 - Exemplo 3. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos	

com o algoritmo QAP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	124
Figura 5.16 - Exemplo 3. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo SB-ACVP. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	125
Figura 5.17 - Exemplo 4. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos AP-CSG (linha tracejada), QAP-CSG (linha pontilhada) e SB-ACVP (linha contínua). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	127
Figura 5.18 - Exemplo 4. Comportamento médio das funções $\varphi_1(n)$ (linha tracejada) e $\varphi_2(n)$ (linha contínua) obtidos via simulações de MC (linha cinza) e o modelo proposto (linha escura).....	128
Figura 5.19 - Exemplo 4. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo AP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	129
Figura 5.20 - Exemplo 4. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo QAP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	130
Figura 5.21 - Exemplo 4. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo SB-ACVP. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).....	131
Figura 6.1 - Exemplo 1. (a) Curvas de diagrama de irradiação, (b) SINR e (c) potência de transmissão obtidas com os algoritmos AP-CSG (linha tracejada), QAP-CSG (linha pontilhada) e SB-ACVP (linha contínua). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).	142
Figura 6.2 - Cenário considerado no Exemplo 2.....	143
Figura 6.3 - Exemplo 2. Diagrama de irradiação do canal de subida. (a) Algoritmo AP-CSG aplicado na ERB 1. (b) QAP-CSG na ERB 1. (c) SB-ACVP na ERB 1. (d) AP-CSG na ERB 2. (e) QAP-CSG na ERB 2. (f) SB-ACVP na ERB 2. (g) AP-CSG na ERB 3. (h) QAP-CSG na ERB	

3. (i) SB-ACVP na ERB 3. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura). 147

Figura 6.4 - Exemplo 2. Curvas de potência de transmissão obtidas no (a) canal de subida para o algoritmo AP-CSG, (b) canal de subida com o QAP-CSG, (c) canal de subida com o SB-ACVP, (d) canal de descida para o AP-CSG, (e) canal de descida com o QAP-CSG e (f) canal de descida para o SB-ACVP. SOI da ERB 1 (linha contínua); SOI da ERB 2 (linha tracejada); SOI da ERB 3 (linha pontilhada). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura). 149

Figura 6.5 - Exemplo 2. Curvas de SINR obtidas no (a) canal de subida para o algoritmo AP-CSG, (b) canal de subida com o QAP-CSG, (c) canal de subida com o SB-ACVP, (d) canal de descida para o AP-CSG, (e) canal de descida com o QAP-CSG e (f) canal de descida para o SB-ACVP. SOI da ERB 1 (linha contínua); SOI da ERB 2 (linha tracejada); SOI da ERB 3 (linha pontilhada). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura). 152

Figura 6.6 - Exemplo 3. Diagramas de irradiação do canal de subida na iteração $n = 1000$ para os algoritmos (a) AP-CSG, (b) QAP-CSG e (c) SB-ACVP; e na iteração $n = 2000$ para os algoritmos (d) AP-CSG, (e) QAP-CSG e (f) SB-ACVP. SOI₁ (linha contínua); SOI₂ (linha tracejada); SOI₃ (linha pontilhada). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura). 155

Figura 6.7 - Exemplo 3. Curvas de potência de transmissão obtidas no (a) canal de subida para o algoritmo AP-CSG, (b) canal de subida com o QAP-CSG, (c) canal de subida com o SB-ACVP, (d) canal de descida para o AP-CSG, (e) canal de descida com o QAP-CSG e (f) canal de descida para o SB-ACVP. SOI₁ (linha contínua); SOI₂ (linha tracejada); SOI₃ (linha pontilhada). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura). 157

Figura 6.8 - Exemplo 3. Curvas de SINR obtidas no (a) canal de subida para o algoritmo AP-CSG, (b) canal de subida com o QAP-CSG, (c) canal de subida com o SB-ACVP, (d) canal de descida para o AP-CSG, (e) canal de descida com o QAP-CSG e (f) canal de descida para o SB-ACVP. SOI₁ (linha contínua); SOI₂ (linha tracejada); SOI₃ (linha pontilhada). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura). 160

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Algoritmo proposto em [28].....	45
Tabela 3.1 - Sumário do algoritmo baseado no MEQM formulado em conjunto com o NLMS.....	54
Tabela 3.2 – Sumário do algoritmo proposto implementado em conjunto com o NLMS.....	58
Tabela 4.1 - Algoritmo CSG.....	73
Tabela 4.2 - Algoritmo ICSG.....	74
Tabela 4.3 - Algoritmo Choi-A.....	76
Tabela 4.4 - Algoritmo Choi-B.....	77
Tabela 4.5 - Algoritmo AP-CSG.....	82
Tabela 4.6 - Algoritmo QAP-CSG.....	85
Tabela 4.7 - Comparação de complexidade computacional em função do número de antenas (K) do arranjo.....	86
Tabela 5.1 – Algoritmo SB-ACVP.....	105
Tabela 5.2 - Comparação de complexidade computacional dos algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP.....	106
Tabela 6.1 - Algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP com controle de potência.....	137
Tabela 6.2 - Especificação dos AOAs e da atenuação dos sinais recebidos pelas diferentes ERBs.....	143

LISTA DE ABREVIATURAS

ACVP	<i>adaptive combination of vector projections</i>
AOA	<i>angle of arrival</i>
AOD	<i>angle of departure</i>
AP-CSG	<i>adaptive projection constrained stochastic gradient</i>
AWGN	<i>additive white Gaussian noise</i>
BPSK	<i>binary phase shift keying</i>
CDMA	<i>code division multiple access</i>
CMA	<i>constant modulus algorithm</i>
CSG	<i>constrained stochastic gradient</i>
CSI	<i>channel state information</i>
DS-CDMA	<i>direct sequence code division multiple access</i>
EQM	erro quadrático médio
ERB	estação de rádio base
FDD	<i>frequency division duplex</i>
ICSG	<i>improved constrained stochastic gradient</i>
LCMV	<i>linearly constrained minimum variance</i>
LMS	<i>least-mean-square</i>
MC	Monte Carlo
MEQM	mínimo erro quadrático médio
NLMS	<i>normalized least-mean-square</i>
QAP-CSG	<i>quadratic adaptive projection constrained stochastic gradient</i>
RLS	<i>recursive-least-squares</i>
SB-ACVP	<i>sigmoid-based adaptive combination of vector projections</i>
SINR	<i>signal-to-interference-plus-noise ratio</i>
SOI	<i>signal of interest</i>
TD	Teoria da Dualidade
TDD	<i>time division duplex</i>
ULA	<i>uniform linear array</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$\alpha(n)$	coeficiente de desvanecimento
β	parâmetro de suavização
ξ	MEQM
$\hat{\xi}(n)$	estimativa do EQM
$d(n)$	sinal de referência
$\hat{\mathbf{d}}(n)$	vetor contendo o SOI
$\Delta\theta$	ângulo de espalhamento
$e(n)$	sinal de erro na saída do arranjo de antenas
ε	parâmetro de suavização
$\varphi(n)$	função sigmoide
γ	menor valor admissível da SINR
$\hat{\Gamma}(n)$	SINR no canal de subida
$\Gamma(n)$	SINR no canal de descida
$\tilde{\Gamma}(n)$	SINR instantânea
$\hat{\mathbf{h}}(n)$	vetor diretor no canal de subida
$\mathbf{h}(n)$	vetor diretor no canal de descida
K	número de antenas do arranjo
L	número de percursos
λ	multiplicador de Lagrange
μ	passo de adaptação
M	número de usuários no sistema
$\boldsymbol{\eta}(n)$	vetor contendo o ruído presente em cada antena do arranjo
$\eta(n)$	ruído presente na única antena do terminal móvel
$\hat{P}(n)$	potência de transmissão no canal de subida
$\psi(n)$	variável auxiliar da função sigmoide
$\hat{\mathbf{q}}(n)$	vetor contendo o sinal de um único usuário
$\chi(n)$	coeficiente da combinação linear adaptativa
$\mathbf{r}(n)$	vetor de correlação cruzada

ρ	fator de projeção
$\hat{\mathbf{R}}(n)$	matriz de covariância espacial no canal de subida
$\mathbf{R}(n)$	matriz de covariância espacial no canal de descida
$\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)$	matriz de covariância do SOI
$\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)$	estimativa da matriz de covariância do SOI
$\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)$	matriz de covariância do sinal interferência-mais-ruído
$\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)$	estimativa da matriz de covariância do sinal interferência-mais-ruído
$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{x}}}(n)$	matriz de covariância do sinal de entrada do arranjo de antenas
$\hat{s}(n)$	símbolo transmitido no canal de subida
$s(n)$	símbolo transmitido no canal de descida
σ_{η}^2	variância do ruído
$\hat{\theta}(n)$	AOA
τ	constante de suavização do algoritmo de controle de potência
$\hat{\mathbf{w}}(n)$	vetor de conformação de feixe no canal de subida
$\mathbf{w}(n)$	vetor de conformação de feixe no canal de descida
$\hat{\mathbf{x}}(n)$	vetor de entrada do arranjo de antenas
$\hat{\mathbf{y}}(n)$	sinal recebido pelo arranjo de antenas
$\mathbf{y}(n)$	sinal recebido pelo terminal móvel
$\hat{\mathbf{z}}(n)$	vetor contendo os sinais interferentes acrescidos de ruído

SUMÁRIO

1. Introdução.....	29
1.1 Filtragem Adaptativa Aplicada à Conformação de Feixe em Arranjo de Antenas	29
1.2 Conformação de Feixe com Controle de Potência.....	32
1.3 Aplicação dos Algoritmos Adaptativos no Canal de Descida ..	33
1.4 Objetivos do Trabalho.....	34
1.5 Organização do Trabalho.....	34
2. Fundamentação Teórica e Definição do Problema.....	37
2.1 Introdução	37
2.2 Modelo do Sinal.....	37
2.3 Conformação de Feixe com Controle de Potência: Formulação do Problema	42
2.4 Solução do Problema de Conformação de Feixe com Controle de Potência.....	43
2.5 Dualidade Entre os Problemas dos Canais de Subida e de Descida.....	45
2.6 Conclusões.....	48
3. Conformação de Feixe e Controle de Potência Usando Sinais de Referência	51
3.1 Introdução	51
3.2 Algoritmo Baseado no MEQM.....	52
3.2.1 Implementação do algoritmo	53
3.3 Algoritmo Proposto.....	55
3.3.1 Convergência para a solução ótima.....	58
3.4 Resultados de Simulação	60
3.4.1 Exemplo 1	61
3.4.2 Exemplo 2.....	63
3.4.3 Exemplo 3.....	65
3.5 Conclusões.....	67
4. Algoritmos de Conformação de Feixe Baseados na Separação dos Sinais Recebidos.....	69

4.1	Introdução.....	69
4.2	Estimativa Instantânea do Sinal de Interesse.....	70
4.3	Revisitando os Algoritmos da Literatura.....	72
4.3.1	Algoritmo <i>constrained stochastic gradient</i> (CSG).....	72
4.3.2	Algoritmo <i>improved constrained stochastic gradient</i> (ICSG).	73
4.3.3	Algoritmo de conformação de feixe aplicado a sistemas CDMA	75
4.3.4	Algoritmo de conformação de feixe aplicado a sistemas CDMA com alto nível de interferência	76
4.4	Algoritmo Proposto: <i>Adaptive Projection Constrained Stochastic Gradient</i>	78
4.5	Algoritmo Proposto: <i>Quadratic Adaptive Projection Constrained Stochastic Gradient</i>	82
4.6	Resultados de Simulação	86
4.6.1	Rejeição de interferência cocanal	87
4.6.2	Rejeição de interferência em sistemas CDMA	90
4.7	Conclusões.....	93
5.	Nova Abordagem para Algoritmos de Conformação de Feixe Baseada na Modelagem Estocástica dos Algoritmos AP-CSG e QAP-CSG	95
5.1	Introdução.....	95
5.2	Modelagem Estocástica dos Algoritmos AP-CSG e QAP-CSG....	95
5.2.1	Momento de primeira ordem do vetor de conformação de feixe do algoritmo AP-CSG.....	96
5.2.2	Momento de primeira ordem do vetor de conformação de feixe do algoritmo QAP-CSG.....	98
5.2.3	Razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR) no canal de subida	99
5.3	Abordagem Proposta: <i>Adaptive Combination of Vector Projections</i>	100
5.3.1	Algoritmo proposto: <i>sigmoid-based</i> ACVP.....	101
5.3.2	Momento de primeira ordem do vetor de conformação de feixe do algoritmo SB-ACVP.....	106

5.4	Resultados de Simulação	107
5.4.1	Exemplo 1	108
5.4.2	Exemplo 2	113
5.4.3	Exemplo 3	119
5.4.4	Exemplo 4	125
5.5	Conclusões	131
6.	Controle de Potência Aplicado aos Algoritmos de Conformação de Feixe com Projeções Adaptativas	133
6.1	Introdução	133
6.2	Controle de Potência no Canal de Subida.....	134
6.3	Conformação de Feixe e Controle de Potência no Canal de Descida.....	135
6.4	Modelo Estocástico.....	137
6.4.1	Potência de transmissão do canal de subida.....	137
6.4.2	Vetor de conformação de feixe do canal de descida	138
6.4.3	Razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR) no canal de descida	139
6.5	Resultados de Simulação	139
6.5.1	Exemplo 1: única célula e um único SOI.....	140
6.5.2	Exemplo 2: múltiplas células com um único SOI.....	142
6.5.3	Exemplo 3: única célula com múltiplos SOIs	152
6.6	Conclusões	160
7.	Conclusões e Comentários Finais.....	163
7.1	Sumário e Discussão dos Resultados	163
7.2	Trabalhos Publicados	165
7.3	Sugestões para Trabalhos Futuros	166
	Referências Bibliográficas	169

INTRODUÇÃO

1.1 Filtragem Adaptativa Aplicada à Conformação de Feixe em Arranjo de Antenas

O desenvolvimento de terminais móveis com alta capacidade de processamento e o surgimento de novas tecnologias de comunicação sem fio para serviços de internet vêm promovendo um aumento importante no tráfego de dados em sistemas de comunicação móvel celular [1]. Entretanto, fatores tais como o reduzido número de frequências disponíveis no espectro de radiocomunicação, o desvanecimento por multipercurso e o espalhamento temporal causado pelo canal de comunicação móvel têm limitado consideravelmente a capacidade de expansão desses sistemas [2], [3]. Para tratar tal problema, técnicas como setorização de células são utilizadas para reduzir a interferência cocanal, permitindo assim reduzir o número de células por *cluster* e, conseqüentemente, elevar a eficiência espectral do sistema [4]. É nesse contexto de redução dos níveis de interferência que os arranjos adaptativos de antenas, também chamados antenas inteligentes [5], têm se revelado como uma técnica promissora para a ampliação de capacidade em sistemas de comunicações móveis. Conforme ilustrado na Figura 1.1, a denominação de arranjo adaptativo de antenas é usada para descrever um sistema formado basicamente por um conjunto de antenas e um processador de sinais. O padrão de irradiação [6] produzido por esse tipo de configuração é controlado através do ajuste em tempo real da amplitude e fase dos coeficientes complexos $w_k(n)$, sendo n o índice de tempo discreto. Para tal, os chamados algoritmos adaptativos de conformação de feixe [1], [5], [7] buscam de forma automática o conjunto ótimo de coeficientes $w_1(n), w_2(n), \dots, w_K(n)$ que, após serem aplicados aos sinais em banda base $x_1(n), x_2(n), \dots, x_K(n)$, proporcionem a melhor qualidade possível no sinal recebido $y(n)$. Assim, um arranjo adaptativo de antenas pode

ser definido como um filtro espacial, atenuando ou amplificando sinais oriundos de uma determinada direção de acordo com a resposta espacial proporcionada pelos coeficientes $w_k(n)$.

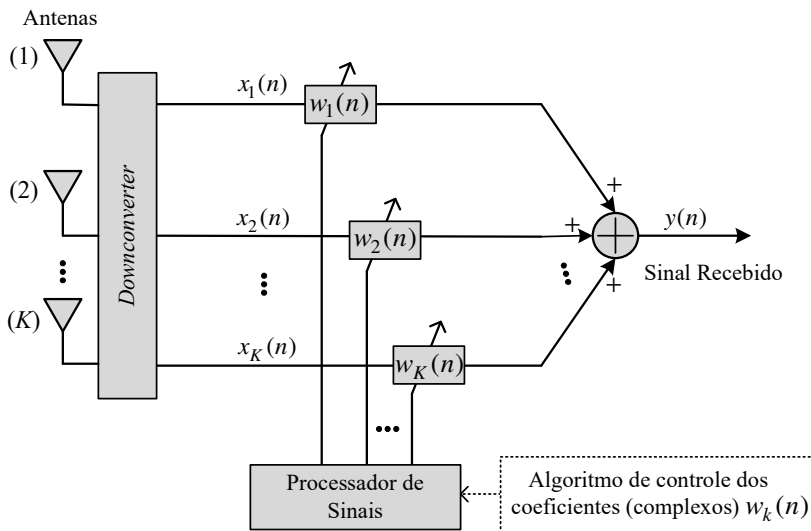


Figura 1.1 - Arranjo adaptativo de antenas operando no modo recepção.

Os algoritmos adaptativos aplicados à conformação de feixe podem ser classificados em três grandes grupos de acordo com o seu princípio de funcionamento:

- algoritmos formulados a partir do conhecimento do vetor diretor [5] dos sinais envolvidos;
- algoritmos baseados em um sinal de referência altamente correlacionado com o sinal de interesse (SOI - *signal of interest*);
- algoritmos cegos.

Os algoritmos do primeiro grupo, tais como o consagrado *linearly constrained minimum variance* (LCMV) proposto em [8], utilizam a estimativa do ângulo de chegada (AOA - *angle of arrival*) dos sinais envolvidos para a obtenção do vetor diretor requerido [1]. Assim, algoritmos de estimação de AOA devem ser implementados em paralelo com os algoritmos de conformação de feixe. Como vantagens dos algoritmos desse grupo, destacam-se os elevados valores de razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR - *signal-to-interference-plus-noise ratio*) após a convergência e o alto grau de estabilidade. Entretanto, pequenos

erros na estimativa do AOA são suficientes para degradar consideravelmente o desempenho desses algoritmos [9]. Dessa forma, visando contornar tal problema, novos algoritmos, como, por exemplo, os apresentados em [10]-[12], vêm sendo desenvolvidos com o objetivo de proporcionar maior robustez frente a possíveis erros na estimação do AOA dos sinais envolvidos.

O segundo grupo é formado por algoritmos que dependem da disponibilidade de um sinal de referência altamente correlacionado com o SOI [1], [7]. O erro obtido a partir da diferença entre o sinal na saída do arranjo e o sinal de referência é utilizado como função objetivo para o desenvolvimento do algoritmo de conformação de feixe. Os algoritmos clássicos *least-mean-square* (LMS), *normalized LMS* (NLMS) e *recursive-least-squares* (RLS) [13]-[15] são exemplos de algoritmos pertencentes ao segundo grupo [1], [5], [7]. O principal requisito para o funcionamento adequado desses algoritmos é o valor elevado de correlação cruzada entre o SOI presente na entrada do arranjo e o sinal de referência, o que, mesmo com a utilização de períodos de treinamento, é uma condição mais difícil de ser atendida em sistemas de comunicações móveis. Por exemplo, em situações em que o canal sofre variações rápidas em relação à taxa de símbolos do sistema (desvanecimento rápido) [2], [3], o SOI e o sinal piloto tornam-se estatisticamente descorrelacionados antes de ser atingida a convergência do algoritmo adaptativo, reduzindo severamente o desempenho do processo de conformação de feixe.

Os algoritmos pertencentes ao terceiro grupo, denominados algoritmos cegos, não necessitam do conhecimento *a priori* do AOA ou de um sinal de referência, fato esse que facilita a implementação de tais algoritmos. Tipicamente, os algoritmos cegos proporcionam um desempenho inferior aos algoritmos pertencentes aos dois primeiros grupos, como é o caso do algoritmo *constant modulus algorithm* (CMA) [5], que não discrimina o sinal interferente do SOI se ambos os sinais utilizarem uma modulação de módulo constante. Entretanto, a partir de informações inerentes aos sistemas de comunicações, o desempenho dos algoritmos cegos pode ser consideravelmente incrementado. Por exemplo, em [16] e [17], são propostos dois algoritmos de conformação de feixe aplicados a sistemas *code division multiple access* (CDMA) que, a partir das amostras instantâneas dos sinais disponíveis na entrada e saída do correlator utilizado na recepção, elevam a qualidade do sinal recebido pelo arranjo. Já os algoritmos propostos em [18] e [19], denominados, respectivamente, *constrained stochastic gradient* (CSG) e

improved CSG (ICSG), utilizam estimativas individuais das amostras do SOI e dos sinais interferentes, as quais podem ser obtidas através de técnicas de separação cega de sinais, como as discutidas em [20]-[22], que se baseiam no alfabeto finito dos símbolos utilizados em um sistema digital. Verifica-se de [18] e [19] que os algoritmos CSG e ICSG aumentam a SINR na saída do arranjo, como também proporcionam maior estabilidade mesmo para o caso de canais do tipo Rayleigh com desvanecimento rápido [2], [3]. Nesse contexto, o desenvolvimento de novos algoritmos que explorem características inerentes aos sistemas de comunicações é tema de pesquisa atual para a área de filtragem adaptativa, uma vez que, além de proporcionar valores elevados de SINR na saída do arranjo, eliminam o uso de recursos adicionais necessários para obter o sinal de referência ou estimar o AOA dos sinais.

1.2 Conformação de Feixe com Controle de Potência

Em sistemas de comunicação sem fio, o uso de técnicas de controle da potência de transmissão proporciona tratamento adequado da interferência entre os usuários e possibilita aumento da eficiência energética do sistema. Particularmente, em sistemas de comunicação móvel celular em que os níveis de interferência são elevados, o controle adequado de potência é essencial para o aumento da capacidade e desempenho desses sistemas, melhorando algumas de suas características, tais como a qualidade do sinal, eficiência espectral, dentre outras [23], [24]. Além disso, em sistemas de rádio cognitivo, o controle adaptativo da potência de transmissão é de fundamental importância para que usuários secundários realizem a comunicação com o menor nível de interferência possível sobre os usuários primários [25], [26].

Outro ponto relevante, quando se fala em comunicações móveis, é a potência de transmissão dos terminais móveis. Pesquisas têm discutido a possível degradação da saúde humana causada pela irradiação eletromagnética dos terminais móveis, fazendo com que os órgãos reguladores da área sejam cada vez mais rigorosos quanto aos níveis de potência de transmissão usados. Além disso, uma utilização eficiente da potência de transmissão se faz necessária para uma maior vida útil das baterias, motivando ainda mais o desenvolvimento de novas técnicas que possibilitem o uso de menores níveis de potência de transmissão em sistemas de comunicações móveis.

Os algoritmos de controle de potência são desenvolvidos visando minimizar a potência de transmissão enquanto uma requerida SINR mínima, definida pelo projetista, é mantida [24]. É nesse contexto que a ideia do controle de potência em conjunto com a conformação de feixe é discutida. O aumento da SINR, proporcionado pelo arranjo adaptativo de antenas, permite que os algoritmos de controle de potência atinjam menores valores de potências de transmissão e, com isso, melhores resultados são alcançados quando a conformação de feixe é realizada conjuntamente com o controle de potência do sistema [27], [28].

O problema de otimização que associa a conformação de feixe ao controle de potência foi inicialmente proposto em [27] e [28], em que os autores combinam a conformação de feixe e a potência de transmissão de cada usuário em um único problema. Desde então, o desenvolvimento de algoritmos que solucionem, em tempo real, tal problema de otimização, tornou-se alvo de pesquisa em sistemas de comunicações móveis.

1.3 Aplicação dos Algoritmos Adaptativos no Canal de Descida

Usualmente, os algoritmos adaptativos de conformação de feixe são considerados apenas para o modo de recepção na estação de rádio base (ERB), isto é, no canal de subida [*uplink*, sentido terminal móvel para a ERB]. Nesse caso, a otimização do enlace entre a ERB e o terminal móvel permite que este último reduza a potência de transmissão sem comprometer a qualidade do sinal recebido pela ERB. Além disso, os benefícios podem ser ainda maiores se forem usadas técnicas de processamento também no canal de descida (*downlink*, sentido ERB para o terminal móvel). No entanto, devido à quantidade reduzida de informação disponível na ERB sobre as características do canal de descida (limitada CSI - *channel state information*), a conformação de feixe ótima nesse canal é dificilmente alcançada [1].

Para superar o problema da limitada CSI do canal de descida, a hipótese de reciprocidade direcional, a qual vem sendo respaldada por meio de resultados experimentais, é usualmente aplicada [1]. A reciprocidade direcional consiste em assumir a mesma geometria de propagação dos sinais presentes em ambos os canais de subida e de descida, isto é, o AOA do sinal transmitido por um dado usuário no canal de subida é equivalente ao ângulo de partida (AOD - *angle of departure*) do sinal transmitido ao mesmo usuário no canal de descida. Dessa maneira, mesmo em sistemas *frequency division duplex* (FDD) em que os canais de subida e de descida operam em faixas de frequência

distintas (mas suficientemente próximas), o vetor diretor [5] referente a um dado sinal pode ser considerado o mesmo em ambos os canais, possibilitando assim determinar a conformação de feixe do canal de descida a partir dos sinais recebidos no canal de subida [18].

A hipótese de reciprocidade direcional entre os canais (subida e descida), além de facilitar o processo de conformação de feixe no modo de transmissão, permite, através da Teoria da Dualidade (TD) [29], relacionar o problema do canal de subida com o do canal de descida. Essa relação é de grande importância, uma vez que os conceitos estabelecidos sobre a TD podem ser utilizados na obtenção de informações acerca do problema de otimização de cada canal. Por exemplo, utilizando a TD, pode-se verificar, a partir da análise do canal de subida, se o problema formulado para o canal de descida pode ou não ser resolvido [30].

1.4 Objetivos do Trabalho

Na busca por melhorias no desempenho de sistemas de comunicações móveis, diversos algoritmos de conformação de feixe e de controle de potência vêm sendo propostos na literatura da área. Contudo, alguns problemas, tais como o baixo desempenho frente a condições rigorosas de propagação e a elevada carga computacional, são comumente encontrados nos algoritmos adaptativos propostos. Nesse contexto, o objetivo deste trabalho é formular novas estratégias que resultem tanto em melhorias dos algoritmos existentes quanto na concepção de novos algoritmos com melhor desempenho e baixa complexidade computacional. Para se atingir tal objetivo, parte do trabalho é dedicado ao desenvolvimento de novos algoritmos de controle de potência que possam ser facilmente implementados em conjunto com algoritmos de conformação de feixe existentes, como também com outros algoritmos propostos neste trabalho. Quanto à conformação de feixe, novas metodologias formuladas a partir da manipulação de projeções vetoriais são utilizadas no desenvolvimento de novos algoritmos que proporcionem valores elevados de SINR na saída do arranjo.

1.5 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado conforme descrito a seguir. O Capítulo 2 apresenta os conceitos básicos e a definição do problema de otimização considerado para o desenvolvimento dos algoritmos. No

Capítulo 3, é proposto um novo algoritmo de controle de potência que permite a atualização simultânea da potência de transmissão e dos coeficientes de conformação de feixe em sistemas com sinal de referência. O Capítulo 4 apresenta dois novos algoritmos de conformação de feixe baseados na separação dos sinais recebidos. No Capítulo 5, um novo algoritmo de conformação de feixe é desenvolvido a partir dos modelos estocásticos dos algoritmos propostos no Capítulo 4. No Capítulo 6, o algoritmo de controle de potência apresentado no Capítulo 3 é modificado para operar em conjunto com os algoritmos de conformação de feixe baseados na separação dos sinais recebidos. Finalmente, o Capítulo 7 apresenta as conclusões e comentários desta tese e sugestões para trabalhos futuros.

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

2.1 Introdução

A integração da conformação de feixe com o controle de potência foi originalmente proposta em [27] e [28] a partir da formulação de um único problema de otimização que envolve o processo de conformação de feixe e a potência de transmissão de cada usuário do sistema. Desde então, diversos trabalhos de pesquisa vêm sendo propostos nessa área como também esforços vêm sendo realizados a fim de relacionar o problema formulado para o canal de subida com o estabelecido para o canal de descida. Nesse contexto, buscando fornecer a fundamentação teórica necessária para o desenvolvimento de novos algoritmos de conformação de feixe com controle de potência, as notações e definições utilizadas no presente trabalho são primeiramente discutidas e, em seguida, o algoritmo proposto em [28] é revisitado.

2.2 Modelo do Sinal

Considere aqui um sistema FDD[†] multiusuário com M usuários (com única antena) e um conjunto de antenas (localizado na ERB) com K elementos, conforme ilustrado na Figura 2.1. O sinal recebido pela ERB considerando o conformador de feixe determinado para o i -ésimo usuário é dado por

$$\hat{y}_i(n) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{x}}(n) \quad (2.1)$$

onde $\hat{\mathbf{w}}_i(n) = [\hat{w}_{i,1}(n) \ \hat{w}_{i,2}(n) \ \dots \ \hat{w}_{i,K}(n)]^T$ denota o i -ésimo vetor de conformação de feixe do canal de subida com dimensão $K \times 1$ e $\hat{\mathbf{x}}(n) = [\hat{x}_1(n) \ \hat{x}_2(n) \ \dots \ \hat{x}_K(n)]^T$, o vetor de dimensão $K \times 1$

[†] A formulação apresentada na presente seção pode ser facilmente aplicada em *sistemas time division duplex* (TDD) considerando que a transmissão e recepção dos sinais são realizadas em instantes distintos.

contendo as amostras instantâneas dos sinais em banda base recebidos em cada antenna do conjunto. O sobrescrito H representa o conjugado transposto do vetor e o símbolo $\hat{\cdot}$ é usado para indicar as variáveis envolvidas no canal de subida.

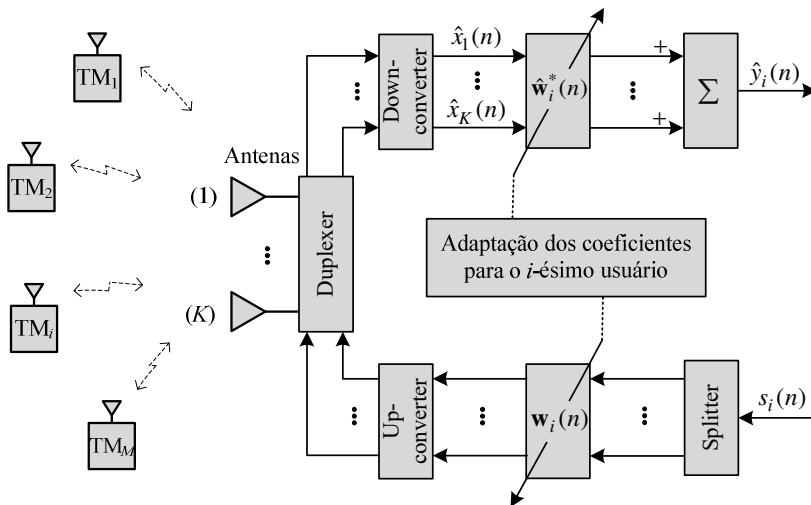


Figura 2.1 - Diagrama de blocos do sistema para os canais de subida e de descida.

Assumindo que a onda eletromagnética transmitida apresente largura de banda fracionária pequena o suficiente (inferior a 1% em relação à frequência central) [7], o atraso de tempo entre os sinais presentes em cada antenna do arranjo pode ser modelado a partir de atrasos de fase calculados na frequência central de operação do sistema. Assim, o sinal na entrada do arranjo é obtido por

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{q}}_m(n) + \boldsymbol{\eta}(n) \quad (2.2)$$

onde $\boldsymbol{\eta}(n)$ representa um vetor complexo de dimensão $K \times 1$ que modela o ruído do tipo AWGN (*additive white Gaussian noise*) presente em cada antenna do arranjo e $\hat{\mathbf{q}}_m(n)$, um vetor contendo o sinal do m -ésimo usuário recebido em cada antenna do arranjo. Para o caso em que o sinal de cada usuário percorre L percursos diferentes, $\hat{\mathbf{q}}_m(n)$ é decomposto como

$$\hat{\mathbf{q}}_m(n) = \sqrt{\hat{P}_m(n)} \hat{s}_m(n) \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{m,l}(n) \hat{\mathbf{h}}_{m,l}(n). \quad (2.3)$$

Na expressão anterior, o termo $\alpha_{m,l}(n)$ que representa o desvanecimento causado pelo l -ésimo multipercurso é modelado por uma variável aleatória gaussiana complexa com distribuição de probabilidade de Rayleigh na magnitude e uniforme na fase. As variáveis $\hat{P}_m(n)$ e $\hat{s}_m(n)$ denotam, respectivamente, a potência de transmissão e o símbolo transmitido pelo usuário m . O vetor complexo $\hat{\mathbf{h}}_{m,l}(n)$ com dimensão $K \times 1$ representa o vetor diretor [5] do canal de subida referente ao l -ésimo percurso do sinal proveniente do m -ésimo usuário. O vetor diretor é dado por

$$\hat{\mathbf{h}}_{m,l}(n) = \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{d} \cos[\hat{\theta}_{m,l}(n)] \right\} \quad (2.4)$$

onde $j = \sqrt{-1}$, λ denota o comprimento de onda da onda eletromagnética, $\hat{\theta}_{m,l}(n)$ é o AOA (azimute) do l -ésimo percurso e \mathbf{d} , um vetor de dimensão $K \times 1$ contendo a posição espacial de cada antena do arranjo. Note que, de acordo com o modelo utilizado, sinais com AOA em 90° estão situados na direção transversal ao arranjo. Além disso, para a formulação de (2.4), considera-se que os terminais móveis encontram-se no mesmo plano do arranjo de antenas (elevação nula). No caso de um arranjo linear uniforme (ULA - *uniform linear array*), o vetor de posição espacial é formado por múltiplos da distância (denotada por d) entre as antenas, isto é, $\mathbf{d} = [0 \quad d \quad \dots \quad (K-1)d]^T$. Para outros formatos de arranjo, como, por exemplo, arranjos circulares ou planares [5], o vetor \mathbf{d} deve ser escrito de acordo com a geometria utilizada. Devido à maior facilidade de implementação, o ULA é amplamente utilizado na literatura para avaliar o desempenho de algoritmos de conformação de feixe.

Então, combinando (2.1) com (2.2) e (2.3), a saída do arranjo de antenas é reescrita como

$$\hat{y}_i(n) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \sum_{m=1}^M \sqrt{\hat{P}_m(n)} \hat{s}_m(n) \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{m,l}(n) \hat{\mathbf{h}}_{m,l}(n) + \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \boldsymbol{\eta}(n). \quad (2.5)$$

Agora, assumindo a potência média de símbolos unitária, isto é,

$$E[|\hat{s}_m(n)|^2] = 1, \quad \forall m \quad (2.6)$$

e que o desvanecimento por multipercurso é normalizado e independente [18], [31], isto é,

$$E[\alpha_{l,i}(n)\alpha_{j,k}^*(n)] = \begin{cases} 1/L, & l = j \text{ e } i = k \\ 0, & l \neq j \text{ ou } i \neq k \end{cases} \quad (2.7)$$

a potência média de $\hat{y}_i(n)$ é obtida como segue:

$$E[|\hat{y}_i(n)|^2] = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \left[\sum_{m=1}^M \hat{P}_m(n) \hat{\mathbf{R}}_m(n) \right] \hat{\mathbf{w}}_i(n) + \sigma_\eta^2 \|\hat{\mathbf{w}}_i(n)\|^2 \quad (2.8)$$

em que

$$\hat{\mathbf{R}}_m(n) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \hat{\mathbf{h}}_{m,l}(n) \hat{\mathbf{h}}_{m,l}^H(n) \quad (2.9)$$

denota a matriz de covariância espacial do m -ésimo terminal móvel e σ_η^2 , a variância do ruído.

Admitindo-se que o sinal do i -ésimo terminal móvel seja o SOI, a expressão (2.8) é reescrita como

$$\begin{aligned} E[|\hat{y}_i(n)|^2] &= \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{P}_i(n) \hat{\mathbf{R}}_i(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) \\ &+ \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \left[\sum_{m \neq i}^M \hat{P}_m(n) \hat{\mathbf{R}}_m(n) \right] \hat{\mathbf{w}}_i(n) \\ &+ \sigma_\eta^2 \|\hat{\mathbf{w}}_i(n)\|^2 \end{aligned} \quad (2.10)$$

onde o i -ésimo termo é extraído do somatório, destacando, assim, a potência do SOI (primeiro termo), da interferência (segundo termo) e do ruído (terceiro termo) presentes na saída no arranjo. Em seguida, a razão entre a potência do SOI e a potência da interferência mais ruído é obtida, resultando na expressão da SINR do canal de subida, dada por

$$\hat{\Gamma}_i(n) = \frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{P}_i(n) \hat{\mathbf{R}}_i(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n)}{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \left[\sum_{m \neq i}^M \hat{P}_m(n) \hat{\mathbf{R}}_m(n) \right] \hat{\mathbf{w}}_i(n) + \sigma_\eta^2 \|\hat{\mathbf{w}}_i(n)\|^2}. \quad (2.11)$$

Finalizado o modelo matemático que descreve o sinal presente no canal de subida, obtém-se, em seguida, um modelo equivalente para o sinal transmitido pela ERB e recebido pelo terminal móvel (canal de descida). Então, para o canal de descida, verifica-se a partir da Figura 2.1 que o sinal em banda base presente na entrada de cada antena do arranjo é escrito como

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{m=1}^M s_m(n) \mathbf{w}_m(n) \quad (2.12)$$

onde $s_m(n)$ e $\mathbf{w}_m(n)$ denotam, respectivamente, o símbolo complexo e o vetor de conformação de feixe do canal de descida referente ao m -ésimo usuário. Considerando então que os terminais móveis apresentem ganho unitário para a recepção dos sinais, o sinal recebido pelo i -ésimo usuário a partir de L caminhos multipercursos é expresso como

$$\begin{aligned} y_i(n) &= \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,l}(n) \mathbf{h}_{i,l}^H(n) \mathbf{x}(n) + \eta(n) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,l}(n) \mathbf{h}_{i,l}^H(n) \sum_{m=1}^M s_m(n) \mathbf{w}_m(n) + \eta(n) \end{aligned} \quad (2.13)$$

com $\eta(n)$ e $\mathbf{h}_{i,l}(n)$ representando, respectivamente, o ruído presente na única antena do terminal móvel e o vetor diretor do canal de descida calculado a partir de (2.4) com os valores apropriados de AOD. Agora, assumindo independência entre os sinais provenientes dos diferentes multipercursos, a potência média do sinal recebido no canal de descida é obtida por

$$E[|y_i(n)|^2] = \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_m^H(n) \mathbf{R}_i(n) \mathbf{w}_m(n) + \sigma_\eta^2 \quad (2.14)$$

onde a matriz $\mathbf{R}_i(n)$ é determinada por (2.9) para os correspondentes valores de $\mathbf{h}_{i,l}(n)$. Finalmente, a qualidade do sinal recebido pelo i -ésimo usuário é avaliada através da SINR média do canal de descida, dada por

$$\Gamma_i(n) = \frac{\mathbf{w}_i^H(n) \mathbf{R}_i(n) \mathbf{w}_i(n)}{\sum_{m \neq i}^M \mathbf{w}_m^H(n) \mathbf{R}_i(n) \mathbf{w}_m(n) + \sigma_\eta^2}. \quad (2.15)$$

É importante destacar que as expressões derivadas na presente seção são usadas nas simulações numéricas realizadas ao longo do trabalho. Tais simulações são obtidas através do *software* Matlab (versão R2014a), sem usar qualquer *toolbox* ou ferramenta adicional.

2.3 Conformação de Feixe com Controle de Potência: Formulação do Problema

A função objetivo utilizada para o desenvolvimento dos algoritmos apresentados neste trabalho é formulada de maneira que a potência de transmissão seja a menor possível, mantendo a comunicação com uma SINR acima de um valor preestabelecido [27], [28], [32]. Para tal, os coeficientes de conformação de feixe e a potência de transmissão de cada usuário são combinados em uma única função objetivo (para cada canal) definida por

$$\min_{\mathbf{w}_1 \dots \mathbf{w}_M} \left(\sum_{i=1}^M \|\mathbf{w}_i\|^2 \right) \quad (2.16)$$

sujeito a $\Gamma_i \geq \gamma_i, \forall i$

para o canal de descida e

$$\min_{\hat{\mathbf{w}}_1 \dots \hat{\mathbf{w}}_M, \hat{P}_1 \dots \hat{P}_M} \left(\sum_{i=1}^M \hat{P}_i \right) \quad (2.17)$$

sujeito a $\hat{\Gamma}_i \geq \gamma_i, \forall i$

para o canal de subida, onde γ_i denota o menor valor admissível da SINR referente ao i -ésimo usuário. É importante notar que, para encontrar a menor potência de transmissão em ambos os canais (subida e descida), os coeficientes de conformação de feixe devem ser determinados de maneira a maximizar a SINR, permitindo a máxima redução da potência de transmissão. Observa-se ainda que a solução ótima dos problemas (2.16) e (2.17) está situada na região ativa (restrição satisfeita na igualdade) [29], [33], isto é, a menor potência de transmissão é obtida quando a SINR é exatamente igual à restrição γ_i . Isso pode ser comprovado facilmente a partir do problema do canal de subida admitindo o par $\hat{\mathbf{w}}_0$ e \hat{P}_0 como solução ótima de um sistema com um único usuário ($M = 1$). Caso a referida solução proporcione uma SINR acima do valor mínimo requerido ($\hat{\Gamma} > \gamma$), percebe-se através de (2.11) que \hat{P}_0 pode ser reduzido ainda mais até que se obtenha $\hat{\Gamma} = \gamma$, comprovando assim que \hat{P}_0 não corresponde à solução ótima para a potência de transmissão.

2.4 Solução do Problema de Conformação de Feixe com Controle de Potência

Os problemas de conformação de feixe com controle de potência, descritos pelas expressões (2.16) e (2.17), são difíceis de serem resolvidos devido à interdependência entre o vetor de conformação de feixe e a potência de transmissão, isto é, alterações da potência de transmissão resultam em uma nova solução ótima do vetor de conformação de feixe e vice-versa. Nesse contexto, soluções fechadas dos problemas (2.16) e (2.17) não são disponíveis e os algoritmos que solucionam tais problemas baseiam-se em métodos iterativos que alternam entre o cálculo do vetor de conformação de feixe e potência de transmissão, visando obter a solução ótima após várias iterações.

O algoritmo precursor dessa classe foi proposto originalmente em [28], o qual realiza o controle de potência conjuntamente com a conformação do feixe e resolve o problema de otimização do canal de subida descrito por (2.17). O algoritmo em questão é formado por duas etapas. Primeiramente, determina-se o vetor de conformação de feixe ótimo que proporciona a maximização de $\hat{\Gamma}_i$ e, em uma segunda etapa, a potência de transmissão é reestabelecida de maneira que a igualdade $\hat{\Gamma}_i = \gamma_i$ seja obtida. Em seguida, visto que a alteração das potências de transmissão resulta em modificações das estatísticas do canal de subida, os coeficientes de conformação de feixe são recalculados e o processo se repete até que a solução de (2.17) seja alcançada.

A derivação do processo de atualização de potência originalmente proposto em [34] e [35] é aqui determinada utilizando a teoria dos multiplicadores de Lagrange aplicada ao problema de otimização (2.17). Para tal, o lagrangeano referente ao i -ésimo usuário no canal de subida é escrito como

$$L(\hat{P}_i, \lambda_i) = \hat{P}_i + \lambda_i (\hat{\Gamma}_i - \gamma_i) \quad (2.18)$$

onde λ_i representa o multiplicador de Lagrange referente ao i -ésimo usuário. Em seguida, o método da descida mais íngreme (*steepest descent method* [14]) é utilizado para a minimização iterativa de \hat{P}_i , isto é,

$$\hat{P}_i(n+1) = \hat{P}_i(n) - \mu \nabla L[\hat{P}_i(n), \lambda_i(n)] \quad (2.19)$$

com μ denotando o passo de adaptação e $\nabla L[\hat{P}_i(n), \lambda_i(n)]$ o gradiente do lagrangeano, dado por

$$\nabla L[\hat{P}_i(n), \lambda_i(n)] = 1 + \lambda_i(n) \frac{\hat{\Gamma}_i(n)}{\hat{P}_i(n)}. \quad (2.20)$$

Para a determinação de $\lambda_i(n)$, primeiramente (2.20) é substituída em (2.19), resultando em

$$\hat{P}_i(n+1) = \hat{P}_i(n) - \mu - \mu \lambda_i(n) \frac{\hat{\Gamma}_i(n)}{\hat{P}_i(n)}. \quad (2.21)$$

Em seguida, multiplicando ambos os lados de (2.21) por $\hat{\Gamma}_i(n)/\hat{P}_i(n)$ e assumindo que o valor resultante da SINR *a posteriori*, definida por

$$\hat{P}_i(n+1) \frac{\hat{\Gamma}_i(n)}{\hat{P}_i(n)} \quad (2.22)$$

seja exatamente igual à restrição γ_i , chega-se a

$$\lambda_i(n) = -\frac{\gamma_i \hat{P}_i^2(n)}{\mu \hat{\Gamma}_i^2(n)} + \frac{\hat{P}_i^2(n)}{\mu \hat{\Gamma}_i(n)} - \frac{\hat{P}_i(n)}{\hat{\Gamma}_i(n)}. \quad (2.23)$$

Finalmente, substituindo (2.23) em (2.21), obtém-se o processo iterativo para atualização da potência de transmissão proposto em [34] e [35], isto é,

$$\hat{P}_i(n+1) = \frac{\gamma_i \hat{P}_i(n)}{\hat{\Gamma}_i(n)}. \quad (2.24)$$

Portanto, conforme apresentado na Tabela 2.1, o algoritmo proposto em [28] consiste em determinar os coeficientes $\hat{\mathbf{w}}_i(n+1)$ que maximizam $\hat{\Gamma}_i(n)$ e, em seguida, atualizar a potência de transmissão a partir de (2.24). Observe que, em cada iteração do algoritmo, devem ser determinados os coeficientes ótimos de conformação de feixe que maximizem a SINR. Entretanto, tal procedimento não é uma tarefa trivial, requerendo a utilização de algoritmos iterativos para a determinação em tempo real do vetor $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ como também a aplicação de técnicas de detecção de convergência para garantir que a potência de transmissão seja atualizada somente após a maximização de $\hat{\Gamma}_i(n)$.

Tabela 2.1 - Algoritmo proposto em [28]

Para $i = 1, 2, \dots, M$
Inicializar $\hat{P}_i(0)$ e $\hat{\mathbf{w}}_i(0)$
Para $n = 1, 2, 3, \dots$
$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \arg \max_{\hat{\mathbf{w}}_i} \hat{\Gamma}_i(n)$
$\hat{P}_i(n+1) = \frac{\gamma_i \hat{P}_i(n)}{\hat{\Gamma}_i(n)}$

2.5 Dualidade Entre os Problemas dos Canais de Subida e de Descida

Os algoritmos de conformação de feixe com controle de potência são tipicamente implementados em processadores localizados na ERB, atuando tanto no canal de subida quanto no canal de descida. Tal fato se deve à maior capacidade de processamento e controle da ERB como também à maior facilidade de implementação dos algoritmos de conformação de feixe a partir do sinal recebido pelo arranjo de antenas. Dessa maneira, o problema de otimização dado em (2.16) e (2.17) deve ser resolvido unicamente através do tratamento dos sinais recebidos pelo arranjo de antenas situado na ERB, o que implica a necessidade de estimar as estatísticas do canal de descida utilizando os sinais presentes no canal de subida. Considerando sistemas TDD, nos casos em que o tempo de duplexação é menor do que o tempo de coerência do canal [2], os desvanecimentos dos canais de subida e de descida são iguais e, conseqüentemente, as amostras do sinal recebido no canal de subida podem ser utilizadas para uma estimativa precisa da CSI do canal de descida [3]. Por outro lado, em sistemas FDD, a diferença entre as bandas de frequências dos canais de subida e de descida é tipicamente maior do que a largura de banda de coerência do canal [3] de tal forma que os desvanecimentos dos canais acabam sendo independentes [2], [3]. Apesar disso, a geometria dos caminhos de propagação é aproximadamente a mesma para ambos os canais (subida e descida) [36] e, conseqüentemente, vetores diretores $\hat{\mathbf{h}}_{i,l}(n)$ e $\mathbf{h}_{i,l}(n)$ similares são obtidos, resultando em valores semelhantes das matrizes de covariância espacial $\hat{\mathbf{R}}_i(n)$ e $\mathbf{R}_i(n)$ [18]. Então, pode-se considerar, para ambos os

sistemas TDD e FDD, que as matrizes de covariância espacial dos canais de subida e de descida são aproximadamente idênticas, isto é,

$$\hat{\mathbf{R}}_i(n) \cong \mathbf{R}_i(n), \quad \forall i. \quad (2.25)$$

o que define a reciprocidade direcional entre os canais de subida e de descida [1]. Além disso, é importante mencionar que, nos casos em que as bandas de frequência sejam tais que a hipótese de reciprocidade direcional não seja válida, diferentes estruturas de arranjo, tal como o arranjo log periódico proposto em [37], podem ser usadas para obter (2.25) ou ainda técnicas como a calibração de frequência apresentada em [38] podem ser aplicadas para obter a estimativa de $\mathbf{R}_i(n)$ a partir de $\hat{\mathbf{R}}_i(n)$.

Através da hipótese assumida em (2.25), os problemas de otimização representados por (2.16) e (2.17) podem ser relacionados através da TD, comprovando matematicamente que o problema do canal de descida (2.17) representa a versão dual do problema do canal de subida (2.16) [30], [32], [39]. Para verificar a dualidade entre os canais, primeiramente (2.15) é substituída em (2.16) e, então, o problema de otimização do canal de descida é reescrito como

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{w}_1 \dots \mathbf{w}_M} \sum_{m=1}^M \|\mathbf{w}_m\|^2 \\ & \text{sujeito a } -\frac{\mathbf{w}_i^H \mathbf{R}_i \mathbf{w}_i}{\gamma_i} + \sum_{m \neq i} \mathbf{w}_m^H \mathbf{R}_i \mathbf{w}_m + \sigma_\eta^2 \leq 0, \quad \forall i. \end{aligned} \quad (2.26)$$

A partir de (2.26), a função de Lagrange do problema de descida é obtida. Assim,

$$L(\mathbf{w}_i, \lambda_i) = \sum_{i=1}^M \left(\|\mathbf{w}_i\|^2 - \lambda_i \frac{\mathbf{w}_i^H \mathbf{R}_i \mathbf{w}_i}{\gamma_i} + \lambda_i \sigma_\eta^2 + \lambda_i \sum_{m \neq i} \mathbf{w}_m^H \mathbf{R}_i \mathbf{w}_m \right) \quad (2.27)$$

com λ_i representando o multiplicador de Lagrange da i -ésima restrição de desigualdade [29], [33]. Então, utilizando a igualdade

$$\sum_{i=1}^M \lambda_i \sum_{m \neq i} \mathbf{w}_m^H \mathbf{R}_i \mathbf{w}_m = \sum_{i=1}^M \mathbf{w}_i^H \left(\sum_{m \neq i} \lambda_m \mathbf{R}_m \right) \mathbf{w}_i \quad (2.28)$$

(2.27) pode ser convenientemente reescrita como

$$L(\mathbf{w}_i, \lambda_i) = \sum_{i=1}^M \lambda_i \sigma_\eta^2 + \sum_{i=1}^M \mathbf{w}_i^H \left(\mathbf{I} - \lambda_i \frac{\mathbf{R}_i}{\gamma_i} + \sum_{m \neq i} \lambda_m \mathbf{R}_m \right) \mathbf{w}_i. \quad (2.29)$$

Visando determinar λ_i , o seguinte problema de maximização irrestrita é considerado [39]:

$$\max_{\lambda_i} q(\lambda_i) \quad (2.30)$$

onde

$$q(\lambda_i) = \min_{\mathbf{w}_i} L(\mathbf{w}_i, \lambda_i) \quad (2.31)$$

é a função dual de Lagrange [29] referente ao problema primal descrito por (2.26). A partir de (2.31) e (2.29), verifica-se que a solução de (2.30) é obtida quando a matriz

$$\mathbf{I} - \lambda_i \frac{\mathbf{R}_i}{\gamma_i} + \sum_{m \neq i}^M \lambda_m \mathbf{R}_m \quad (2.32)$$

for semidefinida positiva, permitindo assim que o problema (2.31) seja resolvido através do seguinte problema de otimização equivalente:

$$\begin{aligned} & \max_{\lambda_i} \sum_{i=1}^M \lambda_i \sigma_\eta^2 \\ & \text{sujeito a } \mathbf{I} + \sum_{m=1}^M \lambda_m \mathbf{R}_m \geq \left(1 + \frac{1}{\gamma_i}\right) \lambda_i \mathbf{R}_i, \quad \forall i. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Com vistas ao canal de subida, aplicando (2.11) em (2.17), o problema (2.17) pode ser reescrito como

$$\begin{aligned} & \min_{\hat{\mathbf{w}}_1 \dots \hat{\mathbf{w}}_M, \hat{P}_1 \dots \hat{P}_M} \sum_{i=1}^M \hat{P}_i \\ & \text{sujeito a } \hat{\mathbf{w}}_i^H \left[\left(\sigma_\eta^2 \mathbf{I} + \sum_{m=1}^M P_m \hat{\mathbf{R}}_m \right) - \left(1 + \frac{1}{\gamma_i} \right) \hat{P}_i \hat{\mathbf{R}}_i \right] \hat{\mathbf{w}}_i \leq 0, \quad \forall i. \end{aligned} \quad (2.34)$$

A expressão (2.34) é então reformulada em função unicamente dos termos \hat{P}_i , resultando no seguinte problema de otimização:

$$\begin{aligned} & \min_{\hat{P}_1 \dots \hat{P}_M} \sum_{i=1}^M \hat{P}_i \\ & \text{sujeito a } \sigma_\eta^2 \mathbf{I} + \sum_{m=1}^M \hat{P}_m \hat{\mathbf{R}}_m \leq \left(1 + \frac{1}{\gamma_i} \right) \hat{P}_i \hat{\mathbf{R}}_i, \quad \forall i. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Sabendo-se que a restrição de SINR deve ser satisfeita na igualdade para a solução ótima do problema, a minimização descrita por (2.35) pode ser convertida em um problema de maximização através da inversão da

restrição de desigualdade [39]. Além disso, levando em consideração (2.25) e definindo convenientemente a relação

$$\hat{P}_i \triangleq \lambda_i \sigma_\eta^2 \quad (2.36)$$

obtem-se, para o canal de subida, um problema de otimização idêntico ao descrito em (2.33). Dessa forma, conclui-se que, no caso em que a relação (2.25) possa ser estabelecida, o problema do canal de subida representa a versão dual do problema do canal de descida. Assim, todos os conceitos estabelecidos para a TD que relacionem o problema de otimização primal com sua versão dual podem ser utilizados para descrever a relação entre os problemas dados em (2.16) e (2.17).

Em [30], é comprovado que, de maneira geral, a dualidade fraca (*gap* de dualidade [29] não nulo) entre os problemas se mantém e, com isso, a existência da solução do problema (2.16) implica, necessariamente, existir solução do problema (2.17). Além disso, a partir da TD, verifica-se de [39] que a solução ótima do vetor $\hat{\mathbf{w}}_i$ é idêntica, exceto por um fator de escala, à solução ótima do vetor \mathbf{w}_i . Assim, conclui-se que o vetor de conformação de feixe $\hat{\mathbf{w}}_i$ e a potência de transmissão \hat{P}_i , determinados a partir do sinal recebido pelo arranjo de antenas (canal de subida), podem ser utilizados para obter o vetor de coeficientes \mathbf{w}_i que soluciona o problema de otimização (2.16). Mais especificamente, quando a dualidade forte se mantém [30], [36], \mathbf{w}_i pode ser obtido diretamente através da relação

$$\mathbf{w}_i = \sqrt{\hat{P}_i} \frac{\hat{\mathbf{w}}_i}{\|\hat{\mathbf{w}}_i\|}. \quad (2.37)$$

2.6 Conclusões

Neste capítulo, foi apresentada a fundamentação teórica necessária para o desenvolvimento de novos algoritmos que realizam simultaneamente a conformação de feixe e o controle de potência em sistemas de comunicações móveis. O problema de otimização utilizado no desenvolvimento de tais algoritmos foi formulado, o algoritmo precursor dessa nova classe, proposto originalmente em [28], foi revisitado e os problemas dos canais de subida e de descida foram relacionados utilizando a TD.

O próximo capítulo discute a utilização dos algoritmos de conformação de feixe e controle de potência em sistemas que disponibilizam sinais de referência no canal de subida. Especificamente,

é apresentada a versão modificada do algoritmo proposto em [28] obtida a partir da reformulação da restrição *a posteriori* do algoritmo de controle de potência discutido na Seção 2.4. Tal modificação permite a atualização da potência de transmissão em cada iteração, facilitando a implementação e aumentando o desempenho do algoritmo de conformação de feixe com controle de potência em sistemas de comunicações móveis.

CONFORMAÇÃO DE FEIXE E CONTROLE DE POTÊNCIA USANDO SINAIS DE REFERÊNCIA

3.1 Introdução

Conforme discutido no capítulo anterior, os problemas de minimização descritos por (2.16) e (2.17) dão origem ao desenvolvimento de algoritmos que efetuam a conformação de feixe em conjunto com o controle de potência. Uma das abordagens aplicadas no desenvolvimento desses algoritmos consiste em utilizar sinais de referência disponíveis em alguns sistemas de comunicações móveis. Tal abordagem constitui a base de um dos algoritmos propostos em [28], o qual realiza o controle de potência a partir do mínimo erro quadrático médio (MEQM) entre o sinal de referência e o sinal presente na saída do arranjo. A primeira etapa de tal algoritmo é dedicada à obtenção dos coeficientes de conformação de feixe que minimizam o erro quadrático médio (EQM). A realização dessa etapa requer certo período de tempo, uma vez que depende da convergência de um algoritmo adaptativo (que busca iterativamente os coeficientes ótimos de conformação de feixe) ou da estimativa das estatísticas do canal de subida, caso os coeficientes de conformação de feixe sejam obtidos diretamente a partir da solução de Wiener. Após esse período, o algoritmo proposto em [28] prossegue para a segunda etapa, em que o MEQM obtido na primeira etapa é utilizado no processo de atualização da potência de transmissão, visando atingir o mínimo valor aceitável da SINR. Em seguida, o processo é repetido até que a solução do problema (2.17) seja encontrada. Como principal problema dessa abordagem, destaca-se as variações abruptas da potência de transmissão produzidas na segunda etapa, resultando em um cenário não-estacionário que reduz significativamente o desempenho do algoritmo de conformação de feixe com controle de potência.

Neste capítulo, é proposto um novo algoritmo que realiza a conformação de feixe em conjunto com o controle de potência no canal de subida de sistemas de comunicações móveis. Tal algoritmo é desenvolvido com o objetivo de proporcionar o controle sobre o

comportamento não-estacionário decorrente do processo de atualização da potência de transmissão. Para isso, o algoritmo proposto realiza a atualização simultânea da potência de transmissão e dos coeficientes de conformação de feixe em cada iteração, eliminando, assim, a necessidade de obter o MEQM antes de atualizar a potência de transmissão. A eficácia do algoritmo proposto é avaliada através de resultados de simulação.

3.2 Algoritmo Baseado no MEQM

O algoritmo baseado no MEQM, proposto originalmente em [28], foi concebido para aplicações em sistemas de comunicações móveis com a disponibilidade de sinais de referência. O objetivo principal de tal algoritmo é controlar a potência de transmissão do canal de subida, mantendo a SINR acima de um nível preestabelecido. Para tal, busca-se determinar um processo iterativo que resolva o problema de minimização (2.17), da mesma forma como o algoritmo apresentado na Tabela 2.1.

Para a determinação de $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ e $\hat{P}_i(n)$, assume-se a disponibilidade de um sinal de referência $d_i(n)$ correlacionado com o sinal do i -ésimo usuário (SOI). Tipicamente, em sistemas de comunicações sem fio, tal correlação entre os sinais é alcançada através de períodos regulares de treinamento, nos quais o sinal de referência é gerado com base no conhecimento do sinal transmitido pelo usuário desejado. A partir de $d_i(n)$, pode-se obter o sinal de erro na saída do arranjo, dado por

$$e_i(n) = d_i(n) - \hat{y}_i(n). \quad (3.1)$$

Assim, considerando $e_i(n)$, o algoritmo baseado no MEQM procura maximizar $\hat{\Gamma}_i(n)$ através da minimização do EQM [40], isto é,

$$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \arg \min_{\hat{\mathbf{w}}_i} E[|e_i(n)|^2]. \quad (3.2)$$

Em seguida, assumindo que $d_i(n)$ seja um sinal de variância unitária [28], o valor do MEQM, denotado por $\xi_i = \min E[|e_i(n)|^2]$, é utilizado para obter a SINR como segue [28], [40]:

$$\hat{\Gamma}_i(n) = \frac{1 - \xi_i}{\xi_i} \quad (3.3)$$

Finalmente, visando minimizar a potência de transmissão e satisfazer a restrição de SINR mínima, a atualização de \hat{P}_i é realizada de acordo com (2.24). Dessa forma,

$$\hat{P}_i(n+1) = \gamma_i \hat{P}_i(n) \frac{\xi_i}{1 - \xi_i}. \quad (3.4)$$

3.2.1 Implementação do algoritmo

Conforme descrito anteriormente, a primeira etapa do algoritmo baseado no MEQM consiste em obter o vetor de conformação de feixe que minimiza o EQM. A solução de tal problema de minimização pode ser obtida através da solução de Wiener [14], [15], [41], denotada aqui por $\hat{\mathbf{w}}_i$ e determinada através de

$$\hat{\mathbf{w}}_i = \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{x}}}^{-1}(n) \mathbf{r}_i(n) \quad (3.5)$$

com

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{x}}}(n) = E[\hat{\mathbf{x}}(n)\hat{\mathbf{x}}^H(n)] \quad (3.6)$$

e

$$\mathbf{r}_i(n) = E[\hat{\mathbf{x}}(n)d_i^*(n)] \quad (3.7)$$

representando, respectivamente, a matriz de covariância do sinal de entrada e o vetor de correlação cruzada entre o vetor de entrada $\hat{\mathbf{x}}(n)$ e o sinal de referência $d_i(n)$. Com isso, em aplicações reais, (3.2) pode ser determinado usando (3.5) em conjunto com as estimativas de $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{x}}}(n)$ e $\mathbf{r}_i(n)$. Entretanto, tal abordagem é geralmente ineficiente, uma vez que a operação de inversão da matriz $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{x}}}(n)$ apresenta elevada complexidade computacional. Além disso, estimativas precisas de $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{x}}}(n)$ e $\mathbf{r}_i(n)$ são dificilmente alcançadas devido à variação temporal dos canais de comunicações móveis. Assim, algoritmos adaptativos são comumente utilizados para determinar $\hat{\mathbf{w}}_i$ de forma iterativa e então alcançar o MEQM. Por exemplo, considerando o algoritmo *normalized least-mean-square* (NLMS), o vetor de conformação de feixe $\hat{\mathbf{w}}_i$ é obtido a partir do seguinte processo iterativo:

$$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu \frac{\hat{\mathbf{x}}(n)e_i^*(n)}{\hat{\mathbf{x}}^H(n)\hat{\mathbf{x}}(n)} \quad (3.8)$$

onde μ representa o passo de adaptação do algoritmo. Em seguida, após a convergência de (3.8), isto é, quando $\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) \cong \hat{\mathbf{w}}_i(n)$, ξ_i pode ser

obtido considerando que $\hat{\mathbf{w}}_i(n) \rightarrow \hat{\mathbf{w}}_i$ e, finalmente, a potência de transmissão pode ser atualizada usando (3.4). O sumário do algoritmo baseado no MEQM formulado em conjunto com o algoritmo NLMS é apresentado na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Sumário do algoritmo baseado no MEQM formulado em conjunto com o NLMS

Faça para $i = 1, 2, \dots, M$
Inicializar $\hat{\mathbf{w}}_i(0)$ e $\hat{P}_i(0)$
Faça para $n > 0$
Faça para $i = 1, 2, \dots, M$
$\hat{y}_i(n) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{x}}(n)$
$e_i(n) = d_i(n) - \hat{y}_i(n)$
$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu \frac{\hat{\mathbf{x}}(n) e_i^*(n)}{\hat{\mathbf{x}}^H(n) \hat{\mathbf{x}}(n)}$
Se $\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) \cong \hat{\mathbf{w}}_i(n)$, faça:
Estimar $\underline{\xi}_i$
$\hat{P}_i(n+1) = \gamma_i \hat{P}_i(n) \frac{\underline{\xi}_i}{1 - \underline{\xi}_i}$
Se não, faça:
$\hat{P}_i(n+1) = \hat{P}_i(n)$

Um dos principais problemas da implementação do algoritmo baseado no MEQM decorre do fato de que a potência de transmissão só pode ser atualizada após a detecção de convergência do algoritmo de conformação de feixe. Essa detecção de convergência não é uma tarefa trivial, pois depende de informações que não são conhecidas *a priori* ou que mudam ao longo do tempo. Outro importante problema decorrente da implementação do algoritmo baseado no MEQM está relacionado com a dependência entre $\hat{\mathbf{w}}_i$ e $\hat{P}_i(n)$. Tal dependência pode ser observada a partir de (3.6), que, considerando (2.2), (2.7) e (2.9), pode ser reescrita como

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{x}}}(n) = E[\hat{\mathbf{x}}(n)\hat{\mathbf{x}}^H(n)] = \sum_{m=1}^M \hat{P}_m(n)\hat{\mathbf{R}}_m(n) + \sigma_{\eta}^2\mathbf{I}. \quad (3.9)$$

Além disso, considerando novamente (2.2) e assumindo que $d_i(n)$ é independente do ruído e descorrelacionado com os sinais interferentes (isto é $E[\hat{\mathbf{q}}_m(n)d_i^*(n)] = \mathbf{0}$ para $m \neq i$, com $\mathbf{0}$ representando um vetor de zeros com dimensão $K \times 1$), (3.7) pode ser reescrito como

$$\mathbf{r}_i(n) = \sqrt{\hat{P}_i(n)} \sum_{l=0}^{L-1} \hat{\mathbf{h}}_{i,l}(n) E[\alpha_{i,l}(n)d_i^*(n)]. \quad (3.10)$$

A partir de (3.9) e (3.10), torna-se evidente que a atualização da potência de transmissão $\hat{P}_i(n)$ altera os valores de $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{x}}}(n)$ e $\mathbf{r}_i(n)$. Consequentemente, após a atualização da potência de transmissão, o vetor de conformação de feixe calculado na etapa anterior não será mais adequado e, como resultado, o valor da SINR na iteração seguinte pode ser menor do que o valor mínimo admissível [isto é, $\hat{\Gamma}_i(n+1) < \gamma_i$], comprometendo a qualidade da comunicação. Com isso, o processo de convergência do algoritmo de conformação de feixe deve ser reiniciado e, após uma nova detecção de convergência, a potência de transmissão deve ser atualizada novamente. Esta última atualização da potência de transmissão irá alterar novamente a solução do problema de conformação de feixe e, assim, todo o processo deverá ser repetido. Nesse contexto, as atualizações da potência de transmissão dos usuários envolvidos serão realizadas regularmente, originando um cenário não-estacionário no qual o processo de detecção de convergência será impreciso e a SINR estará frequentemente abaixo de valores aceitáveis.

3.3 Algoritmo Proposto

A ideia aqui é obter um novo algoritmo de conformação de feixe com controle de potência de maneira que a potência de transmissão possa ser atualizada durante o processo iterativo de conformação de feixe, eliminando assim a necessidade de testes de convergência de $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$. Caso isso seja realizado utilizando diretamente (2.24), as estatísticas do sinal referente ao i -ésimo usuário podem variar abruptamente [42], resultando em um inadequado desempenho do algoritmo de conformação de feixe. Por exemplo, utilizando esse princípio no algoritmo descrito na Tabela 3.1, variações abruptas de

$\hat{P}_i(n)$ podem ser suficientes para descorrelacionar o SOI com o correspondente sinal de referência, levando à divergência do algoritmo NLMS utilizado no processo de conformação de feixe.

Observando (2.24) percebe-se que, devido à restrição de SINR *a posteriori* utilizada em (2.21) para o processo de obtenção de $\lambda_i(n)$, elevados valores da diferença $|\hat{\Gamma}_i(n) - \gamma_i|$ resultam em elevados valores de $|\hat{P}_i(n+1) - \hat{P}_i(n)|$. Assim, buscando reduzir o nível da variação de $\hat{P}_i(n)$ entre iterações consecutivas do algoritmo, é considerada aqui a suavização da restrição de SINR *a posteriori*, isto é,

$$\hat{P}_i(n+1) \frac{\hat{\Gamma}_i(n)}{\hat{P}_i(n)} = (1 - \tau)\hat{\Gamma}_i(n) + \tau\gamma_i \quad (3.11)$$

onde τ ($0 < \tau < 1$) denota a constante de suavização. Em seguida, aplicando (3.11) em (2.21), chega-se ao novo multiplicador de Lagrange dado por

$$\lambda_i(n) = -\frac{\hat{P}_i(n)}{\hat{\Gamma}_i(n)} + \frac{\tau\hat{P}_i^2(n)}{\mu\hat{\Gamma}_i(n)} - \frac{\tau\gamma_i\hat{P}_i^2(n)}{\mu\hat{\Gamma}_i^2(n)} \quad (3.12)$$

que, aplicado em (2.19), resulta em um novo algoritmo de controle de potência, o qual é expresso como

$$\hat{P}_i(n+1) = (1 - \tau)\hat{P}_i(n) + \tau \frac{\gamma_i\hat{P}_i(n)}{\hat{\Gamma}_i(n)}. \quad (3.13)$$

Para atualizar a potência de transmissão usando (3.13), o valor de $\hat{\Gamma}_i(n)$ deve ser estimado. Para isso, a abordagem aqui utilizada baseia-se na substituição de $\hat{\xi}_i = \min E[|e_i(n)|^2]$ por $\xi_i = E[|e_i(n)|^2]$ em (3.3), com ξ_i estimado a partir do processo autorregressivo dado por

$$\hat{\xi}_i(n) = (1 - \beta)\hat{\xi}_i(n-1) + \beta|e_i(n)|^2, \quad (3.14)$$

onde $0 < \beta < 1$ representa o parâmetro de suavização. Assim,

$$\hat{\Gamma}_i(n) \cong \frac{1 - \hat{\xi}_i(n)}{\hat{\xi}_i(n)}. \quad (3.15)$$

Note que a aproximação (3.15) é válida somente após a convergência do algoritmo de conformação de feixe. Consequentemente, a utilização de $\hat{\xi}_i(n)$ pode resultar em valores inconsistentes de $\hat{\Gamma}_i(n)$, principalmente quando os coeficientes de conformação de feixe estão distantes da solução ótima. Para lidar com esse problema, pode-se tomar como

vantagem o fato de que o máximo valor teórico de $\hat{\xi}_i(n)$ em regime permanente é 1 (assumindo que o sinal de referência $d_i(n)$ tenha variância unitária). Dessa forma, caso o valor de $\hat{\xi}_i(n)$, obtido usando (3.14), seja maior ou igual à unidade, considera-se que o algoritmo de conformação de feixe está na fase inicial do processo de convergência e o processo de atualização da potência de transmissão é interrompido. Caso contrário, se o valor de $\hat{\xi}_i(n)$ for inferior a um limite ligeiramente menor que a unidade (0,95, por exemplo), a potência de transmissão é atualizada por meio de

$$\hat{P}_i(n+1) = (1 - \tau)\hat{P}_i(n) + \tau\gamma_i\hat{P}_i(n)\frac{\hat{\xi}_i(n)}{1 - \hat{\xi}_i(n)} \quad (3.16)$$

a qual é obtida substituindo (3.15) em (3.13). Com isso, usando (3.16) e escolhendo adequadamente o parâmetro τ (conforme discutido na próxima seção), pode-se controlar o comportamento não-estacionário do processo de atualização de potência e assim garantir a capacidade de rastreamento do algoritmo de conformação de feixe. O sumário da implementação do algoritmo proposto em conjunto com o NLMS é apresentado na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Sumário do algoritmo proposto implementado em conjunto com o NLMS

Faça para $i = 1, 2, \dots, M$

Inicializar $\hat{\mathbf{w}}_i(0)$ e $\hat{P}_i(0)$

Faça para $n > 0$

Faça para $i = 1, 2, \dots, M$

$$\hat{y}_i(n) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{x}}(n)$$

$$e_i(n) = d_i(n) - \hat{y}_i(n)$$

$$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu \frac{\hat{\mathbf{x}}(n) e_i^*(n)}{\hat{\mathbf{x}}^H(n) \hat{\mathbf{x}}(n)}$$

$$\hat{\xi}_i(n) = (1 - \beta) \hat{\xi}_i(n-1) + \beta |e_i(n)|^2$$

Se $\hat{\xi}_i(n) < 1$, faça:

$$\hat{P}_i(n+1) = (1 - \tau) \hat{P}_i(n) + \tau \gamma_i \hat{P}_i(n) \frac{\hat{\xi}_i(n)}{1 - \hat{\xi}_i(n)}$$

Se não, faça:

$$\hat{P}_i(n+1) = \hat{P}_i(n)$$

3.3.1 Convergência para a solução ótima

Visando avaliar a potência de transmissão em regime permanente proporcionada pelo algoritmo proposto, o valor esperado é calculado em ambos os lados da igualdade em (3.16), isto é,

$$E[\hat{P}_i(n+1)] = (1 - \tau)E[\hat{P}_i(n)] + \tau \gamma_i E\left[\hat{P}_i(n) \frac{\hat{\xi}_i(n)}{1 - \hat{\xi}_i(n)}\right]. \quad (3.17)$$

Em seguida, assumindo que o valor de τ é suficientemente pequeno de maneira que $\hat{P}_i(n)$ varie lentamente comparado com $|e_i(n)|^2$ [41], a seguinte aproximação pode ser utilizada:

$$E\left[\hat{P}_i(n) \frac{\hat{\xi}_i(n)}{1 - \hat{\xi}_i(n)}\right] \cong E[\hat{P}_i(n)] E\left[\frac{\hat{\xi}_i(n)}{1 - \hat{\xi}_i(n)}\right]. \quad (3.18)$$

Então, considerando (3.18), (3.17) é reescrita como

$$E[\hat{P}_i(n+1)] \cong E[\hat{P}_i(n)] \left\{ 1 - \tau + \tau \gamma_i E\left[\frac{\hat{\xi}_i(n)}{1 - \hat{\xi}_i(n)}\right] \right\}. \quad (3.19)$$

Para determinar o valor de $E[\hat{P}_i(n)]$ em regime permanente, o limite de (3.19) é avaliado para $n \rightarrow \infty$. Assim,

$$\lim_{n \rightarrow \infty} E[\hat{P}_i(n+1)] \cong \hat{P}_i(0) \prod_{n=0}^{\infty} \left(1 + \tau \left\{ \gamma_i E \left[\frac{\hat{\xi}_i(n)}{1 - \hat{\xi}_i(n)} \right] - 1 \right\} \right). \quad (3.20)$$

Uma vez que o algoritmo proposto garante que $1 - \hat{\xi}_i(n) \neq 0$ (veja a Tabela 3.2), o termo entre colchetes presente em (3.20) é finito para qualquer valor de n . Dessa maneira, para $0 < \hat{P}_i(0) < \infty$ e $0 < \tau < 1$, (3.20) converge para um valor finito apenas se a seguinte condição for satisfeita [43]:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \gamma_i E \left[\frac{\hat{\xi}_i(n)}{1 - \hat{\xi}_i(n)} \right] - 1 = 0. \quad (3.21)$$

Além disso, uma vez que $\hat{\xi}_i(n)/[1 - \hat{\xi}_i(n)]$ é convexo para $0 \leq \hat{\xi}_i(n) < 1$, a seguinte relação pode ser obtida a partir da desigualdade de Jensen [44]:

$$E \left[\frac{\hat{\xi}_i(n)}{1 - \hat{\xi}_i(n)} \right] \geq \frac{E[\hat{\xi}_i(n)]}{1 - E[\hat{\xi}_i(n)]}. \quad (3.22)$$

Em seguida, assumindo que o algoritmo de conformação de feixe proporciona uma pequena dispersão [19] de $|e_i(n)|^2$, a igualdade é mantida em (3.22) e, assim, (3.21) pode ser reescrita como

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \gamma_i E \left[\frac{\hat{\xi}_i(n)}{1 - \hat{\xi}_i(n)} \right] - 1 \cong \lim_{n \rightarrow \infty} \gamma_i \frac{E[\hat{\xi}_i(n)]}{1 - E[\hat{\xi}_i(n)]} - 1 = 0. \quad (3.23)$$

Adicionalmente, à medida que $n \rightarrow \infty$, o algoritmo de conformação de feixe soluciona (3.2) e, portanto, (3.14) resulta em uma estimativa não polarizada do MEQM, isto é,

$$\lim_{n \rightarrow \infty} E[\hat{\xi}_i(n)] = \min E[|e_i(n)|^2]. \quad (3.24)$$

Finalmente, substituindo (3.24) em (3.23) e a expressão resultante em (3.3), tem-se

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \Gamma_i(n) = \gamma_i \quad (3.25)$$

a qual indica que, para qualquer valor finito não nulo de $\hat{P}_i(0)$, o algoritmo proposto irá convergir para um valor de potência de transmissão que resulte em $\Gamma_i(n) = \gamma_i$. Dessa forma, uma vez que as

restrições de desigualdade em (2.17) são ativas [29], [33], conclui-se que o algoritmo proposto alcançará a mínima potência de transmissão à medida que os coeficientes de conformação de feixe convergem para a solução ótima.

É importante notar que a expressão (3.25) é obtida considerando que τ seja suficientemente pequeno de maneira que a aproximação dada por (3.18) seja válida. Nesse contexto, sabendo que $e_i(n)$ depende tanto de $\hat{P}_i(n)$ quanto de $\hat{w}_i(n)$, a velocidade de rastreamento do algoritmo adaptativo de conformação de feixe deve ser levada em conta na escolha do parâmetro τ . Por exemplo, nos casos considerados para obter os resultados de simulação da próxima seção, verificou-se (através de resultados de simulação) que τ deve ser menor ou igual ao passo de adaptação μ do algoritmo NLMS usado para a conformação de feixe. Além disso, constatou-se que o algoritmo proposto é robusto em relação à escolha do parâmetro τ , uma vez que um desempenho satisfatório é alcançado mesmo para $\tau=0,1\mu$. O algoritmo proposto também demonstrou robustez em relação ao parâmetro β , apresentando excelente desempenho para uma ampla faixa de valores compreendida no intervalo $0,005 \leq \beta \leq 0,5$.

3.4 Resultados de Simulação

Nesta seção, resultados de simulação numérica são apresentados para avaliar o desempenho do algoritmo proposto e compará-lo com o algoritmo baseado no MEQM. Tais resultados são obtidos utilizando o algoritmo adaptativo NLMS para a conformação de feixe e um arranjo ULA com K antenas espaçadas de meio comprimento de onda na frequência de 1 GHz. Os sinais envolvidos são corrompidos por ruído do tipo AWGN com variância $\sigma_\eta^2=0,1$ e o sinal transmitido em cada terminal móvel percorre $L=12$ percursos independentes fixos (desvanecimento lento) com ângulo de espalhamento $\Delta\theta=3^\circ$ em torno do AOA de cada usuário. O parâmetro de controle de passo de adaptação do algoritmo NLMS é $\mu=0,1$ e os parâmetros utilizados em (3.14) e (3.16) são $\tau=0,05$ e $\beta=0,1$, respectivamente. Todos os parâmetros usados nas simulações foram obtidos de forma experimental. Visando reduzir o *overhead* de informação introduzido pelo algoritmo proposto, a potência de transmissão é atualizada na ERB e informada ao correspondente terminal móvel a cada 10 iterações. Assume-se que os

sinais dos diferentes usuários do sistema são todos decorrelacionados. Para compor o sinal de referência é usado um período de treinamento que no qual o sinal transmitido pelo SOI é conhecido. Considera-se, em todos os exemplos, que a duração do período de treinamento é suficiente para que os algoritmos considerados alcancem o regime permanente. No algoritmo baseado no MEQM, a detecção de convergência do algoritmo de conformação de feixe é realizada utilizando a condição $|\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) - \hat{\mathbf{w}}_i(n)| \leq \delta$, com $\delta = 10^{-4}$. Após detectar a convergência, o valor de $\xi_i = \min E[|e_i(n)|^2]$ é estimado através da média de 20 amostras consecutivas de $|e_i(n)|^2$. Visando destacar as iterações em que o algoritmo baseado no MEQM realiza a atualização da potência de transmissão, uma única realização de cada algoritmo é considerada nas simulações. Além disso, em todas as simulações, assume-se que o menor valor admissível da SINR é $\gamma_i = 10$ dB, a potência de transmissão normalizada (normalizada pela variância do ruído) inicial é $\hat{P}_i(0) = 10$ e a inicialização dos coeficientes de conformação de feixe é dada por $\hat{\mathbf{w}}_i(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ (ganho unitário em todas as direções).

3.4.1 Exemplo 1

O cenário considerado neste exemplo é composto por um arranjo de $K = 8$ antenas, um único SOI posicionado em 45° e dois terminais móveis interferentes localizados em 0° e 90° . Visando verificar a capacidade de rastreamento dos algoritmos, um novo terminal móvel interferente é adicionado em 40° após 5000 iterações. As curvas de SINR e de potência de transmissão são ilustradas nas Figuras 3.1 e 3.2. Verifica-se que, após 800 iterações, ambos os algoritmos reduzem a potência de transmissão para valores similares, mantendo a SINR em torno de $\gamma_i = 10$ dB. Entretanto, após a inclusão do novo terminal móvel interferente (iteração 5000), o algoritmo baseado no MEQM atualiza a potência de transmissão somente após um número grande de iterações, uma vez que novos coeficientes de conformação de feixe (após $n = 5000$) devem ser obtidos antes de realizar tal atualização. Como resultado, o algoritmo baseado no MEQM proporciona um valor de SINR abaixo do menor valor aceitável por um longo período. Por outro lado, conforme ilustrado na Figura 3.1, o algoritmo proposto rapidamente aumenta a potência de transmissão, preservando a qualidade da comunicação e mantendo a SINR acima do menor valor

aceitável. Além disso, pode-se observar a partir da Figura 3.3 que os diagramas de irradiação obtidos nas iterações 5000 e 10000 são praticamente idênticos para ambos os algoritmos, os quais mantêm o ganho adequado na direção do SOI (denotado por ‘o’) e reduzem o ganho na direção dos sinais interferentes (marcados com ‘x’). Esses diagramas de irradiação em conjunto com os valores de potência de transmissão após a convergência ($n = 5000$ e $n = 10000$) confirmam que o algoritmo proposto resulta na mesma solução proporcionada pelo algoritmo baseado no MEQM, com a vantagem de não comprometer a qualidade da comunicação durante o processo adaptativo.

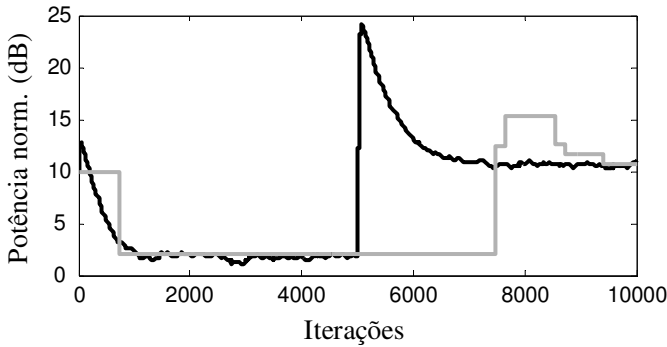


Figura 3.1 - Exemplo 1. Curvas de potência de transmissão do SOI obtidas com o algoritmo baseado no MEQM (linha cinza) e com o algoritmo proposto (linha escura).

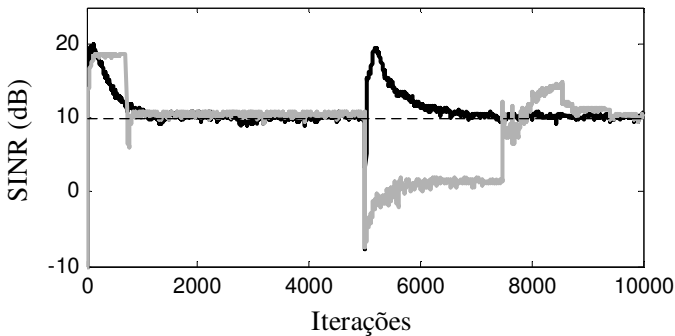


Figura 3.2 - Exemplo 1. Curvas de SINR obtidas com o algoritmo baseado no MEQM (linha cinza) e com o algoritmo proposto (linha escura).

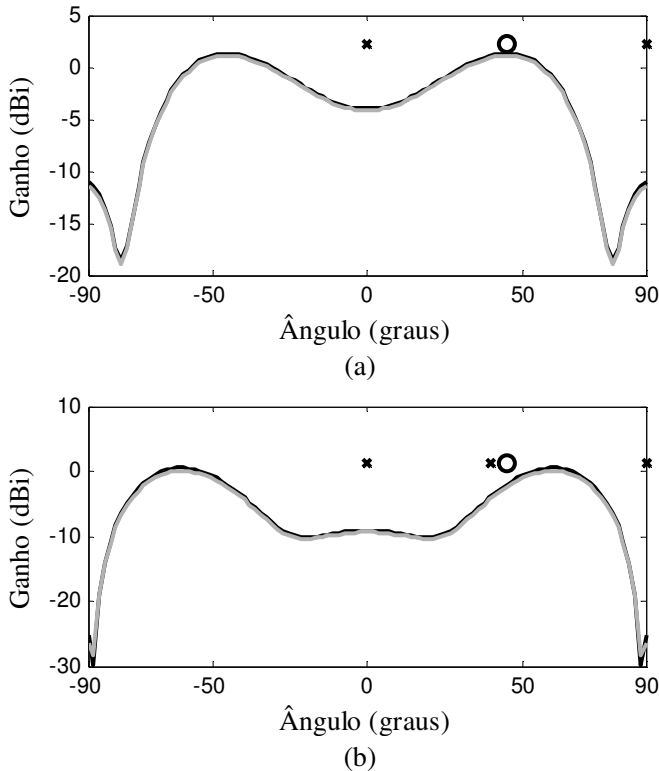
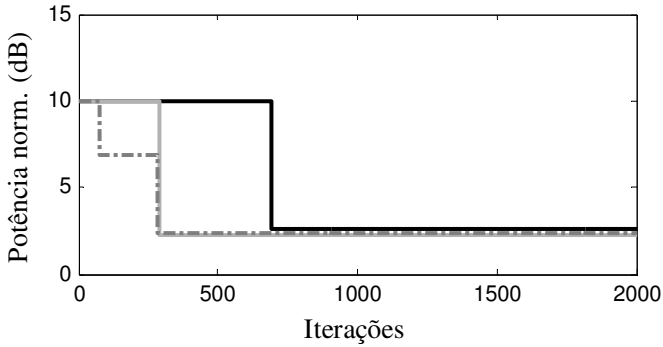


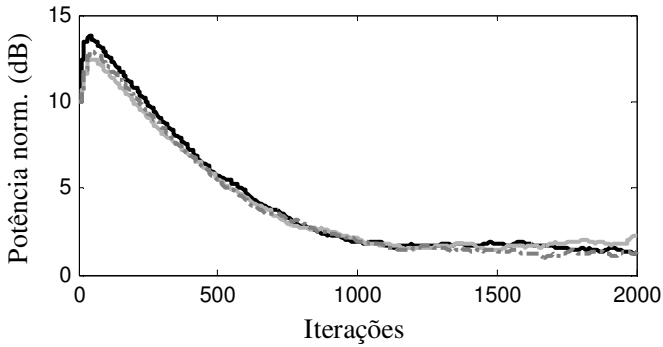
Figura 3.3 - Exemplo 1. Diagrama de irradiação obtido (a) na iteração 5000 e (b) na iteração 10000. Algoritmo baseado no MEQM (linha cinza); algoritmo proposto (linha escura).

3.4.2 Exemplo 2

Neste exemplo, considera-se um arranjo de $K = 8$ antenas e três terminais móveis de interesse ($M = 3$), denotados por SOI_1 , SOI_2 e SOI_3 , os quais são localizados em 45° , 90° e 135° , respectivamente. Conforme pode ser observado nas Figuras 3.4 e 3.5, ambos os algoritmos resultam em valores de potência de transmissão similares e mantêm a SINR em torno do valor mínimo aceitável. Entretanto, a SINR proporcionada pelo algoritmo baseado no MEQM fica abaixo do valor mínimo aceitável imediatamente após cada atualização da potência de transmissão, comprometendo a qualidade da comunicação. Tal comportamento não é observado no algoritmo proposto, que por sua vez mantém a SINR acima do menor nível aceitável (10 dB) durante toda a fase transitória.

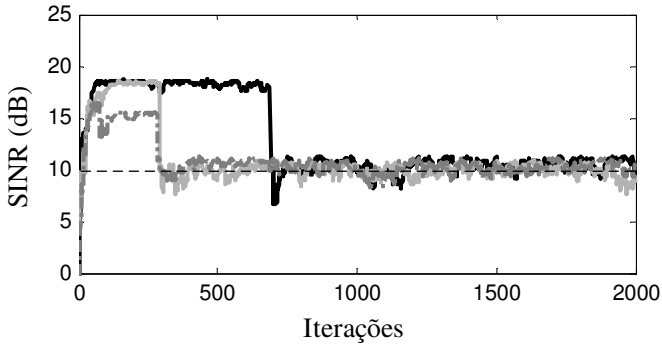


(a)

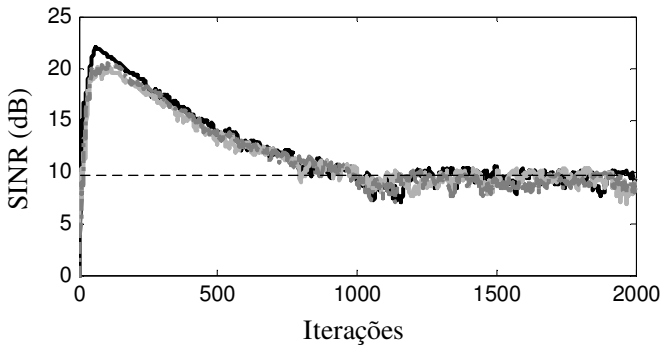


(b)

Figura 3.4 - Exemplo 2. Curvas de potência de transmissão obtidas usando (a) o algoritmo baseado no MEQM e (b) o algoritmo proposto. SOI_1 (linha escura); SOI_2 (linha cinza contínua); SOI_3 (linha cinza traço-ponto).



(a)



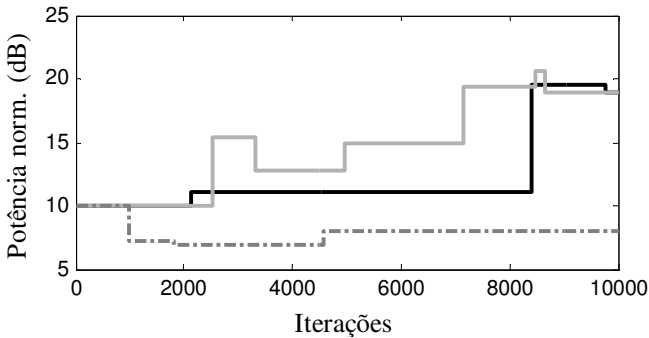
(b)

Figura 3.5 - Exemplo 2. Curvas de SINR obtidas usando (a) o algoritmo baseado no MEQM e (b) o algoritmo proposto. SOI_1 (linha escura); SOI_2 (linha cinza contínua); SOI_3 (linha cinza traço-ponto).

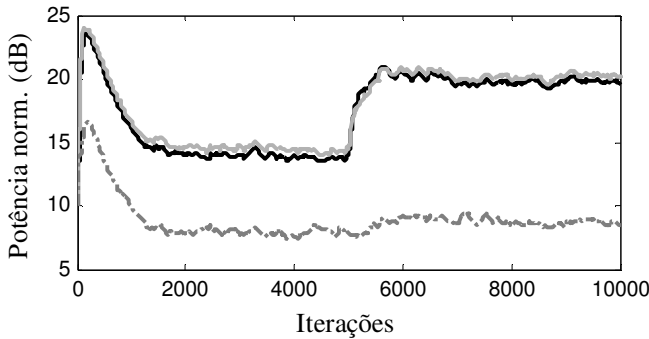
3.4.3 Exemplo 3

Este último exemplo considera um cenário com maiores níveis de interferência, no qual o número de terminais móveis de interesse ($M = 3$) é próximo ao número de antenas do arranjo ($K = 4$). Os três terminais móveis SOI_1 , SOI_2 e SOI_3 são posicionado em 0° , 30° e 60° , respectivamente. Visando verificar a capacidade de rastreamento dos algoritmos, assim como no primeiro exemplo, o cenário é alterado após 5000 iterações. Especificamente, em $n = 5000$, a posição do SOI_1 é alterada de 0° para 20° , resultando em um maior nível de interferência entre os terminais móveis denotados por SOI_1 e SOI_2 . A partir dos resultados apresentados nas Figuras 3.6 e 3.7, nota-se que o desempenho

do algoritmo baseado no MEQM é altamente afetado nesta situação, resultando em um controle de potência ineficaz em que a SINR dos terminais móveis SOI_1 e SOI_2 é inferior ao limite preestabelecido (10 dB) durante a maior parte das iterações. Por outro lado, o algoritmo proposto resulta em controle de potência eficaz, proporcionando valores adequados de SINR antes e após a alteração do cenário.



(a)



(b)

Figura 3.6 - Exemplo 3. Curvas de potência de transmissão obtidas usando (a) o algoritmo baseado no MEQM e (b) o algoritmo proposto. SOI_1 (linha escura); SOI_2 (linha cinza contínua); SOI_3 (linha cinza traço-ponto).

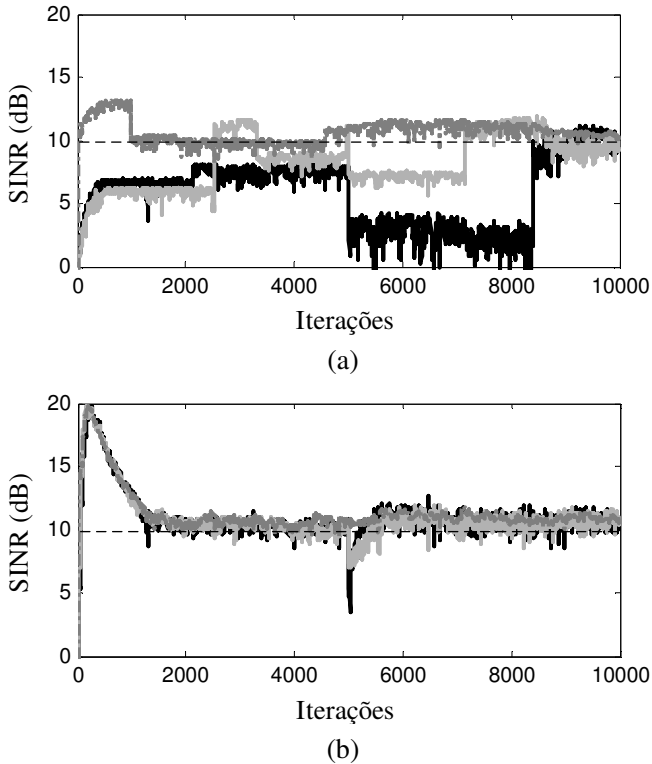


Figura 3.7 - Exemplo 3. Curvas de SINR obtidas usando (a) o algoritmo baseado no MEQM e (b) o algoritmo proposto. SOI_1 (linha escura); SOI_2 (linha cinza contínua); SOI_3 (linha cinza traço-ponto).

3.5 Conclusões

Foi apresentado neste capítulo um novo algoritmo que realiza a conformação de feixe e o controle de potência em sistemas de comunicações móveis. Assim como o algoritmo baseado no MEQM, o algoritmo proposto é baseado em um sinal de referência disponível em certos sistemas de comunicação. O desenvolvimento do algoritmo proposto é realizado a partir de uma nova estratégia de controle de potência, a qual permite limitar a não-estacionariedade inerente ao processo de atualização da potência de transmissão, garantindo assim a operação adequada do algoritmo de conformação de feixe com controle de potência. Como consequência, o algoritmo proposto apresentou um desempenho superior ao do algoritmo baseado no MEQM, exibindo

maior robustez frente a alterações do sistema. Resultados de simulação numérica confirmaram a eficácia do algoritmo proposto.

O próximo capítulo apresenta o estudo dos algoritmos de conformação de feixe que, para operar, utilizam unicamente informações inerentes ao sistema de comunicação. Primeiramente, alguns dos principais algoritmos encontrados na literatura são revisitados e, em seguida, são derivados dois novos algoritmos que proporcionam valores elevados de SINR com baixo custo computacional.

ALGORITMOS DE CONFORMAÇÃO DE FEIXE BASEADOS NA SEPARAÇÃO DOS SINAIS RECEBIDOS

4.1 Introdução

No capítulo anterior foi proposto um novo algoritmo baseado em um sinal de referência que realiza simultaneamente a conformação de feixe e o controle de potência em sistemas de comunicações móveis. É importante salientar que, em canais com desvanecimento rápido, o SOI e o sinal de referência utilizado na recepção podem não apresentar níveis de correlação suficientes para o funcionamento adequado do algoritmo. Além disso, nos casos de modificações da geometria de propagação dos sinais, frequentes períodos de treinamento são necessários para a atualização do vetor de conformação de feixe, prejudicando significativamente o desempenho do sistema. Assim, buscando eliminar a necessidade de utilização de períodos de treinamento, são estudados no presente capítulo algoritmos que se baseiam na disponibilidade de amostras separadas do SOI e dos sinais interferentes, os quais compõem o sinal recebido em cada antena do arranjo. Tais algoritmos apresentam maior facilidade de implementação uma vez que a separação dos sinais envolvidos pode ser realizada a partir de características inerentes aos sistemas de comunicações.

Os algoritmos apresentados neste capítulo são organizados conforme descrito a seguir. Na Seção 4.2, os algoritmos CSG e ICSG propostos, respectivamente, em [18] e [19] são revisitados, ilustrando a possibilidade de utilização das amostras instantâneas do SOI e dos sinais interferentes para controlar o padrão de irradiação do arranjo de antenas. Posteriormente, na Seção 4.3, demonstra-se que as amostras dos sinais presentes na entrada e saída dos correladores utilizados em receptores CDMA podem ser aproveitadas para a obtenção de algoritmos de conformação de feixe tais como os propostos em [16] e [17]. Em seguida, nas Seções 4.4 e 4.5, uma nova abordagem baseada em restrições de projeção adaptativas é utilizada para o desenvolvimento de dois novos algoritmos que proporcionam valores elevados de SINR na

saída do arranjo. Resultados de simulações numéricas, apresentadas na Seção 4.6, corroboram a eficácia dos algoritmos propostos neste capítulo.

4.2 Estimativa Instantânea do Sinal de Interesse

Para o desenvolvimento do algoritmo de conformação de feixe baseados na separação dos sinais, considera-se que as amostras instantâneas do i -ésimo usuário (SOI), denotadas aqui por $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$, podem ser extraídas do sinal recebido $\hat{\mathbf{x}}(n)$. Então, o sinal composto pelos sinais interferentes acrescidos do ruído, representado por $\hat{\mathbf{z}}_i(n)$, é também estimado subtraindo $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ do sinal $\hat{\mathbf{x}}(n)$. Dessa forma,

$$\hat{\mathbf{z}}_i(n) = \hat{\mathbf{x}}(n) - \hat{\mathbf{d}}_i(n). \quad (4.1)$$

Em sistemas de comunicação móvel celular, a estimativa de $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ é tipicamente obtida de duas maneiras. A primeira delas, conforme discutido em [20] e [18], consiste em aplicar o desmodulador, utilizado na recepção do SOI, em cada antena do arranjo. Como os sinais interferentes são provenientes de células cocanal e, dessa forma, chegam ao arranjo com potência reduzida, a SINR em cada antena é suficientemente grande para que os sinais na saída de cada desmodulador possam ser utilizados para fornecer uma estimativa precisa de $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$. A estimativa de $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ pode também ser obtida na recepção de sistemas *direct sequence* CDMA (DS-CDMA). Nesses sistemas, os sinais interferentes e o SOI são provenientes da mesma célula e, para prover o múltiplo acesso, diferentes códigos ortogonais são combinados com o sinal de cada terminal móvel do sistema [3]. Para a recepção de um dado usuário, é obtida a correlação do sinal recebido com código do respectivo usuário, permanecendo na saída do correlator apenas os sinais estatisticamente correlacionados com o código utilizado na recepção. Assim, conforme ilustrado na Figura 4.1, aplicando o correlator CDMA e o código do SOI em cada antena do arranjo [45], o vetor $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ é obtido a partir dos sinais resultantes na saída de cada correlator. A constante C presente na Figura 4.1 representa o ganho de processamento do sistema CDMA [3].

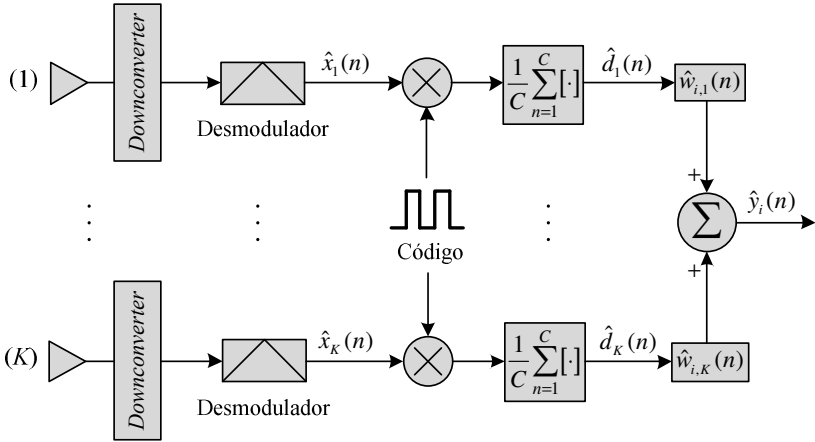


Figura 4.1 - Conformação de feixe em um receptor CDMA.

Os algoritmos adaptativos de conformação de feixe baseados na estimação dos sinais são derivados visando maximizar $\hat{\Gamma}_i(n)$ a partir das amostras instantâneas de $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ e $\hat{\mathbf{z}}_i(n)$. Para tal, considera-se como função custo a SINR instantânea na saída do arranjo dada por

$$\tilde{\Gamma}_i(n) = \frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i}{\hat{\mathbf{w}}_i^H \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i}. \quad (4.2)$$

Uma maneira simples de maximizar (4.2) é realizar a minimização irrestrita do denominador e/ou a maximização irrestrita do numerador. No entanto, nos casos em que o SOI e qualquer um dos sinais interferentes apresentam matrizes de covariância semelhantes, a minimização do denominador pode colocar o vetor de conformação de feixe no espaço nulo do SOI, o que leva à minimização indesejável do numerador e, conseqüentemente, resulta na redução da SINR. Para contornar tal problema, diferentes estratégias são desenvolvidas para obter os algoritmos de conformação de feixe. Na próxima seção, alguns dos principais algoritmos propostos na literatura são apresentados, sendo discutidas diferentes estratégias desenvolvidas para maximizar a SINR na saída do arranjo.

4.3 Revisitando os Algoritmos da Literatura

4.3.1 Algoritmo *constrained stochastic gradient* (CSG)

A estratégia utilizada para o desenvolvimento do algoritmo CSG baseia-se na maximização de (4.2) em duas etapas [18]: na primeira, o denominador de (4.2) é mantido fixo, enquanto o numerador é maximizado de acordo com o método do gradiente estocástico; no segundo passo, o denominador é minimizado a partir do método do gradiente estocástico satisfazendo a restrição de manter o numerador no mesmo valor obtido no passo anterior. Conforme demonstrado em [18], o algoritmo CSG apresenta uma complexidade computacional reduzida e desempenho satisfatório em canais com desvanecimento de Rayleigh. Como desvantagem do algoritmo CSG, destaca-se o problema de divergência em casos que o SOI e qualquer um dos sinais interferentes apresentem AOA's similares e ângulo de espalhamento (máximo ângulo de desvio em torno do AOA) pequeno. Outra limitação do algoritmo CSG é a dificuldade de implementação devido à necessidade de estimar individualmente cada um dos sinais interferentes presentes na recepção, o que não é uma tarefa trivial. Por exemplo, nos casos em que a interferência é proveniente de células cocanal, o seu nível de potência é intencionalmente reduzido e, assim, a estimativa individual de cada sinal interferente é de difícil obtenção [18]. Na concepção original do algoritmo CSG, admite-se que os sinais interferentes presentes na recepção são provenientes de dois terminais móveis situados em células cocanal, o que é um cenário típico para sistemas com três ou quatro células por cluster e três setores por célula [18]. Assim, o sinal interferente $\hat{\mathbf{z}}_i(n)$ é decomposto em dois sinais interferentes como segue:

$$\hat{\mathbf{z}}_i(n) = \hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n) + \hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n) \quad (4.3)$$

com $\hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n)$ e $\hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n)$ representando, respectivamente, o primeiro e o segundo sinal interferente na recepção do i -ésimo usuário. O processo recursivo do algoritmo CSG é apresentado na Tabela 4.1, podendo ser verificada a necessidade da estimativa individual dos sinais interferentes. Os parâmetros μ_s e μ_z representam os passos de adaptação e os vetores $\hat{\mathbf{w}}'_{1,i}(n+1)$ e $\hat{\mathbf{w}}'_{2,i}(n+1)$ denotam, respectivamente, os vetores de conformação de feixe obtidos na primeira e na segunda etapa do algoritmo CSG.

Tabela 4.1 - Algoritmo CSG

Para $i = 1, 2, \dots, M$

Inicializar $\hat{\mathbf{w}}_i(0)$

Para $n = 1, 2, 3, \dots$

$$\hat{\mathbf{w}}'_{1,i}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) + \mu_s \left[\mathbf{I} - \frac{\hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{1,i}^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n)\|^2} - \frac{\hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{2,i}^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n)\|^2} \right] \hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n)$$

$$\hat{\mathbf{w}}'_{2,i}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}'_{1,i}(n+1) - \mu_z \left[\mathbf{I} - \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \right] \left[\hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{1,i}^H(n) + \hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{2,i}^H(n) \right] \hat{\mathbf{w}}_i(n)$$

$$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \frac{\hat{\mathbf{w}}'_{2,i}(n+1)}{\|\hat{\mathbf{w}}'_{2,i}(n+1)\|}$$

4.3.2 Algoritmo *improved constrained stochastic gradient* (ICSG)

O algoritmo ICSG, proposto em [19], foi desenvolvido a partir do modelo estocástico do algoritmo CSG original. Tal modelo descreve precisamente o comportamento médio do vetor de conformação de feixe e da SINR na saída do arranjo, sendo utilizado para identificar a origem do comportamento inadequado do algoritmo CSG. Após a derivação do modelo estocástico, conclui-se em [19] que o problema de divergência do algoritmo surge quando a matriz de covariância do SOI é similar à matriz de covariância de qualquer um dos sinais interferentes, isto é,

$$E[\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)] \cong E[\hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{1,i}^H(n)] \quad (4.4)$$

ou

$$E[\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)] \cong E[\hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{2,i}^H(n)]. \quad (4.5)$$

Nesses casos, o vetor $\hat{\mathbf{w}}'_{1,i}(n+1)$ (calculado no primeiro passo) é direcionado para o espaço nulo do SOI e, conseqüentemente, a SINR é significativamente reduzida.

A solução encontrada em [19] para evitar o cancelamento do SOI na recepção, é alterar o cálculo de $\hat{\mathbf{w}}'_{1,i}(n+1)$ de maneira que os coeficientes, além de serem direcionados para a região que anule os sinais interferentes, sejam também direcionados para a região de intersecção dos subespaços gerados pelo SOI e pelos sinais interferentes. Caso não exista essa região de intersecção (diferentes matrizes de covariância), o termo de correção é automaticamente anulado e o algoritmo ICSG recai no algoritmo CSG original. O processo iterativo do algoritmo ICSG é apresentado na Tabela 4.2, podendo ser verificada a inserção dos novos termos mencionados no cálculo de $\hat{\mathbf{w}}'_{1,i}(n+1)$. Os resultados mostrados em [19] comprovam o excelente desempenho do algoritmo ICSG, mantendo valores altos de SINR mesmo em casos em que as matrizes de covariância apresentam valores similares. É importante salientar que, da mesma forma que o algoritmo CSG original, a implementação do algoritmo ICSG também requer a estimativa individual de cada um dos sinais interferentes.

Tabela 4.2 - Algoritmo ICSG

Para $i = 1, 2, \dots, M$

Inicializar $\hat{\mathbf{w}}_i(0)$

Para $n = 1, 2, 3, \dots$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}'_{1,i}(n+1) &= \hat{\mathbf{w}}_i(n) + \mu_s \left[\mathbf{I} - \frac{\hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{1,i}^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n)\|^2} - \frac{\hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{2,i}^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n)\|^2} \right. \\ &\quad + \frac{\hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{1,i}^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n)\|^2} \frac{\hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{2,i}^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n)\|^2} \\ &\quad \left. + \frac{\hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{2,i}^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n)\|^2} \frac{\hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{1,i}^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n)\|^2} \right] \hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n) \\ \hat{\mathbf{w}}'_{2,i}(n+1) &= \hat{\mathbf{w}}'_{1,i}(n+1) - \mu_z \left[\mathbf{I} - \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \right] \left[\hat{\mathbf{z}}_{1,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{1,i}^H(n) \right. \\ &\quad \left. + \hat{\mathbf{z}}_{2,i}(n)\hat{\mathbf{z}}_{2,i}^H(n) \right] \hat{\mathbf{w}}_i(n) \\ \hat{\mathbf{w}}_i(n+1) &= \frac{\hat{\mathbf{w}}'_{2,i}(n+1)}{\|\hat{\mathbf{w}}'_{2,i}(n+1)\|} \end{aligned}$$

4.3.3 Algoritmo de conformação de feixe aplicado a sistemas CDMA

O algoritmo apresentado em [16], chamado aqui Choi-A, utiliza unicamente o sinal disponível na saída de cada correlator CDMA (conforme Figura 4.1) para controlar dinamicamente o padrão de irradiação do arranjo de antenas. A derivação do algoritmo Choi-A consiste na ideia de direcionar o vetor de conformação de feixe no subespaço do SOI sem qualquer consideração sobre os sinais interferentes presentes no sinal recebido. Para isso, o problema de otimização descrito por

$$\begin{aligned} \max \hat{\mathbf{w}}_i^H E[\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)]\hat{\mathbf{w}}_i \\ \text{sujeito a } \|\hat{\mathbf{w}}_i\| = 1 \end{aligned} \quad (4.6)$$

é definido em [16] para a obtenção do processo recursivo de atualização de $\hat{\mathbf{w}}_i$. A restrição de norma presente em (4.6) é necessária uma vez que a maximização irrestrita da função objetivo considerada resulta em um vetor de coeficientes com norma infinita. Após a definição do problema de otimização (4.6), a expressão de atualização de $\hat{\mathbf{w}}_i$ é obtida a partir do método do gradiente estocástico utilizando a estimativa em tempo real do termo $E[\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)]$ dada por

$$\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) = f \hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n-1) + \hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \quad (4.7)$$

onde o parâmetro f denota o fator de esquecimento do estimador. O processo de derivação do algoritmo Choi-A é detalhado em [16], chegando ao processo iterativo de atualização do vetor de conformação de feixe apresentado na Tabela 4.3, onde o parâmetro μ denota o passo de adaptação do algoritmo e o termo $\lambda_i(n)$ representa o multiplicador de Lagrange utilizado para satisfazer a restrição imposta em (4.6). Conforme discutido em [16], o algoritmo obtido promove um aumento considerável da SINR na saída do arranjo.

Tabela 4.3 - Algoritmo Choi-A

Para $i = 1, 2, \dots, M$

Inicializar $\hat{\mathbf{w}}_i(0)$

Para $n = 1, 2, 3, \dots$

$$\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) = f \hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n-1) + \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)$$

$$b_i(n) = 1 + \mu \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n)$$

$$c_i(n) = \mu \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{R}}'^2_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) + 2 \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n)$$

$$\lambda_i(n) = \frac{b_i(n) - \sqrt{b_i^2(n) - \mu c_i(n)}}{\mu}$$

$$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) + \mu \left[\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \lambda_i(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) \right]$$

4.3.4 Algoritmo de conformação de feixe aplicado a sistemas CDMA com alto nível de interferência

Em [17], um novo algoritmo, denominado aqui Choi-B, é desenvolvido para realizar a conformação de feixe em sistemas CDMA. Para a derivação do algoritmo Choi-B, uma nova estratégia, que considera os sinais na entrada e saída dos correladores, é utilizada para promover um melhor desempenho do algoritmo frente a cenários com alto nível de interferência. Tal estratégia consiste na definição de um novo problema de otimização descrito por

$$\begin{aligned} & \max \hat{\mathbf{w}}_i^H E[\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)] \hat{\mathbf{w}}_i \\ & \text{sujeito a } \hat{\mathbf{w}}_i^H E[\hat{\mathbf{x}}(n) \hat{\mathbf{x}}^H(n)] \hat{\mathbf{w}}_i = 1 \end{aligned} \quad (4.8)$$

para obter um processo recursivo de atualização de $\hat{\mathbf{w}}_i$. Da mesma forma que o algoritmo anterior, verifica-se através do problema de maximização apresentado em (4.8) que o algoritmo Choi-B procura direcionar o vetor de conformação de feixe $\hat{\mathbf{w}}_i$ na direção do SOI [46]. Entretanto, a restrição imposta em tal problema limita o conjunto de possíveis soluções de $\hat{\mathbf{w}}_i$ para regiões em que os sinais interferentes não sejam amplificados [46], aumentando assim a SINR na saída do arranjo. Após a formulação do problema de otimização (4.8), a expressão de atualização de $\hat{\mathbf{w}}_i$ é obtida a partir do método do gradiente estocástico e, em contraste com o algoritmo Choi-A, as matrizes de covariância

$E[\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)]$ e $E[\hat{\mathbf{x}}(n)\hat{\mathbf{x}}^H(n)]$ são calculadas a partir das estimativas instantâneas $\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)$ e $\hat{\mathbf{x}}(n)\hat{\mathbf{x}}^H(n)$, respectivamente. O processo de derivação do algoritmo Choi-B é detalhado em [17], chegando ao processo iterativo de atualização do vetor de conformação de feixe apresentado na Tabela 4.4, onde o parâmetro μ denota o passo de adaptação do algoritmo e o termo $\lambda_i(n)$ representa o multiplicador de Lagrange utilizado para satisfazer a restrição imposta em (4.8). Conforme discutido em [17], quando comparado com o algoritmo Choi-A, o algoritmo Choi-B promove maiores valores de SINR na saída do arranjo, principalmente em situações com elevados níveis de interferência no sistema.

Tabela 4.4 - Algoritmo Choi-B

Para $i = 1, 2, \dots, M$
Inicializar $\hat{\mathbf{w}}_i(0)$
Para $n = 1, 2, 3, \dots$
$\hat{y}_i(n) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)$
$a_i(n) = \mu \hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{x}}(n) ^2 \hat{\mathbf{x}}^H(n)\hat{\mathbf{x}}(n) ^2$
$b_i(n) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{x}}(n) ^2 \hat{\mathbf{x}}^H(n)\hat{\mathbf{x}}(n) ^2$
$+ \mu \hat{\mathbf{x}}^H(n)\hat{\mathbf{x}}(n) ^2 \text{Re}[\hat{\mathbf{x}}^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{x}}(n)\hat{y}_i^*(n)]$
$c_i(n) = \mu \hat{\mathbf{x}}^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n) ^2 \hat{y}_i(n) ^2$
$+ 2 \text{Re}[\hat{\mathbf{x}}^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{x}}(n)\hat{y}_i^*(n)]$
$\lambda_i(n) = \frac{b_i(n) - \sqrt{b_i^2(n) - a_i(n)c_i(n)}}{a_i(n)}$
$\hat{\mathbf{w}}'_{1,i}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) + \mu [\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n) - \lambda_i(n)\hat{\mathbf{x}}(n)\hat{\mathbf{x}}^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n)]$
$\hat{\mathbf{w}}'_{2,i}(n+1) = \frac{\hat{\mathbf{w}}'_{1,i}(n+1)}{[\hat{\mathbf{w}}'_{1,i}(n+1)]_1}$
$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \frac{\hat{\mathbf{w}}'_{2,i}(n+1)}{\ \hat{\mathbf{w}}'_{2,i}(n+1)\ }$

4.4 Algoritmo Proposto: *Adaptive Projection Constrained Stochastic Gradient*

O algoritmo de conformação de feixe desenvolvido nesta seção, denominado *adaptive projection* CSG (AP-CSG), é baseado exclusivamente em (4.2) sem qualquer outra suposição em relação à exigência de se isolar cada um dos sinais interferentes, que é uma condição necessária para implementar os algoritmos CSG e ICSG. Como consequência, o algoritmo de conformação de feixe proposto, além de apresentar menor complexidade de implementação do que os algoritmos CSG e ICSG, também pode ser aplicado em sistemas CDMA da mesma forma que os algoritmos Choi-A e Choi-B.

A estratégia utilizada para o desenvolvimento do algoritmo AP-CSG consiste na minimização iterativa do denominador de (4.2) simultaneamente com uma projeção adaptativa de $\hat{\mathbf{w}}_i$ no subespaço do SOI [47], a qual leva à maximização do numerador de (4.2). Assim, para obter o processo iterativo, considera-se a minimização da função custo dada por

$$J = \hat{\mathbf{w}}_i^H \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i \quad (4.9)$$

sujeita à restrição de norma

$$\|\hat{\mathbf{w}}_i\| = 1 \quad (4.10)$$

e também à seguinte restrição de projeção [47]:

$$\hat{\mathbf{w}}_i^H \hat{\mathbf{d}}_i(n) = \rho_i. \quad (4.11)$$

A restrição de projeção, a qual depende de um fator de projeção representado por ρ_i cuja importância é discutida posteriormente, tem como objetivo principal evitar que $\hat{\mathbf{w}}_i$ seja direcionado para o espaço nulo de $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ (espaço nulo do SOI) [47]. A restrição de norma garante que a solução obtida não seja $\hat{\mathbf{w}}_i = \mathbf{0}$, com $\mathbf{0}$ representando um vetor de zeros. A abordagem utilizada aqui para lidar com a restrição de norma é similar à usada em [18] e [19], a qual implica a solução do problema de minimização desconsiderando tal restrição e, em seguida realiza (em um passo seguinte) a normalização de $\hat{\mathbf{w}}_i$. Então, visando minimizar (4.9) sujeita exclusivamente à restrição (4.11), define-se o seguinte lagrangeano do problema de otimização:

$$L(\hat{\mathbf{w}}_i, \lambda_i) = \hat{\mathbf{w}}_i^H \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i + \text{Re}\{\lambda_i^* [\hat{\mathbf{w}}_i^H \hat{\mathbf{d}}_i(n) - \rho_i]\} \quad (4.12)$$

onde λ_i representa o multiplicador de Lagrange para o i -ésimo usuário. Agora, usando o método da descida mais íngreme (*steepest descent method* [14]) para iterativamente determinar a solução de $\hat{\mathbf{w}}_i$, a seguinte regra de atualização do vetor de conformação de feixe é obtida:

$$\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu_1 \nabla L[\hat{\mathbf{w}}_i(n), \lambda_i(n)] \quad (4.13)$$

com μ_1 denotando o passo de adaptação, $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$, a versão de tempo variável de $\hat{\mathbf{w}}_i$, $\nabla L[\hat{\mathbf{w}}_i(n), \lambda_i(n)]$, o gradiente da versão de tempo variável de (4.12) com respeito a $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$, e $\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)$, a versão *a posteriori* de $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ que será normalizada (em um passo seguinte) para se obter $\hat{\mathbf{w}}_i(n+1)$, satisfazendo a restrição de norma (4.10). Então, a partir de (4.12), obtém-se

$$\begin{aligned} \nabla L[\hat{\mathbf{w}}_i(n), \lambda_i(n)] = & \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) \\ & + \frac{\lambda_i^*(n)}{2} \hat{\mathbf{d}}_i(n) - \frac{\partial \text{Re}[\lambda_i^*(n) \rho_i(n)]}{\partial \hat{\mathbf{w}}_i^*(n)} \end{aligned} \quad (4.14)$$

que, juntamente com (4.13), resulta em

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}'_i(n+1) = & \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu_1 \left\{ \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) \right. \\ & \left. + \frac{\lambda_i^*(n)}{2} \hat{\mathbf{d}}_i(n) - \frac{\partial \text{Re}[\lambda_i^*(n) \rho_i(n)]}{\partial \hat{\mathbf{w}}_i^*(n)} \right\}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Em (4.14) e (4.15), $\lambda_i(n)$ e $\rho_i(n)$ são versões de tempo variável do multiplicador de Lagrange λ_i e do fator de projeção ρ_i , respectivamente. Em relação ao fator projeção, a ideia aqui é escolher tal fator de maneira que a solução para o problema descrito por (4.9)-(4.11) [minimização restrita do denominador de (4.2)] também resulte na maximização do numerador de (4.2). Isso é possível uma vez que o valor adequado de $\rho_i(n)$ pode restringir as possíveis soluções do problema de minimização a um conjunto particular em que o numerador de (4.2) também seja maximizado. Nesse contexto, uma abordagem interessante pode ser a de escolher $\rho_i(n)$ considerando o seu máximo valor absoluto, o qual, a partir da desigualdade de Cauchy-Schwarz, é escrito como $\max[|\rho_i(n)|] = \|\hat{\mathbf{w}}_i(n)\| \cdot \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|$. Isso implica que a solução para o problema descrito (4.9)-(4.11) deve ser o vetor $\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)$ cujo ângulo em relação à $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ é igual a zero. Entretanto, essa solução nem sempre é a melhor escolha devido ao fato que, em situações na qual os sinais interferentes e o SOI apresentam valores similares de AOA, o

vetor de conformação de feixe ótimo pode não apontar exatamente na direção de $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ [47]. Assim, um vetor intermediário $\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)$ situado em algum lugar entre $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ e $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ [ou, em outras palavras, com projeção em $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ maior do que a projeção entre $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ e $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$] é obtido a partir de

$$\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) + \mu_2 \text{Pr}_{\hat{\mathbf{d}}_i(n)}[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \quad (4.16)$$

onde

$$\text{Pr}_{\hat{\mathbf{d}}_i(n)}[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] = [\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \quad (4.17)$$

denota a projeção vetorial de $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ em $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ e μ_2 caracteriza uma constante positiva menor do que a unidade. Nota-se a partir de (4.16) que $\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)$ pode apresentar um maior valor de norma do que $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$, fato que representa uma possível ameaça à estabilidade do algoritmo. Entretanto, a normalização do vetor de coeficientes [realizada após a determinação de $\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)$] previne tal comportamento e, assim, garante estabilidade ao algoritmo. Agora, pré-multiplicando (4.16) por $\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)$ e substituindo (4.16) na expressão resultante, chega-se à igualdade

$$\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1) = [1 + \mu_2] \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n). \quad (4.18)$$

A partir da obtenção de (4.18) verifica-se que, caso a projeção escalar *a posteriori* $\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)$ seja incrementada em relação à projeção escalar *a priori* $\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n)$, o vetor de conformação de feixe $\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)$ tende a ser direcionado para o subespaço do SOI de acordo com (4.16) [47]. Então, considerando (4.18) e também que a restrição de projeção deve ser satisfeita para $\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)$ [ou seja, $\hat{\mathbf{w}}_i^H(n+1)\hat{\mathbf{d}}_i(n) = \rho_i(n)$], determina-se o fator de projeção variável $\rho_i(n)$ dado por

$$\rho_i(n) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)[1 + \mu_2]. \quad (4.19)$$

Ao escolher $\rho_i(n)$ utilizando (4.19), a atualização dos coeficientes descrita por (4.15), além de levar à minimização do denominador de (4.2), também satisfaz (4.18) e, conseqüentemente, resulta na maximização do numerador de (4.2). Agora, considerando (4.19), (4.15) é reescrito como

$$\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu_1[\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i - \mu_2 \frac{\lambda_i^*(n)}{2} \hat{\mathbf{d}}_i(n)]. \quad (4.20)$$

Para obter o multiplicador de Lagrange $\lambda_i(n)$, a expressão (4.20) é pré-multiplicada por $\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)$ e, considerando novamente que $\hat{\mathbf{w}}_i^H(n+1)\hat{\mathbf{d}}_i(n) = \rho_i(n)$, chega-se a

$$\begin{aligned} \rho_i^*(n) &= \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu_1[\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\mathbf{z}_i(n)\mathbf{z}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n) \\ &\quad - \mu_2 \frac{\lambda_i^*(n)}{2} \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2]. \end{aligned} \quad (4.21)$$

Agora, substituindo (4.19) em (4.21), determina-se o multiplicador de Lagrange. Assim,

$$\frac{\lambda_i^*(n)}{2} = \frac{\mu_2 \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n) + \mu_1 \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n)}{\mu_2 \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \quad (4.22)$$

o qual, juntamente com (4.20), resulta na seguinte expressão para a atualização do algoritmo AP-CSG:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}_i'(n+1) &= \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu_1 \left[\mathbf{I} - \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \right] \hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n) \\ &\quad + \mu_2 \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \hat{\mathbf{w}}_i(n). \end{aligned} \quad (4.23)$$

Finalmente, para se obter o vetor de coeficientes $\hat{\mathbf{w}}_i(n+1)$ que satisfaz a restrição de norma dada por (4.10), $\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)$ é normalizado, isto é,

$$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \frac{\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)}{\|\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)\|}. \quad (4.24)$$

Na Tabela 4.5, é apresentado o processo recursivo de atualização dos coeficientes do algoritmo AP-CSG em sua forma final.

Tabela 4.5 - Algoritmo AP-CSG

Para $i = 1, 2, \dots, M$
 Inicializar $\hat{\mathbf{w}}_i(0)$

Para $i = 1, 2, \dots, M$
 Para $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

$$\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu_1 \left[\mathbf{I} - \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \right] \hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n)$$

$$+ \mu_2 \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \hat{\mathbf{w}}_i(n)$$

$$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \frac{\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}{\|\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)\|}$$

4.5 Algoritmo Proposto: *Quadratic Adaptive Projection Constrained Stochastic Gradient*

Um segundo algoritmo, denominado *quadratic* AP-CSG, é derivado a partir de um problema de otimização similar ao apresentado em [46] em conjunto com a estratégia adotada na concepção do algoritmo AP-CSG. Especificamente, o problema de otimização utilizado aqui consiste na minimização de (4.9) com a restrição de norma (4.10) e uma nova restrição formada pelo numerador de (4.2) expressa como

$$\hat{\mathbf{w}}_i^H \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i = \rho_i \quad (4.25)$$

onde ρ_i , nesse caso, representa a restrição imposta ao valor do numerador de (4.2). A restrição (4.25) pode ser interpretada como a versão quadrática da restrição (4.11), visto que $\hat{\mathbf{w}}_i^H \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i = |\hat{\mathbf{w}}_i^H \hat{\mathbf{d}}_i(n)|^2$. Assim, admitindo a nova restrição (4.25) e desconsiderando, em um primeiro momento, a restrição de norma (4.10), o lagrangeano do problema de otimização é formulado como segue:

$$L(\hat{\mathbf{w}}_i, \lambda_i) = \hat{\mathbf{w}}_i^H \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i + \lambda_i [\hat{\mathbf{w}}_i^H \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i - \rho_i]. \quad (4.26)$$

com $\lambda_i(n)$ representando o multiplicador de Lagrange referente à restrição (4.25).

Em seguida, utilizando o método da descida mais íngreme (4.13) para a atualização recursiva de $\hat{\mathbf{w}}_i$, chega-se à expressão de atualização dos coeficientes de conformação de feixe dada por

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}'_i(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu_1 \left\{ \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) \right. \\ \left. + \lambda_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \frac{\partial [\lambda_i(n) \rho_i(n)]}{\partial \hat{\mathbf{w}}_i^*(n)} \right\}. \end{aligned} \quad (4.27)$$

Da mesma forma que no algoritmo AP-CSG, o valor de $\rho_i(n)$ é escolhido de maneira que a restrição imposta para o cálculo dos coeficientes *a posteriori* antes da normalização seja gradualmente aumentada em relação ao valor da restrição calculada com os coeficientes atuais, isto é,

$$\hat{\mathbf{w}}_i^H(n+1) \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}'_i(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) [1 + \mu_2] \quad (4.28)$$

onde μ_2 segue a mesma definição da seção anterior. Assim, a partir de (4.28), chega-se a

$$\rho_i(n) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) [1 + \mu_2]. \quad (4.29)$$

Agora, substituindo (4.29) em (4.27), o processo de atualização dos coeficientes de conformação de feixe é reescrito como

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}'_i(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu_1 \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) \\ + \lambda_i(n) \mu_1 \mu_2 \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n). \end{aligned} \quad (4.30)$$

Para se obter o multiplicador de Lagrange $\lambda_i(n)$, (4.30) é pré-multiplicada pela matriz $\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)$ e a expressão resultante é pré-multiplicada por $\hat{\mathbf{w}}_i^H(n+1)$. Então, considerando (4.28) e (4.29), a seguinte equação de segundo grau é obtida para a determinação de $\lambda_i(n)$:

$$\begin{aligned} (1 + \mu_2) G_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) = G_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) - 2\mu_1 \text{real}[G_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n)] \\ + \mu_1^2 \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) + \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{z}}_i(n) \|^2 \\ + 2\lambda_i(n) \mu_1 \mu_2 \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2 G_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \\ - 2\lambda_i(n) \mu_1^2 \mu_2 \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2 \text{real}[G_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n)] \\ + \lambda_i^2(n) \mu_1^2 \mu_2^2 \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^4 G_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \end{aligned} \quad (4.31)$$

com

$$\mathbf{G}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) \quad (4.32)$$

e

$$\mathbf{G}_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n). \quad (4.33)$$

Note que (4.31) pode resultar em dois valores distintos de $\lambda_i(n)$. Entretanto, a partir do termo $\lambda_i(n) \mu_1 \mu_2 \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n)$ presente em (4.30), constata-se que o maior valor de $\lambda_i(n)$ garante o direcionamento de $\hat{\mathbf{w}}_i(n+1)$ para o subespaço formado por $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ (SOI). Assim, $\lambda_i(n)$ deve ser determinado a partir da maior raiz de (4.31), isto é,

$$\lambda_i(n) = \frac{-b_i(n) + \sqrt{b_i^2(n) - a_i(n)c_i(n)}}{a_i(n)} \quad (4.34)$$

para

$$a_i(n) = \mu_1 \mu_2 \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2 \mathbf{G}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n), \quad (4.35)$$

$$b_i(n) = \mathbf{G}_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n) - \mu_1 \text{real}[\mathbf{G}_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n)] \quad (4.36)$$

e

$$c_i(n) = \frac{\mu_1 \mathbf{G}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) |\hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{z}}_i(n)|^2}{\mu_2 \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} - \frac{2 \text{real}[\mathbf{G}_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n)]}{\mu_2 \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} - \frac{\mathbf{G}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)}{\mu_1 \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2}. \quad (4.37)$$

Em seguida, substituindo (4.34)-(4.37) em (4.30) e realizando algumas manipulações algébricas na expressão resultante, o vetor $\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)$ é expresso em sua forma final como

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}_i'(n+1) = & \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu_1 \left[\mathbf{I} - \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{2 \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \right] \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n) \\ & + \chi(n) \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \hat{\mathbf{w}}_i(n) \end{aligned} \quad (4.38)$$

com

$$\chi(n) = \frac{1}{G_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)} \left\{ 0,5\mu_1 G_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}^*(n) + \sqrt{(1+\mu_2)[G_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)]^2 - \mu_1^2 \text{Im}[G_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n)]^2} \right\} - 1. \quad (4.39)$$

Finalmente, o valor resultante de $\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)$ é normalizado de acordo com (4.24), satisfazendo assim a restrição de norma (4.10). O processo iterativo do algoritmo QAP-CSG é apresentado na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 - Algoritmo QAP-CSG

Para $i = 1, 2, \dots, M$
Inicializar $\hat{\mathbf{w}}_i(0)$
Para $i = 1, 2, \dots, M$
Para $n = 0, 1, 2, 3, \dots$
$G_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n)$
$G_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n) = \hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n)$
$\chi(n) = \frac{1}{G_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)} \left\{ 0,5\mu_1 G_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}^*(n) + \sqrt{(1+\mu_2)[G_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)]^2 - \mu_1^2 \text{Im}[G_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n)]^2} \right\} - 1$
$\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu_1 \left[\mathbf{I} - \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{2 \ \hat{\mathbf{d}}_i(n)\ ^2} \right] \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n)$
$\quad + \chi(n) \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\ \hat{\mathbf{d}}_i(n)\ ^2} \hat{\mathbf{w}}_i(n)$
$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \frac{\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}{\ \hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)\ }$

A Tabela 4.7 apresenta a complexidade computacional dos algoritmos considerados neste capítulo. A partir dessa tabela, percebe-se que o algoritmo proposto AP-CSG apresenta a menor complexidade computacional dentre os algoritmos Choi-B, CSG, ICSG e QAP-CSG. Além disso, em comparação com o algoritmo Choi-A, a complexidade do algoritmo AP-CSG é menor para os casos em que o arranjo é

formado por $K > 3$ antenas, ou ligeiramente maior em casos não comuns com $K \leq 3$ antenas. Na Figura 4.2, é dado o número total de operações por iteração de cada algoritmo para diferentes valores de K , podendo ser confirmada a complexidade computacional reduzida dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG.

Tabela 4.7 - Comparação de complexidade computacional em função do número de antenas (K) do arranjo

Algoritmo	Número de operações reais por iteração			
	Multiplicações	Adições	Divisões	Raiz quadrada
CSG [10]	$54K + 22$	$52K - 8$	5	1
ICSG [15]	$66K + 34$	$64K - 6$	6	1
Choi-A [16]	$7K^2 + 8K + 2$	$6K^2 + 7K - 2$	1	1
Choi-B [17]	$28K + 29$	$24K + 4$	3	1
AP-CSG	$28K + 6$	$24K - 4$	2	1
QAP-CSG	$30K + 37$	$28K + 5$	3	2

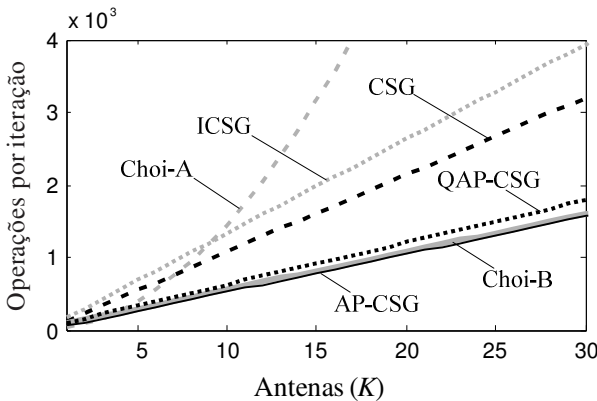


Figura 4.2 - Número total de operações reais por iteração para diferentes valores de K .

4.6 Resultados de Simulação

Nesta seção, resultados de simulação de Monte Carlo (MC) são apresentados (média de 200 realizações independentes) visando avaliar e comparar o desempenho dos algoritmos apresentados no presente

capítulo. Todos os cenários de simulação considerados aqui usam um arranjo ULA ($d = \lambda/2$ na frequência de 1 GHz) com $K = 4$ antenas omnidirecionais, $L = 12$ caminhos multipercurso independentes e ângulo de espalhamento $\Delta\theta$ em torno do AOA de cada terminal móvel. Além disso, o sinal de entrada em cada canal é normalizado pela potência do ruído (resultando em $\sigma_{\eta}^2 = 1$) e os canais independentes com desvanecimento de Rayleigh são gerados multiplicando o vetor diretor de cada caminho multipercurso por uma variável aleatória complexa gaussiana (média nula e variância $1/L$) cujo valor é alterado em cada iteração do algoritmo. Para inicialização do vetor de conformação de feixe considera-se o caso de ganho unitário em todas as direções, ou seja, $\hat{\mathbf{w}}_i(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$, para todos os algoritmos.

4.6.1 Rejeição de interferência cocanal

Dois casos são considerados aqui para a comparação de desempenho entre os algoritmos CSG, ICSG, AP-CSG e QAP-CSG. No primeiro caso (chamado Caso I), o cenário é formado por um SOI (proveniente da célula em questão) localizado em $\theta_1 = 45^\circ$ e dois sinais interferentes (provenientes de células cocanal) localizados em $\theta_2 = 0^\circ$ e $\theta_3 = -10^\circ$, com o ângulo de espalhamento dado por $\Delta\theta = 30^\circ$ para todos os sinais envolvidos. Os passos de adaptação $\mu_1 = \mu_2 = 0,01$ são utilizados para os algoritmos AP-CSG e QAP-CSG, enquanto os algoritmos CSG e ICSG são configurados com $\mu_s = \mu_z = 0,005$ (obtidos experimentalmente). No segundo caso (chamado Caso II), o SOI e o primeiro sinal interferente apresentam o mesmo AOA dado por $\theta_1 = \theta_2 = 0^\circ$, enquanto o AOA do segundo interferente é $\theta_3 = 30^\circ$. Nesse caso, o ângulo de espalhamento de cada sinal é $\Delta\theta = 3^\circ$ e os passos de adaptação dos algoritmos CSG e ICSG são modificados para $\mu_s = \mu_z = 0,01$. Em ambos os casos, os passos de adaptação são obtidos experimentalmente e a potência de transmissão é fixada em $\hat{P}_1 = 36$ dB para o SOI e $\hat{P}_2 = \hat{P}_3 = 15$ dB para os sinais interferentes. A partir das curvas de SINR apresentadas na Figura 4.3(a) observa-se que, no Caso I, os algoritmos AP-CSG e QAP-CSG proporcionam uma SINR em torno de 5 dB maior do que os algoritmos CSG e ICSG. Na mesma figura, percebe-se que os algoritmos AP-CSG e QAP-CSG apresentam praticamente a mesma velocidade de convergência, superando os algoritmos CSG e ICSG. O melhor desempenho dos algoritmos

AP-CSG e QAP-CSG pode ser confirmado através dos diagramas de irradiação apresentados na Figura 4.3(b), onde verifica-se que os algoritmos propostos proporcionam o menor ganho na direção dos sinais interferentes (marcados com 'x') enquanto mantêm o ganho adequado na direção do SOI (representado por 'o'). Conforme esperado, no Caso II, o algoritmo CSG apresenta um desempenho pobre devido à proximidade entre o AOA do SOI e um dos sinais interferentes [19]. Isso pode ser verificado no diagrama de irradiação e na curva de SINR ilustrados na Figura 4.4, onde o algoritmo CSG anula a recepção do SOI e, conseqüentemente, reduz a SINR do sinal recebido. Novamente, os algoritmos AP-CSG e QAP-CSG proporcionam os melhores desempenhos dentre os algoritmos considerados, destacando-se o algoritmo QAP-CSG que apresenta a maior velocidade de convergência e a maior SINR na recepção dos sinais.

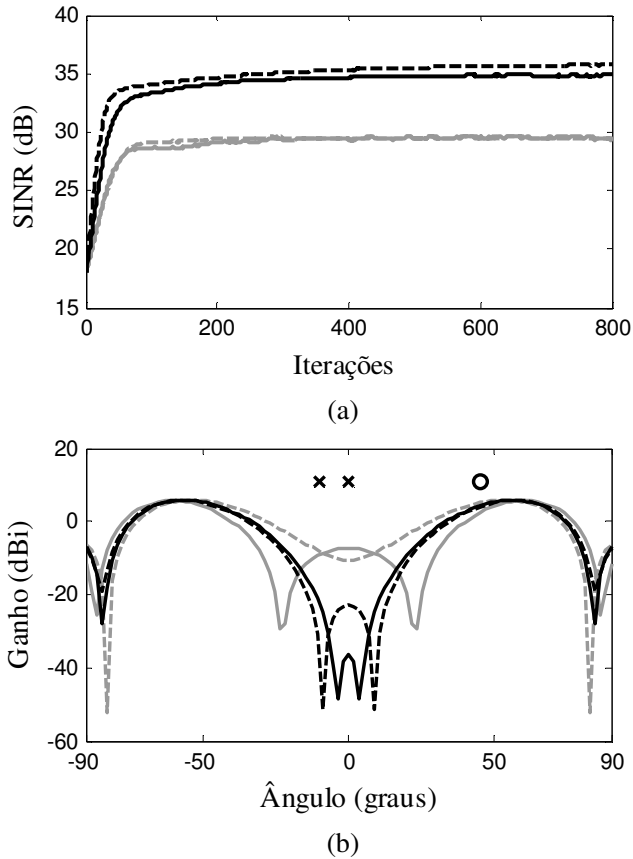


Figura 4.3 - Caso I. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos CSG (linha cinza contínua), ICSG (linha cinza tracejada), AP-CSG (linha escura contínua) e QAP-CSG (linha escura tracejada).

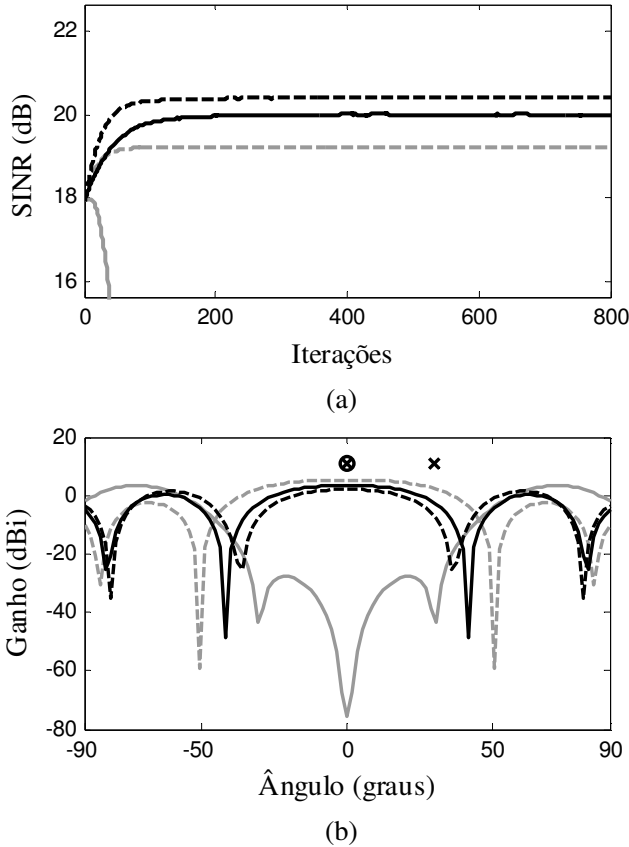
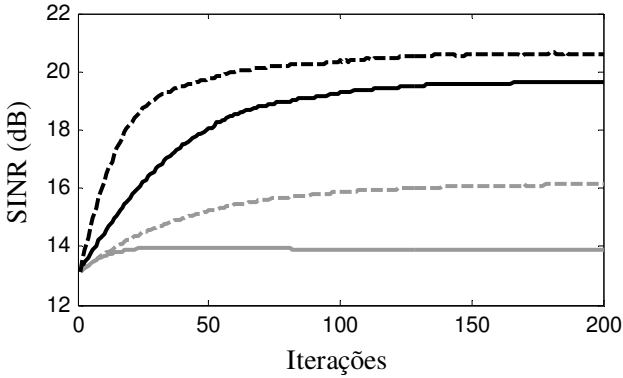


Figura 4.4 - Caso II. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos CSG (linha cinza contínua), ICSG (linha cinza tracejada), AP-CSG (linha escura contínua) e QAP-CSG (linha escura tracejada).

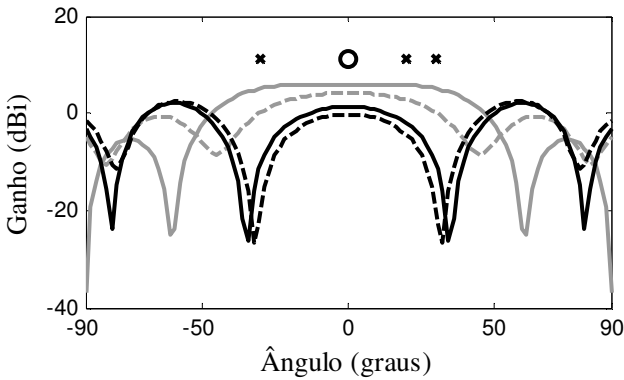
4.6.2 Rejeição de interferência em sistemas CDMA

Agora, um sistema DS-CDMA com ganho de processamento 64 [3] é considerado para comparar o desempenho entre os algoritmos Choi-A, Choi-B, AP-CSG e QAP-CSG. Nesse sistema, $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ e $\hat{\mathbf{x}}(n)$ correspondem, respectivamente, aos sinais na saída e na entrada dos correladores CDMA aplicados em cada antena do arranjo. Como em [17], $\hat{\mathbf{x}}(n)$ é obtido a partir da dizimação do sinal na entrada dos correladores CDMA de maneira a obter a mesma taxa de atualização de

$\hat{\mathbf{d}}_i(n)$. Os símbolos transmitidos são gerados a partir de uma constelação *binary phase shift keying* (BPSK) e apenas um *finger* CDMA perfeitamente sincronizado com o SOI é considerado. Nesse contexto, dois casos (denominados Caso III e Caso IV) são avaliados. No Caso III, o cenário é formado por um SOI posicionado em $\theta_1 = 0^\circ$ e três usuários interferentes localizados, respectivamente, em $\theta_2 = -30^\circ$, $\theta_3 = 20^\circ$ e $\theta_4 = 30^\circ$. Os passos de adaptação $\mu_1 = \mu_2 = \mu = 0,01$ (obtidos experimentalmente) são usados por todos os algoritmos e o fator de esquecimento utilizado no algoritmo Choi-A é configurado para 0,1. Em seguida, no Caso IV, o cenário considerado apresenta um maior nível de interferência, visto que o SOI e um sinal interferente, posicionados na mesma direção ($\theta_1 = \theta_2 = 45^\circ$) e outros quatro sinais interferentes, com AOA $\theta_3 = -30^\circ$, $\theta_4 = 30^\circ$, $\theta_5 = 55^\circ$ e $\theta_6 = 80^\circ$, compõem o cenário. Nesse caso, todos os passos de adaptação são configurados para $\mu_1 = \mu_2 = \mu = 0,005$. Além disso, em ambos os casos, todos os terminais móveis estão localizados na mesma célula, a potência de transmissão é fixada em $P_i = 10$ dB e os sinais envolvidos apresentam ângulo de espalhamento $\Delta\theta = 3^\circ$. As curvas de SINR e os diagramas de irradiação ilustrados na Figura 4.5 e na Figura 4.6 corroboram o desempenho superior dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG em comparação com os algoritmos Choi-A e Choi-B. Especificamente, no Caso III, o algoritmo QAP-CSG apresenta maior velocidade de convergência e maior SINR do que todos os algoritmos considerados enquanto, no Caso IV, os algoritmos AP-CSG e QAP-CSG mostram praticamente o mesmo desempenho.

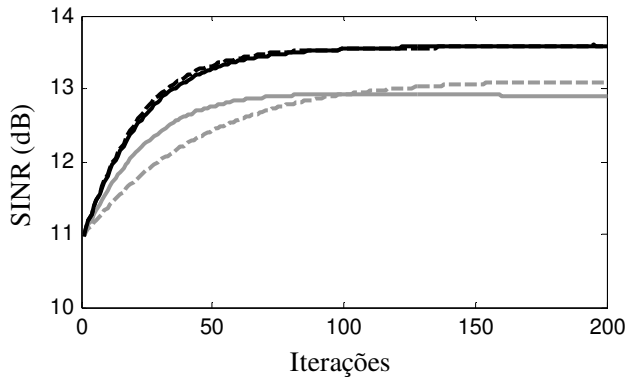


(a)

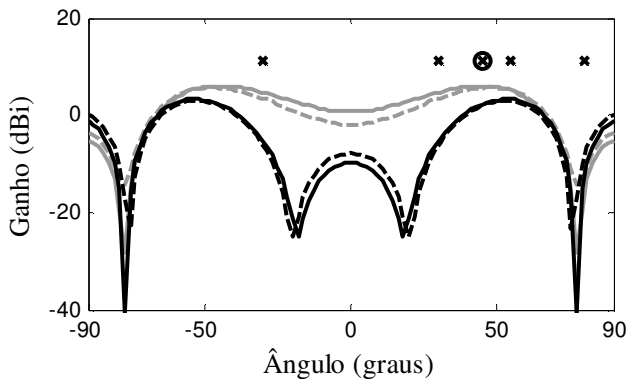


(b)

Figura 4.5 - Caso III. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos Choi-A (linha cinza contínua), Choi-B (linha cinza tracejada), AP-CSG (linha escura contínua) e QAP-CSG (linha escura tracejada).



(a)



(b)

Figura 4.6 - Caso IV. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos Choi-A (linha cinza contínua), Choi-B (linha cinza tracejada), AP-CSG (linha escura contínua) e QAP-CSG (linha escura tracejada).

4.7 Conclusões

Este capítulo apresentou algoritmos de conformação de feixe que utilizam informações inerentes ao sistema de comunicação para aumentar a qualidade do sinal recebido em um arranjo de antenas. Dois novos algoritmos de complexidade computacional reduzida, chamados aqui AP-CSG e QAP-CSG, foram desenvolvidos visando reduzir os níveis de interferência em sistemas de comunicação móvel celular. É importante salientar que, em contraste com os algoritmos CSG e ICSG,

os novos algoritmos não dependem da estimativa individual dos sinais interferentes e, com isso, apresentam maior facilidade de implementação em sistemas reais. Os resultados de simulação obtidos comprovam a eficácia dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG, os quais promovem valores de SINR mais altos quando comparados com os algoritmos Choi-A, Choi-B, CSG e ICSG.

No próximo capítulo, será apresentada uma nova abordagem para o desenvolvimento de algoritmos de conformação de feixe. Tal abordagem baseia-se nos modelos estocásticos utilizados na predição do comportamento médio dos coeficientes de conformação de feixe proporcionados pelos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG. A partir da abordagem considerada, um novo algoritmo de conformação de feixe é desenvolvido, resultando em um desempenho superior quando comparado com algoritmos propostos no presente capítulo.

NOVA ABORDAGEM PARA ALGORITMOS DE CONFORMAÇÃO DE FEIXE BASEADA NA MODELAGEM ESTOCÁSTICA DOS ALGORITMOS AP-CSG E QAP-CSG

5.1 Introdução

Neste capítulo, uma nova metodologia para o desenvolvimento de algoritmos de conformação de feixe é apresentada. Essa abordagem propõe a combinação linear de projeções vetoriais como estratégia de atualização do vetor de conformação de feixe. A formulação de tal metodologia é obtida a partir dos modelos estocásticos dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG, os quais também são derivados no presente capítulo. Além disso, utilizando a metodologia proposta, um novo algoritmo de conformação de feixe é desenvolvido com o objetivo de proporcionar valores de SINR superiores aos dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG. Resultados de simulação numérica são apresentados, confirmando a eficácia do novo algoritmo e a precisão dos modelos propostos.

5.2 Modelagem Estocástica dos Algoritmos AP-CSG e QAP-CSG

Nesta seção, são derivados os modelos estocásticos que descrevem o comportamento dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG. Tais modelos são usados para prever o comportamento médio dos coeficientes de conformação de feixe e da SINR proporcionada pelos algoritmos, a partir do conhecimento das matrizes de covariância espacial dos sinais envolvidos. Assim, os modelos propostos servem como uma ferramenta eficaz de projeto, uma vez que permitem avaliar o desempenho dos algoritmos sem a necessidade de realizar extensivas simulações de MC. Além disso, os modelos propostos servem como base para o desenvolvimento da nova formulação apresentada na Seção 5.3.

5.2.1 Momento de primeira ordem do vetor de conformação de feixe do algoritmo AP-CSG

Para obter o comportamento médio do vetor de conformação de feixe $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$, toma-se o valor esperado de ambos os lados de (4.23). Em seguida, assumindo a independência estatística entre $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ e $\hat{\mathbf{x}}(n)$ [14], [41], o comportamento médio de $\hat{\mathbf{w}}_i'(n)$ é obtido. Assim,

$$\begin{aligned} E[\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)] &= E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \\ &- \mu_1 \left\{ \mathbf{I} - E \left[\frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \right] \right\} E[\hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n)] E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \\ &+ \mu_2 E \left[\frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \right] E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)]. \end{aligned} \quad (5.1)$$

Agora, considerando (2.6) e (2.7), a matriz de covariância dos sinais interferentes mais ruído, representada por $E[\hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n)]$, é expressa como

$$\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) = E[\hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n)] = \sum_{m \neq i}^M E[\hat{P}_m(n)] \hat{\mathbf{R}}_m(n) + \sigma_\eta^2 \mathbf{I} \quad (5.2)$$

onde $\hat{\mathbf{R}}_m(n)$ denota a covariância espacial do m -ésimo terminal móvel, a qual é determinada a partir de (2.9). Para calcular a matriz de covariância normalizada do SOI, dada por

$$\hat{\underline{\mathbf{R}}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) = E \left[\frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \right] \quad (5.3)$$

primeiramente é determinada a expressão analítica da matriz de covariância do SOI, isto é,

$$\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) = E[\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)] = E[\hat{P}_i(n)] \hat{\mathbf{R}}_i(n). \quad (5.4)$$

Então, usando o procedimento descrito em [19], a matriz de covariância normalizada $\hat{\underline{\mathbf{R}}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)$ é determinada por

$$\hat{\underline{\mathbf{R}}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) = \mathbf{Q}(n) \mathbf{H}(n) \mathbf{Q}^H(n) \quad (5.5)$$

com $\mathbf{Q}(n)$ representando a matriz de autovetores da matriz $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)$ e $\mathbf{H}(n)$ dado por

$$\mathbf{H}(n) = \text{diag}[\zeta_1(n), \dots, \zeta_K(n)] \quad (5.6)$$

onde $\zeta_k(n)$ é calculado a partir dos autovalores $\Lambda_k(n)$ da matriz $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)$, utilizando a seguinte expressão:

$$\begin{aligned} \zeta_k(n) &= A_{1,k}(n)\Lambda_k(n) + A_{2,k}(n)\ln[\Lambda_k(n)] \\ &+ \sum_{i \neq k}^K B_{i,k}(n)\ln[\Lambda_i(n)] \end{aligned} \quad (5.7)$$

com

$$A_{1,k}(n) = \frac{\Lambda_k^{K-2}(n)}{\prod_{i \neq k} [\Lambda_k(n) - \Lambda_i(n)]} \quad (5.8)$$

$$A_{2,k}(n) = -A_{1,k}(n)\Lambda_k(n) \sum_{i \neq k}^K \frac{\Lambda_i(n)}{\Lambda_k(n) - \Lambda_i(n)} \quad (5.9)$$

e

$$B_{i,k}(n) = \frac{\Lambda_k(n)\Lambda_i^{K-1}(n)}{[\Lambda_i(n) - \Lambda_k(n)] \prod_{j \neq i} [\Lambda_i(n) - \Lambda_j(n)]}. \quad (5.10)$$

Dessa forma, usando as expressões analíticas de $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)$ e $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)$, o comportamento médio do vetor $\hat{\mathbf{w}}'_i(n)$ é obtido por

$$\begin{aligned} E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)] &= E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] - \mu_1 \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \\ &+ \mu_2 \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] + \mu_1 \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)]. \end{aligned} \quad (5.11)$$

Em seguida, tomando o valor esperado de ambos os lados de (4.24), tem-se

$$E[\hat{\mathbf{w}}_i(n+1)] = E \left[\frac{\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}{\|\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)\|} \right]. \quad (5.12)$$

Finalmente, considerando a condição de dispersão pequena de $\hat{\mathbf{w}}'_i(n)$ [19], ou seja, quando a variância é muito menor do que a média [evolução suave de $\hat{\mathbf{w}}'_i(n)$], (5.12) é aproximado por

$$E[\hat{\mathbf{w}}_i(n+1)] \cong \frac{E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]}{\|E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]\|} \quad (5.13)$$

que, juntamente com (5.11), descreve o comportamento médio dos coeficientes de conformação de feixe proporcionados pelo algoritmo AP-CSG.

5.2.2 Momento de primeira ordem do vetor de conformação de feixe do algoritmo QAP-CSG

O comportamento médio dos coeficientes de conformação de feixe do algoritmo QAP-CSG é determinado seguindo o mesmo procedimento adotado na seção anterior. Dessa maneira, aplicando o operador valor esperado em (4.38) e considerando a condição de independência estatística entre $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ e $\hat{\mathbf{x}}(n)$, obtém-se

$$\begin{aligned} E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)] &= E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \\ &- \mu_1 \left\{ \mathbf{I} - \frac{1}{2} E \left[\frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \right] \right\} E[\hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n)] E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \quad (5.14) \\ &+ E[\chi(n)] \left[\frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \right] E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)]. \end{aligned}$$

Agora, usando as expressões analíticas (5.2) e (5.5) para a determinação das matrizes $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)$ e $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)$, (5.14) é reescrita como

$$\begin{aligned} E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)] &= E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] - \mu_1 \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \\ &+ E[\chi(n)] \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \quad (5.15) \\ &+ \frac{\mu_1}{2} \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)]. \end{aligned}$$

Para o cálculo de $E[\chi(n)]$, a expressão (4.39) é reformulada e o valor esperado é tomado em ambos os lados da expressão resultante. Assim,

$$\begin{aligned} E[\chi(n)] &= \frac{\mu_1}{2} E \left[\frac{G_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}^*(n)}{G_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)} \right] \\ &+ E \left[\sqrt{(1 + \mu_2) E[G_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)] - \frac{\mu_1^2 \text{Im}[G_{\hat{\mathbf{d}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n)]^2}{G_{\hat{\mathbf{d}}_i}^2(n)}} \right] - 1 \quad (5.16) \end{aligned}$$

Em seguida, visando a simplicidade do modelo, a seguinte aproximação é considerada na determinação de $E[\chi(n)]$:

$$E[\chi(n)] \cong \frac{\mu_1}{2} \frac{E[G_{\hat{\mathbf{a}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n)]^*}{E[G_{\hat{\mathbf{a}}_i}(n)]} + \sqrt{(1 + \mu_2)E[G_{\hat{\mathbf{a}}_i}(n)] - \frac{\mu_1^2 \text{Im}\{E[G_{\hat{\mathbf{a}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n)]\}^2}{E[G_{\hat{\mathbf{a}}_i}(n)]^2} - 1} \quad (5.17)$$

onde os escalares $E[G_{\hat{\mathbf{a}}_i}(n)]$ e $E[G_{\hat{\mathbf{a}}_i \hat{\mathbf{z}}_i}(n)]$ são obtidos a partir da condição de independência entre $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ e $\hat{\mathbf{x}}(n)$, isto é,

$$E[G_{\hat{\mathbf{a}}_i}(n)] \cong E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)]^H \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{a}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \quad (5.18)$$

e

$$E[G_{\hat{\mathbf{z}}_i \hat{\mathbf{a}}_i}(n)] \cong E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)]^H \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{a}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)]. \quad (5.19)$$

Então, após a determinação de $E[\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)]$, a expressão (5.13) é utilizada para obter o comportamento médio do vetor de conformação de feixe $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$.

5.2.3 Razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR) no canal de subida

A fim de avaliar o comportamento médio da SINR proporcionada pelos algoritmos propostos no canal de subida, o valor esperado é tomado em ambos os lados de (2.11). Então, considerando novamente a independência estatística entre os vetores $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ e $\hat{\mathbf{x}}(n)$ e utilizando as expressões analíticas das matrizes de covariância $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{a}}_i}(n)$ e $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)$, o comportamento médio da SINR no canal de subida [19], [47] é dado por

$$E[\hat{\Gamma}_i(n)] = \frac{E[\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)] \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{a}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)]}{E[\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)] \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] + \sigma^2}. \quad (5.20)$$

É importante mencionar que, no próximo capítulo, os algoritmos propostos serão aplicados também no canal de descida considerando a conformação de feixe em conjunto com o controle de potência. Assim, a expressão do comportamento médio da SINR para o canal de descida será apresentada no próximo capítulo.

5.3 Abordagem Proposta: *Adaptive Combination of Vector Projections*

A partir das expressões (5.11) e (5.15), percebe-se que os algoritmos AP-CSG e QAP-CSG apresentam na média comportamentos similares. Especificamente, o vetor de conformação de feixe é atualizado a partir da soma entre o vetor de conformação de feixe atual $E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)]$ e a combinação linear de três vetores, dados por

$$\mathbf{v}_1(n) = \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \quad (5.21)$$

$$\mathbf{v}_2(n) = \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \quad (5.22)$$

e

$$\mathbf{v}_3(n) = \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{a}}_i}(n)\mathbf{v}_1(n). \quad (5.23)$$

Considerando (5.21), (5.22) e (5.23), nota-se que o vetor $\mathbf{v}_1(n)$ é paralelo à projeção vetorial de $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ na direção dos sinais interferentes, enquanto os vetores $\mathbf{v}_2(n)$ e $\mathbf{v}_3(n)$ representam, respectivamente, a projeção vetorial de $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ e $\mathbf{v}_1(n)$ na direção do SOI. Como principal diferença entre os algoritmos AP-CSG e QAP-CSG, destaca-se a combinação linear dos vetores $\mathbf{v}_1(n)$, $\mathbf{v}_2(n)$ e $\mathbf{v}_3(n)$. No caso do algoritmo AP-CSG, a combinação linear é fixa, para a qual os coeficientes são definidos, respectivamente, por $-\mu_1$, μ_2 e μ_1 . Já no caso do algoritmo QAP-CSG, os coeficientes correspondentes aos vetores $\mathbf{v}_1(n)$ e $\mathbf{v}_3(n)$ também são fixos ($-\mu_1$ e $0,5\mu_1$, respectivamente), com exceção do coeficiente correspondente ao vetor $\mathbf{v}_2(n)$, representado por $\chi(n)$, que é adaptado ao longo do processo iterativo [veja (4.39)].

Partindo do mesmo princípio de operação dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG, uma nova abordagem, chamada *adaptive combination of vector projections* (ACVP), é proposta visando generalizar a combinação linear dos vetores que apontam na direção do SOI e dos sinais interferentes. Para isso, primeiramente o vetor $\mathbf{v}_1(n)$ é substituído pela projeção vetorial de $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ na direção dos sinais interferentes, isto é,

$$\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \quad (5.24)$$

com

$$\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) = \mathbb{E} \left[\frac{\hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_i(n)\|^2} \right] \quad (5.25)$$

representando a matriz de covariância normalizada dos sinais interferentes mais ruído. Em seguida, considerando (5.24) ao invés de $\mathbf{v}_1(n)$ e estendendo a ideia de combinação linear adaptativa utilizada pelo algoritmo QAP-CSG, um novo processo iterativo é proposto para a atualização dos coeficientes de conformação de feixe. Assim,

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)] &= \mathbb{E}[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] - \mathbb{E}[\chi_1(n)] \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) \mathbb{E}[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \\ &\quad + \mathbb{E}[\chi_2(n)] \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \mathbb{E}[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \\ &\quad + \mathbb{E}[\chi_3(n)] \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) \mathbb{E}[\hat{\mathbf{w}}_i(n)], \end{aligned} \quad (5.26)$$

onde $-\chi_1(n)$, $\chi_2(n)$ e $\chi_3(n)$ representam os coeficientes da combinação linear adaptativa. Para obter tais coeficientes, novos algoritmos podem ser desenvolvidos com o objetivo de maximizar a SINR do sinal presente na saída do arranjo de antenas.

5.3.1 Algoritmo proposto: *sigmoid-based ACVP*

A partir da nova abordagem apresentada na seção anterior, um novo algoritmo, denominado *sigmoid-based ACVP* (SB-ACVP), é formulado utilizando a função sigmoide para a determinação dos coeficientes $\chi_j(n)$. A motivação para uso de tal função é originada pelo seu intervalo limitado (compreendido entre 0 e 1), permitindo o ajuste de um valor máximo de $\chi_j(n)$, e pelo nível baixo de ruído proveniente do gradiente estocástico para valores próximos dos limites da função sigmoide [48], [49]. Assim, os dois primeiros coeficientes da combinação linear são definidos como

$$\chi_j(n) = \mu \phi_j(n) \quad (5.27)$$

para $j = 1$ e 2 . Em (5.27), a constante $\mu < 1$ representa o máximo valor de $\chi_j(n)$ (podendo também ser interpretado como sendo o passo de adaptação do algoritmo) e $\phi_j(n)$ denota a função sigmoide, dada por

$$\phi_j(n) = \frac{1}{1 + e^{-\psi_j(n)}} \quad (5.28)$$

com $-\infty < \psi_j(n) < \infty$ representando uma variável auxiliar que define o processo de adaptação de $\varphi_j(n)$. Quanto à determinação do coeficiente $\chi_3(n)$, a estratégia utilizada pelo algoritmo proposto consiste em garantir que os coeficientes de conformação de feixe não sejam colocados no espaço nulo do SOI. Tal situação pode ocorrer em casos que o SOI e algum dos sinais interferentes estejam situados em regiões próximas [implicando a intersecção dos subespaços gerados pelo SOI e pelos sinais interferentes] e os coeficientes $\chi_2(n)$ e $\chi_3(n)$ forem nulos. Nesse caso, o processo iterativo resultante irá direcionar $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ para o espaço nulo dos sinais interferentes e do SOI, reduzindo a qualidade do sinal recebido pelo arranjo. Dessa forma, visando evitar que $\chi_2(n)$ e $\chi_3(n)$ sejam simultaneamente nulos, $\chi_3(n)$ é associado com $\chi_2(n)$ de acordo com

$$\chi_2(n) + \chi_3(n) = \mu. \quad (5.29)$$

Pode-se observar a partir de (5.29) que $\chi_3(n)$ alcança seu valor máximo quando $\chi_2(n)$ for nulo, garantindo assim o funcionamento adequado do algoritmo nos casos em que o SOI e os sinais interferentes ocupem regiões próximas. Então, substituindo (5.27) em (5.29), obtém-se

$$\chi_3(n) = \mu[1 - \varphi_2(n)]. \quad (5.30)$$

Em seguida, eliminando o operador valor esperado de ambos os lados de (5.26), substituindo (5.27) e (5.30) em (5.26) e considerando as estimativas instantâneas de $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)$ e $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)$, o processo iterativo para a atualização dos coeficientes de conformação de feixe é dado por

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}'_i(n+1) = & \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu\varphi_1(n) \frac{\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_i(n)\|^2} \hat{\mathbf{w}}_i(n) + \mu\varphi_2(n) \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \hat{\mathbf{w}}_i(n) \\ & + \mu[1 - \varphi_2(n)] \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \frac{\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_i(n)\|^2} \hat{\mathbf{w}}_i(n) \end{aligned} \quad (5.31)$$

e

$$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \frac{\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}{\|\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)\|}. \quad (5.32)$$

Assim como nos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG, a etapa de normalização do vetor de conformação de feixe é utilizada com o objetivo de garantir a estabilidade do algoritmo.

Para obter o processo de atualização de $\psi_j(n)$, define-se primeiramente a SINR *a posteriori* obtida com os coeficientes $\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)$, isto é,

$$\tilde{\Gamma}'_i(n) = \frac{\hat{\mathbf{w}}_i^{\text{H}}(n+1)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^{\text{H}}(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}{\hat{\mathbf{w}}_i^{\text{H}}(n+1)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^{\text{H}}(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}. \quad (5.33)$$

Em seguida, visando determinar os valores de $\psi_j(n)$ que maximizam a SINR do sinal recebido pelo arranjo, o seguinte problema de otimização é formulado:

$$\max_{\Psi_1(n), \Psi_2(n)} \ln[\tilde{\Gamma}'_i(n)] \quad (5.34)$$

onde a função logaritmo natural é utilizada para transformar a operação de divisão presente na expressão (5.33) em uma subtração, facilitando assim o processo de maximização de $\tilde{\Gamma}'_i(n)$ em relação aos escalares $\psi_1(n)$ e $\psi_2(n)$. Agora, usando o método da subida mais íngreme para obter recursivamente a solução de (5.34), o processo de atualização de $\psi_j(n)$ é obtido por

$$\psi_j(n+1) = \psi_j(n) + \frac{\partial \ln[\tilde{\Gamma}'_i(n)]}{\partial \psi_j(n)}. \quad (5.35)$$

É importante destacar que o passo de adaptação unitário é adotado em (5.35) devido à alta robustez da função $\varphi_j(n)$, para valores elevados de $|\psi_j(n)|$, frente ao ruído decorrente do gradiente estocástico.

Finalmente, substituindo (5.31) e (5.33) em (5.35) e tomando a derivada parcial de $\varphi_j(n)$ em função de $\psi_j(n)$, isto é,

$$\frac{\partial \varphi_j(n)}{\partial \psi_j(n)} = \varphi_j(n)[1 - \varphi_j(n)] \quad (5.36)$$

as expressões de atualização de $\psi_1(n)$ e $\psi_2(n)$ são obtidas como segue:

$$\begin{aligned} \psi_1(n+1) = \psi_1(n) + 2\mu\phi_1(n)[1 - \phi_1(n)] \operatorname{Re} \left[\frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)}{\hat{\mathbf{w}}_i'^H(n+1)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)} \right. \\ \left. - \frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)}{\|\hat{\mathbf{z}}_i(n)\|^2 \hat{\mathbf{w}}_i'^H(n+1)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)} \right] \end{aligned} \quad (5.37)$$

e

$$\begin{aligned} \psi_2(n+1) = \psi_2(n) + 2\mu\phi_2(n)[1 - \phi_2(n)] \operatorname{Re} \left[\frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)}{\hat{\mathbf{w}}_i'^H(n+1)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)} \right. \\ \left. - \frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2 \hat{\mathbf{w}}_i'^H(n+1)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)} \right. \\ \left. - \frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)}{\|\hat{\mathbf{z}}_i(n)\|^2 \hat{\mathbf{w}}_i'^H(n+1)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)} \right. \\ \left. + \frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)}{\|\hat{\mathbf{z}}_i(n)\|^2 \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2 \hat{\mathbf{w}}_i'^H(n+1)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}_i'(n+1)} \right]. \end{aligned} \quad (5.38)$$

Pode-se observar a partir de (5.37) e (5.38) que o processo de atualização de $\psi_j(n)$ é interrompido para $\phi_j(n) = 0$ e $\phi_j(n) = 1$. Dessa forma, visando garantir a capacidade de rastreamento do algoritmo SB-ACVP, a variável $\psi_j(n)$ deve ser limitada em um intervalo finito, ou seja, $|\psi_j(n)| \leq \psi_{\max}$, com ψ_{\max} denotando o limite superior de $\psi_j(n)$. Por exemplo, para $\psi_{\max} = 4$, a função sigmoide é limitada no intervalo $0,018 \leq \phi_j(n) \leq 0,982$, mantendo assim a capacidade de rastreamento do algoritmo.

O sumário do algoritmo SB-ACVP e sua complexidade computacional são apresentados, respectivamente, nas Tabelas 5.1 e 5.2. Para obter o número de operações requeridas no cálculo da função exponencial presente em (5.28), consideram-se os dois primeiros termos da expansão em série de Taylor. Comparando os valores de complexidade computacional, nota-se que o algoritmo proposto no presente capítulo apresenta a maior complexidade dentre os algoritmos considerados, apresentando um aumento considerável no número de divisões. Entretanto, mesmo exibindo maior complexidade

computacional, o algoritmo SB-ACVP mantém a mesma ordem de multiplicações e adições $\mathcal{O}(K)$ dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG.

Tabela 5.1 – Algoritmo SB-ACVP

Para $i = 1, 2, \dots, M$

Inicializar $\hat{\mathbf{w}}_i(0), \psi_1(0)$ e $\psi_2(0)$

Para $i = 1, 2, \dots, M$

Para $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Para $j = 1$ e 2

$$\varphi_j(n) = \frac{1}{1 + e^{-\psi_j(n)}}$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}'_i(n+1) = & \hat{\mathbf{w}}_i(n) - \mu\varphi_1(n) \frac{\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_i(n)\|^2} \hat{\mathbf{w}}_i(n) + \mu\varphi_2(n) \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \hat{\mathbf{w}}_i(n) \\ & + \mu[1 - \varphi_2(n)] \frac{\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2} \frac{\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)}{\|\hat{\mathbf{z}}_i(n)\|^2} \hat{\mathbf{w}}_i(n) \end{aligned}$$

$$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) = \frac{\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}{\|\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)\|}$$

$$\begin{aligned} \psi_1(n+1) = & \psi_1(n) + 2\mu\varphi_1(n)[1 - \varphi_1(n)] \operatorname{Re} \left[\frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n+1)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)} \right. \\ & \left. - \frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}{\|\hat{\mathbf{z}}_i(n)\|^2 \hat{\mathbf{w}}_i^H(n+1)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \psi_2(n+1) = & \psi_2(n) + 2\mu\varphi_2(n)[1 - \varphi_2(n)] \operatorname{Re} \left[\frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n+1)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)} \right. \\ & - \frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}{\|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2 \hat{\mathbf{w}}_i^H(n+1)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)} \\ & - \frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}{\|\hat{\mathbf{z}}_i(n)\|^2 \hat{\mathbf{w}}_i^H(n+1)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)} \\ & \left. + \frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)}{\|\hat{\mathbf{z}}_i(n)\|^2 \|\hat{\mathbf{d}}_i(n)\|^2 \hat{\mathbf{w}}_i^H(n+1)\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)} \right] \end{aligned}$$

Se $|\psi_j(n+1)| > \psi_{\max}$, então $\psi_j(n+1) = \operatorname{sign}[\psi_j(n+1)] \cdot \psi_{\max}$

Tabela 5.2 - Comparação de complexidade computacional dos algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP

Algoritmo	Número de operações reais por iteração			
	Multiplicações	Adições	Divisões	Raiz quadrada
AP-CSG	$28K + 6$	$24K - 4$	2	1
QAP-CSG	$30K + 37$	$28K + 5$	3	2
SB-ACVP	$55K + 66$	$44K + 15$	11	1

5.3.2 Momento de primeira ordem do vetor de conformação de feixe do algoritmo SB-ACVP

A expressão que descreve o comportamento médio do vetor de conformação de feixe do algoritmo SB-ACVP pode ser determinada tomando o valor esperado de ambos os lados de (5.31). Então, considerando a condição de independência estatística entre $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ e $\hat{\mathbf{x}}(n)$, o comportamento médio de $\hat{\mathbf{w}}'_i(n)$ pode ser aproximado por

$$\begin{aligned}
 E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)] &\cong E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] - \mu E[\varphi_1(n)] \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \\
 &\quad + \mu E[\varphi_2(n)] \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \\
 &\quad + \mu \{1 - E[\varphi_2(n)]\} \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)].
 \end{aligned} \tag{5.39}$$

Em seguida, assume-se a condição de passo de adaptação pequeno de maneira que a aproximação $E[\varphi_j^2(n)] \cong E[\varphi_j(n)]^2$ possa ser utilizada devido à baixa dispersão de $\varphi_j(n)$. Assim, as expressões que descrevem o comportamento médio de $\psi_1(n)$ e $\psi_2(n)$ são dadas, respectivamente, por

$$\begin{aligned}
 E[\psi_1(n+1)] &\cong E[\psi_1(n)] + 2\mu E[\varphi_1(n)] \{1 - E[\varphi_1(n)]\} \cdot \\
 &\quad \text{Re} \left\{ \frac{E[\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)] \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]}{E[\hat{\mathbf{w}}_i^H(n+1)] \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]} \right. \\
 &\quad \left. - \frac{E[\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)] \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]}{E[\hat{\mathbf{w}}_i^H(n+1)] \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]} \right\}
 \end{aligned} \tag{5.40}$$

$$\begin{aligned}
 E[\psi_2(n+1)] &\cong E[\psi_2(n)] + 2\mu E[\varphi_2(n)]\{1 - E[\varphi_2(n)]\} \cdot \\
 &\text{Re} \left\{ \frac{E[\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)]\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]}{E[\hat{\mathbf{w}}_i'^H(n+1)]\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]} \right. \\
 &\frac{E[\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)]\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]}{E[\hat{\mathbf{w}}_i'^H(n+1)]\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]} \\
 &\frac{E[\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)]\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]}{E[\hat{\mathbf{w}}_i'^H(n+1)]\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]} \\
 &\left. + \frac{E[\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)]\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]}{E[\hat{\mathbf{w}}_i'^H(n+1)]\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)E[\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)]} \right\}
 \end{aligned} \tag{5.41}$$

com

$$E[\varphi_j(n)] \cong \frac{1}{1 + e^{-E[\psi_j(n)]}}. \tag{5.42}$$

É importante destacar que, devido à baixa dispersão da função sigmoide para valores elevados de $|\psi_j(n)|$, a aproximação utilizada em (5.42) é adequada para valores próximos aos limites inferior e superior de $\varphi_j(n)$. Finalmente, considerando que a evolução de $\hat{\mathbf{w}}'_i(n+1)$ é suave para a condição de passo de adaptação pequeno, a expressão (5.13) pode ser utilizada para a determinação do comportamento médio de $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$.

5.4 Resultados de Simulação

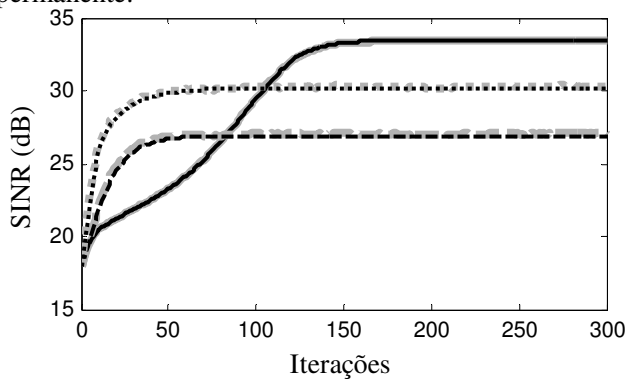
Nesta seção, resultados de simulação de MC (200 realizações independentes) são apresentados visando comparar o desempenho dos algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP e verificar a precisão do modelo estocástico correspondente a cada algoritmo. Em todos os cenários, considera-se um arranjo ULA ($d = \lambda/2$ na frequência de 1 GHz) com K antenas omnidirecionais, $L = 12$ caminhos multipercurso independentes e ângulo de espalhamento $\Delta\theta = 3^\circ$. Assim como nos resultados apresentados no Capítulo 4, o sinal de entrada em cada canal é normalizado pela potência do ruído (resultando em $\sigma_\eta^2 = 1$), os canais são independentes com desvanecimento de Rayleigh e a inicialização

dos coeficientes de conformação de feixe é dada por $\hat{\mathbf{w}}_i(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ (ganho unitário em todas as direções) para todos os algoritmos. Além disso, a potência normalizada é fixada em 36 dB para o SOI (proveniente da célula em questão) e 15 dB para os sinais interferentes (provenientes de células cocanal). Para o algoritmo SB-ACVP, considera-se em todas as simulações que $\Psi_{\max} = 4$, resultando na função sigmoide compreendida no intervalo $0,018 \leq \varphi_j(n) \leq 0,982$. Em todas as simulações, não foi considerada a expansão em série de Taylor para o cálculo da função exponencial presente em (5.28).

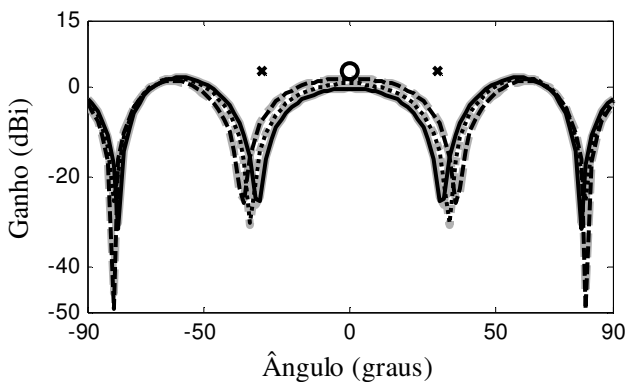
5.4.1 Exemplo 1

O cenário considerado neste exemplo é composto por um arranjo com $K = 4$ antenas, um único SOI posicionado em 0° e dois terminais móveis interferentes localizados em 30° e -30° . Os passos de adaptação $\mu_1 = \mu_2 = 0,03$ são utilizados para os algoritmos AP-CSG e QAP-CSG, enquanto o passo de adaptação do algoritmo SB-ACVP é $\mu = 0,3$. Através das curvas de SINR e dos diagramas de irradiação ilustrados, respectivamente, nas Figuras 5.1(a) e (b), verifica-se que o algoritmo SB-ACVP mantém um ganho adequado na direção do SOI (representado por ‘o’) e proporciona o menor ganho na direção dos usuários interferentes (marcados com ‘x’), resultando na maior SINR dentre os algoritmos considerados após a convergência. As curvas referentes à evolução de $\varphi_1(n)$ e $\varphi_2(n)$ são ilustradas na Figura 5.2. Pode-se perceber que, na etapa inicial do processo iterativo, $\varphi_2(n)$ apresenta maiores valores devido à necessidade de direcionamento de $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ para o subespaço formado pelo SOI. Nessa etapa inicial, nota-se na Figura 5.1(a) que o aumento de SINR proporcionado pelo algoritmo SB-ACVP é limitado. Em seguida, visto que o SOI se encontra em uma região distante dos sinais interferentes (a intersecção dos subespaços formados por $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{a}}_i}(n)$ e $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{a}}_i}(n)$ é nula), $\varphi_2(n)$ é reduzido até o limite inferior enquanto $\varphi_1(n)$ é mantido próximo da unidade com o objetivo de colocar $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ no espaço nulo dos sinais interferentes. A partir dessa etapa, a SINR proporcionada pelo algoritmo SB-ACVP é significativamente aumentada, resultando no melhor desempenho dentre os algoritmos considerados. Entretanto, é importante mencionar que

esse comportamento do algoritmo SB-ACVP resultou na menor velocidade de convergência dentre os algoritmos considerados. As Figuras 5.1 e 5.2 também mostram uma similaridade muito boa entre as curvas obtidas através de simulação de MC e o modelo proposto para os algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP. Além disso, os resultados ilustrados nas Figuras 5.3, 5.4 e 5.5 comprovam a precisão muito boa dos modelos propostos, os quais descrevem precisamente o comportamento dos algoritmos tanto na fase transitória quanto em regime permanente.



(a)



(b)

Figura 5.1 - Exemplo 1. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos AP-CSG (linha tracejada), QAP-

CSG (linha pontilhada) e SB-ACVP (linha contínua). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

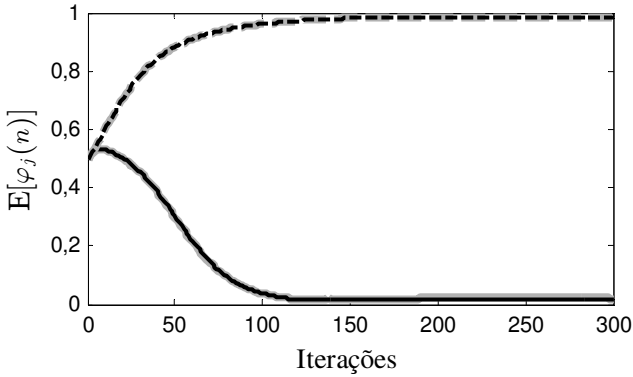
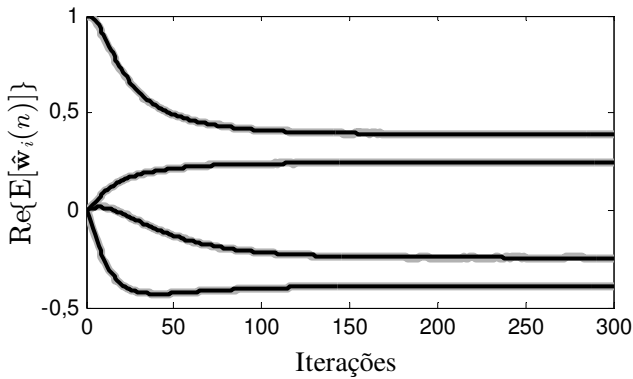
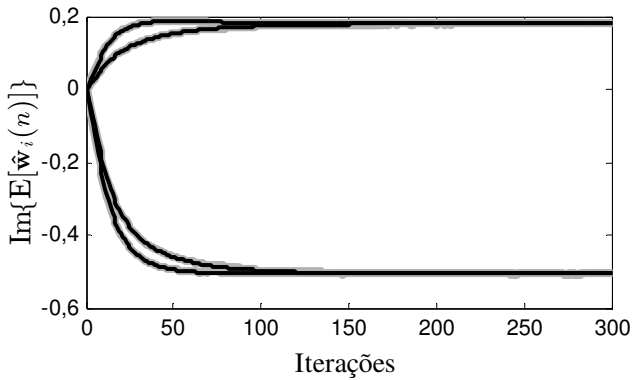


Figura 5.2 - Exemplo 1. Comportamento médio das funções $\varphi_1(n)$ (linha tracejada) e $\varphi_2(n)$ (linha contínua) utilizando simulações de MC (linha cinza) e o modelo proposto (linha escura).

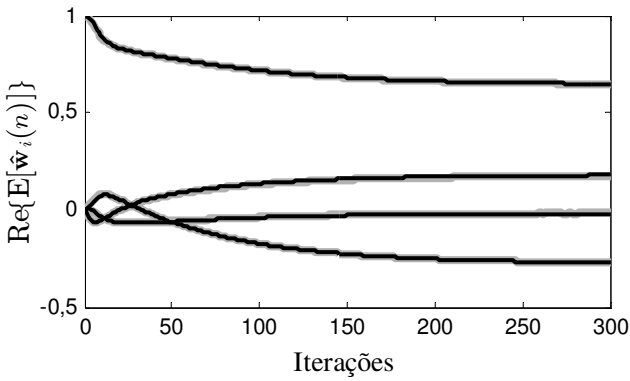


(a)

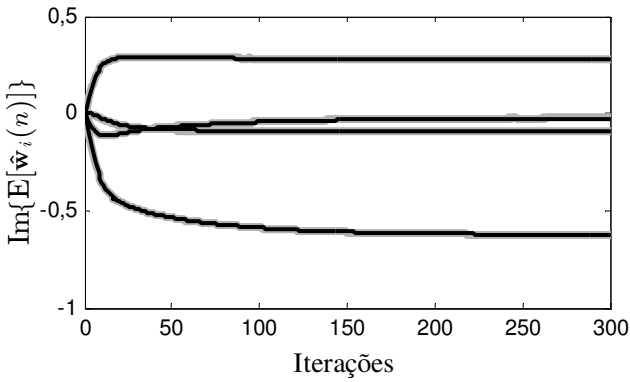


(b)

Figura 5.3 - Exemplo 1. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo AP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

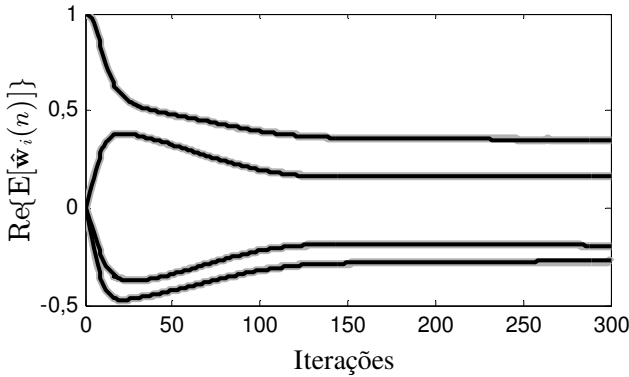


(a)

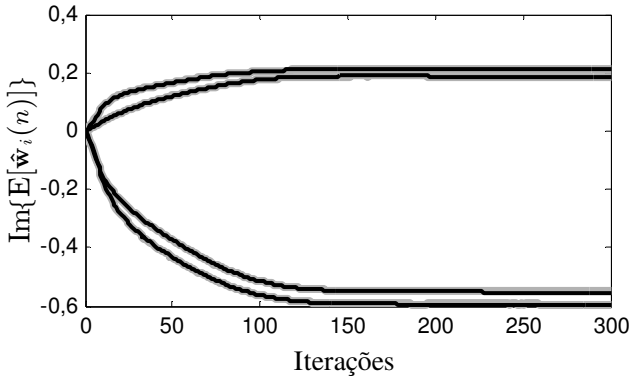


(b)

Figura 5.4 - Exemplo 1. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo QAP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).



(a)



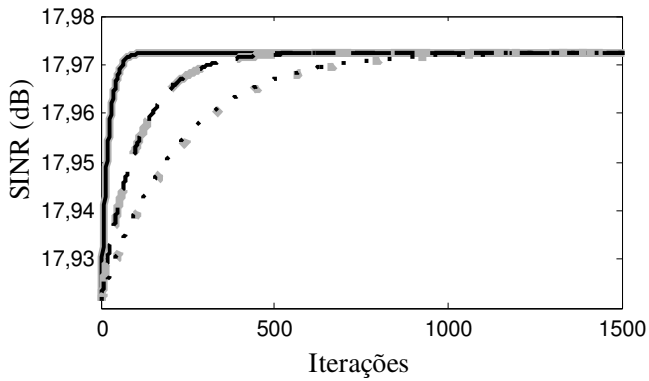
(b)

Figura 5.5 - Exemplo 1. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo SB-ACVP. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

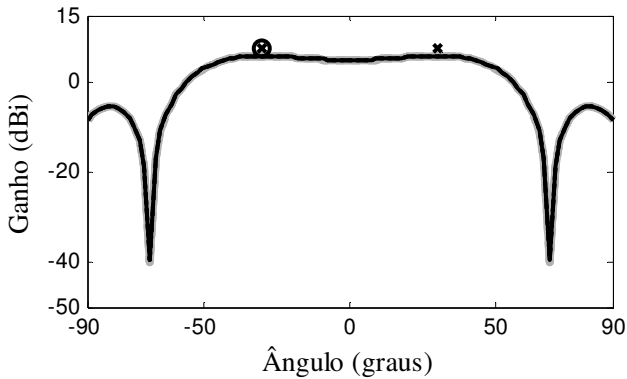
5.4.2 Exemplo 2

O objetivo do segundo exemplo é verificar o comportamento do algoritmo SB-ACVP em casos que exista uma intersecção significativa dos subespaços formados por $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_1}(n)$ e $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_2}(n)$. Para tal, considera-se o mesmo cenário do exemplo anterior, exceto que o SOI é posicionado na mesma direção do terminal móvel interferente localizado em -30° . Os passos de adaptação utilizados neste exemplo são $\mu_1 = \mu_2 = 0,005$ para

os algoritmos AP-CSG e QAP-CSG e $\mu=0,05$ para o algoritmo SB-ACVP. Conforme observado na Figura 5.6(a), todos os algoritmos alcançam o mesmo valor de SINR após a convergência. Os diagramas de irradiação, ilustrados na Figura 5.6(b), indicam que os algoritmos apresentam o mesmo ganho na direção do SOI e dos terminais móveis interferentes. Isso se justifica pela limitação do arranjo utilizado (ULA), uma vez que o ganho em θ° é necessariamente o mesmo que em $-\theta^\circ$ para $-90 \leq \theta \leq 90^\circ$. Dessa forma, a redução do ganho na direção do terminal móvel interferente situado em 30° implicaria em uma redução equivalente do ganho na direção do SOI localizado em -30° . Tal fato altera diretamente o funcionamento do algoritmo SB-ACVP quando comparado com Exemplo 1. Isso pode ser verificado através da Figura 5.7, onde o valor de $\varphi_2(n)$ é mantido constante em 0,5 ao longo de todo o processo iterativo, visando evitar que o vetor de conformação de feixe seja direcionado para o espaço nulo do SOI. De acordo com as Figuras 5.8, 5.9 e 5.10, nota-se que o algoritmo SB-ACVP apresenta a maior velocidade de convergência dentre os algoritmos considerados. Mesmo com a evolução lenta de $\varphi_1(n)$, os coeficientes de conformação de feixe do algoritmo SB-ACVP convergem rapidamente após 100 iterações. Quanto à precisão dos modelos, em todas as figuras apresentadas neste exemplo, percebe-se um casamento muito bom entre as curvas obtidas através de simulação de MC e as obtidas com os modelos estocásticos propostos.



(a)



(b)

Figura 5.6 - Exemplo 2. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos AP-CSG (linha tracejada), QAP-CSG (linha pontilhada) e SB-ACVP (linha contínua). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

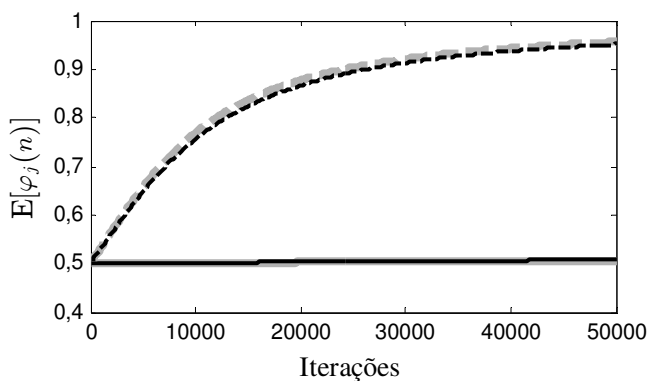
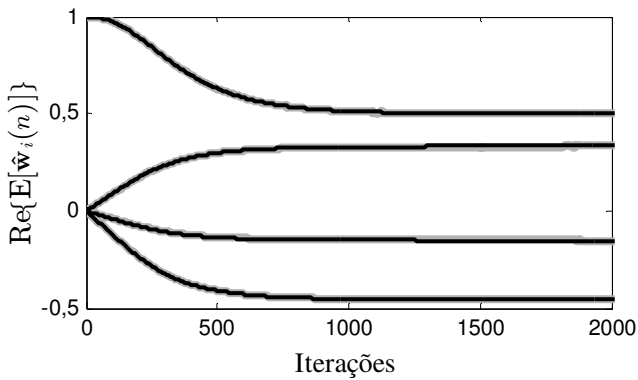
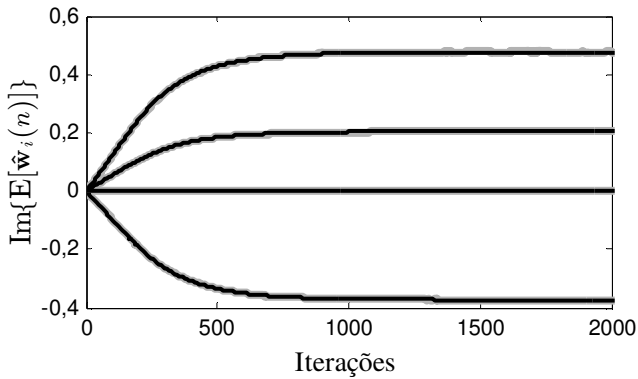


Figura 5.7 - Exemplo 2. Comportamento médio das funções $\varphi_1(n)$ (linha tracejada) e $\varphi_2(n)$ (linha contínua) utilizando simulações de MC (linha cinza) e o modelo proposto (linha escura).

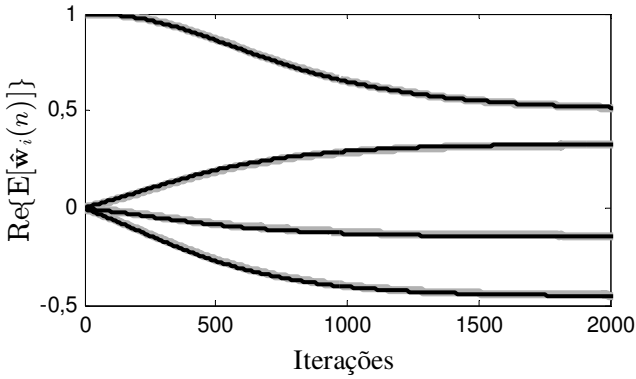


(a)

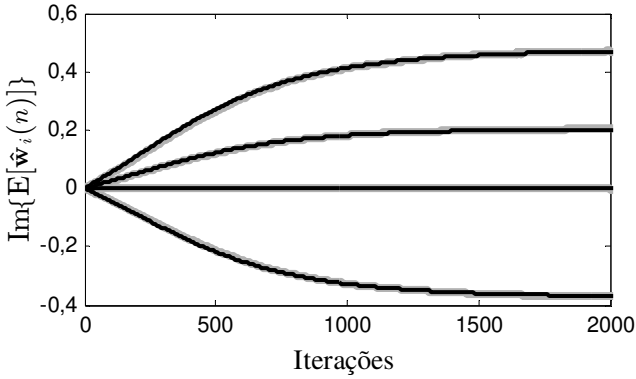


(b)

Figura 5.8 - Exemplo 2. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo AP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

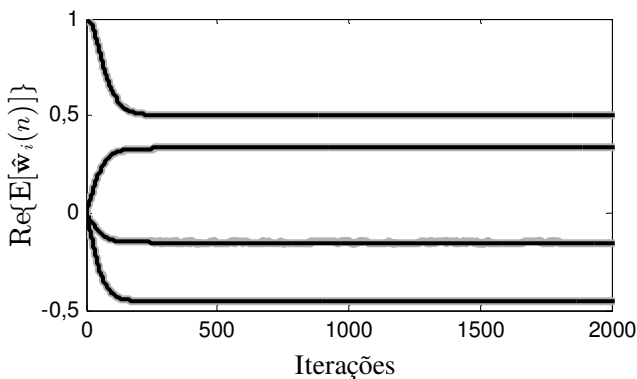


(a)

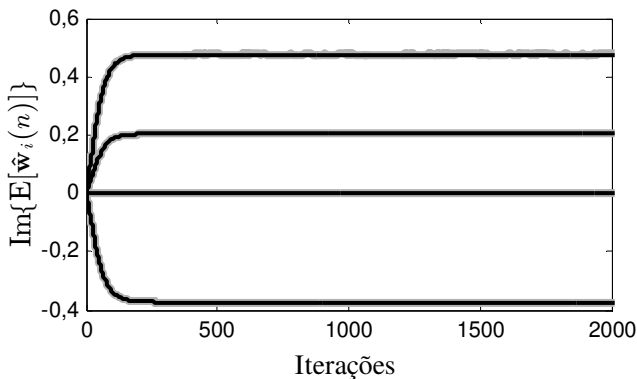


(b)

Figura 5.9 - Exemplo 2. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo QAP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura)



(a)



(b)

Figura 5.10 - Exemplo 2. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo SB-ACVP. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

5.4.3 Exemplo 3

O cenário considerado neste exemplo é formado por um arranjo com $K = 8$ antenas, um SOI posicionado em -60° e dois terminais móveis interferentes localizados em -65° e 45° . Visando verificar a capacidade de rastreamento dos algoritmos, a posição do SOI é instantaneamente modificada para 0° após 500 iterações. Os passos de adaptação adotados neste exemplo são $\mu_1 = \mu_2 = 0,02$ para os

algoritmos AP-CSG e QAP-CSG e $\mu = 0,2$ para o algoritmo SB-ACVP. Verifica-se a partir da Figura 5.11 que, antes da mudança de cenário em $n = 500$, os algoritmos QAP-CSG e SB-ACVP alcançam os maiores valores de SINR em comparação com o algoritmo AP-CSG. Após a mudança do cenário, todos os algoritmos considerados elevam a SINR para valores similares devido à maior distância entre o SOI e os sinais interferentes. Tal fato pode ser verificado através da Figura 5.12, onde constata-se que o ganho na direção do terminal móvel interferente localizado em -60° é significativamente reduzido após a modificação do cenário, enquanto um ganho adequado é mantido na direção do SOI, tanto antes quanto após a mudança de posição. As curvas correspondentes às funções $\varphi_1(n)$ e $\varphi_2(n)$ são apresentadas na Figura 5.13. A partir dessa figura, observa-se que, imediatamente após $n = 500$, o valor de $\varphi_2(n)$ é aumentado de maneira a colocar $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ no novo subespaço formado pelo SOI (agora localizado em 0°), indicando o funcionamento adequado do algoritmo SB-ACVP. Além disso, nota-se que a função $\varphi_2(n)$ apresenta comportamento similar ao do primeiro exemplo, resultando em uma convergência mais lenta do que a dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG. As curvas apresentadas nas Figuras 5.11, 5.12 e 5.13 também comprovam a precisão muito boa dos modelos propostos. Tal precisão é novamente verificada nas Figuras 5.14, 5.15 e 5.16, inferindo que os modelos podem ser utilizados para descrever o comportamento médio dos coeficientes de conformação de feixe, mesmo em casos que ocorram mudanças no cenário de comunicação.

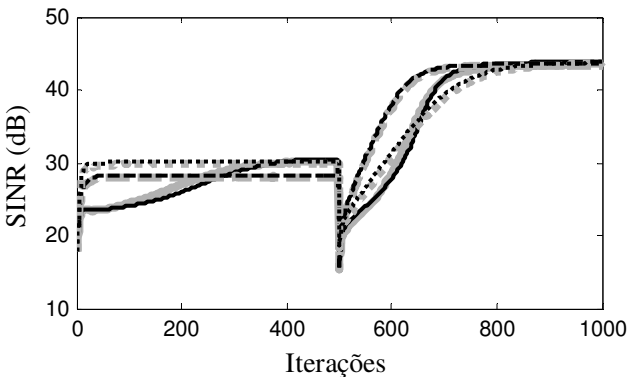
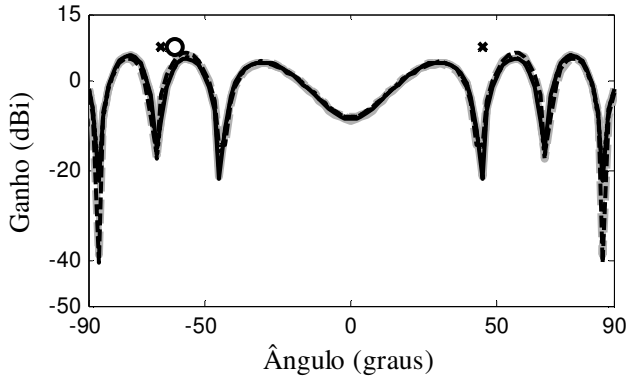
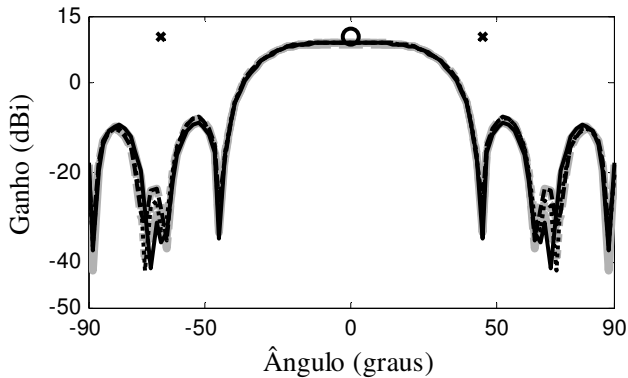


Figura 5.11 - Exemplo 3. Curvas de SINR obtidas com os algoritmos AP-CSG (linha tracejada), QAP-CSG (linha pontilhada) e SB-ACVP

(linha contínua). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).



(a)



(b)

Figura 5.12 - Exemplo 3. Diagramas de irradiação obtidos com os algoritmos AP-CSG (linha tracejada), QAP-CSG (linha pontilhada) e SB-ACVP (linha contínua) nas iterações (a) $n = 500$ e (b) $n = 1000$. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

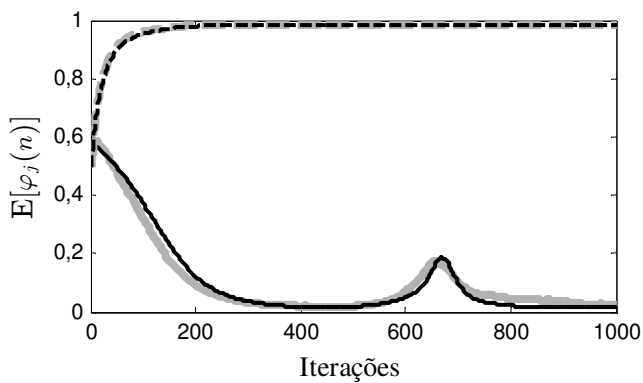
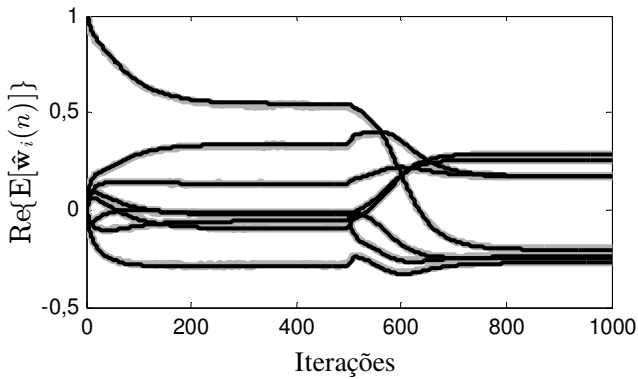
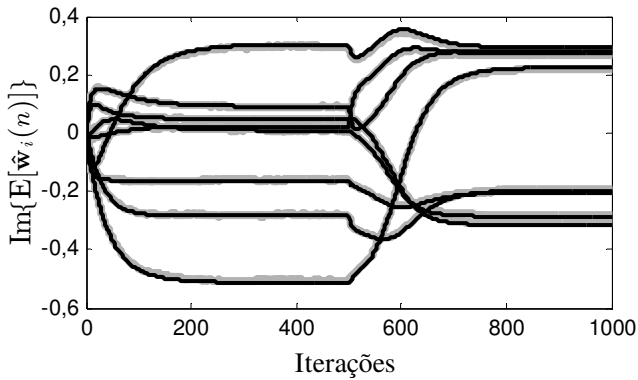


Figura 5.13 - Exemplo 3. Comportamento médio das funções $\varphi_1(n)$ (linha tracejada) e $\varphi_2(n)$ (linha contínua) utilizando simulações de MC (linha cinza) e o modelo proposto (linha escura).

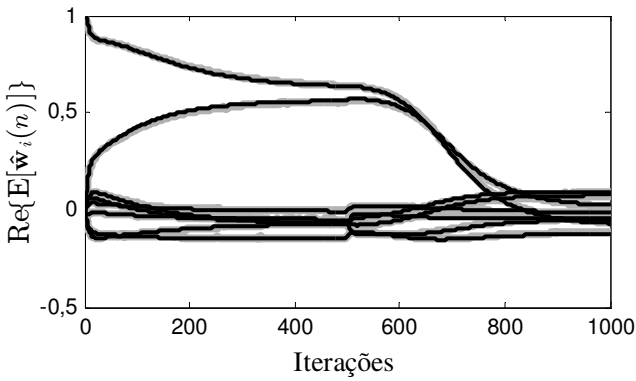


(a)

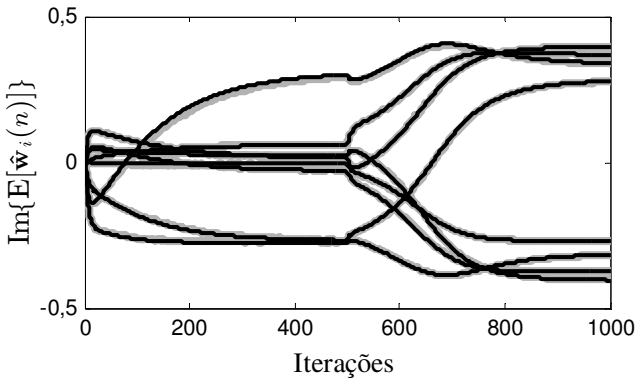


(b)

Figura 5.14 - Exemplo 3. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo AP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

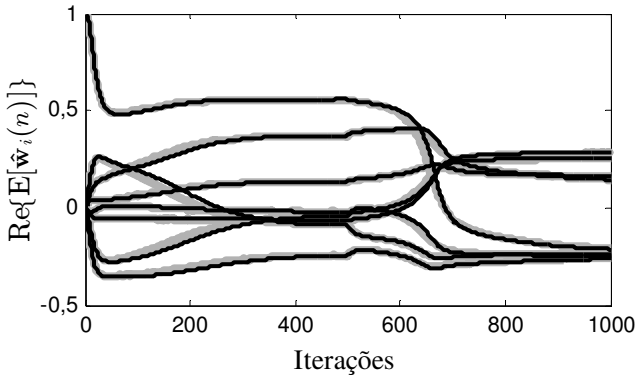


(a)

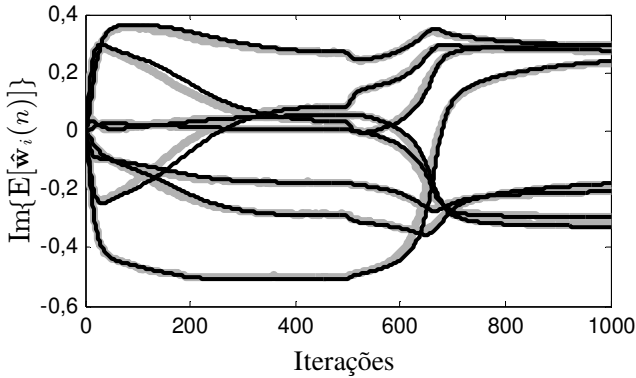


(b)

Figura 5.15 - Exemplo 3. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo QAP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).



(a)



(b)

Figura 5.16 - Exemplo 3. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo SB-ACVP. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

5.4.4 Exemplo 4

Neste último exemplo, é considerado um cenário com níveis elevados de interferência, o qual é formado por um arranjo com $K = 8$ antenas, um SOI situado em 45° e nove terminais móveis interferentes localizados em $-90^\circ, -70^\circ, -50^\circ, -30^\circ, 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 80^\circ$ e 90° . Os passos de adaptação adotados pelos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG são $\mu_1 = \mu_2 = 0,001$, enquanto para o algoritmo SB-ACVP, utiliza-se

$\mu = 0,02$. As curvas de SINR, juntamente com os diagramas de irradiação apresentados na Figura 5.17, confirmam o desempenho adequado dos algoritmos avaliados, sendo que o algoritmo SB-ACVP proporciona o menor valor de SINR após a convergência. Contudo, a diferença é menor do que 0,5 dB, representando menos do que 2,5% da máxima SINR alcançada (20,27 dB) em regime permanente. As curvas correspondentes à evolução das funções $\phi_1(n)$ e $\phi_2(n)$ são mostradas na Figura 5.18. Verifica-se, similarmente ao Exemplo 2, que o valor de $\phi_2(n)$ é mantido em níveis elevados devido à intersecção significativa dos subespaços formados pelo SOI e pelos sinais interferentes. A partir das curvas de evolução dos coeficientes de conformação de feixe, ilustradas nas Figuras 5.19, 5.20 e 5.21, constata-se que o algoritmo SB-ACVP apresenta a maior velocidade de convergência dentre os algoritmos considerados. Adicionalmente, observa-se em todas as figuras que os modelos estocásticos proporcionam uma estimativa precisa do comportamento médio dos algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP.

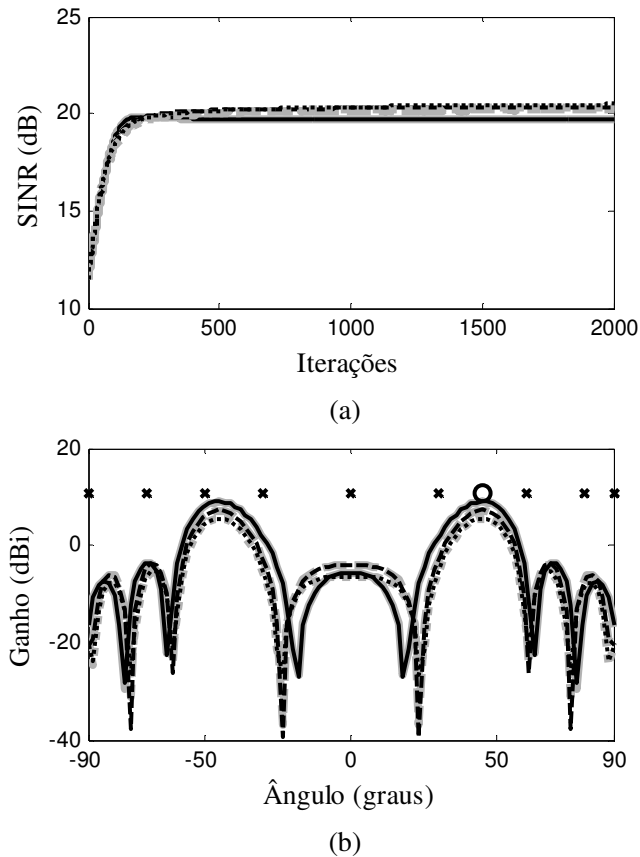


Figura 5.17 - Exemplo 4. Curvas de (a) SINR e (b) diagrama de irradiação obtidos com os algoritmos AP-CSG (linha tracejada), QAP-CSG (linha pontilhada) e SB-ACVP (linha contínua). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

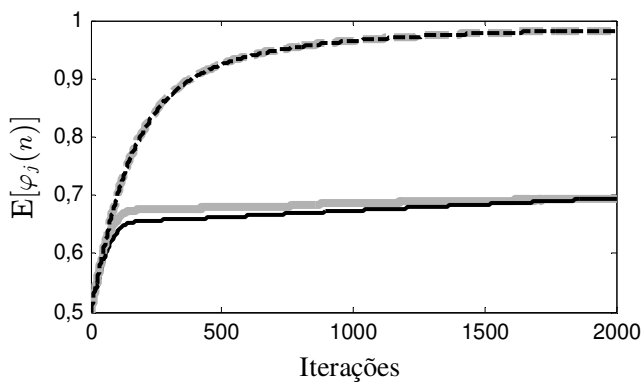
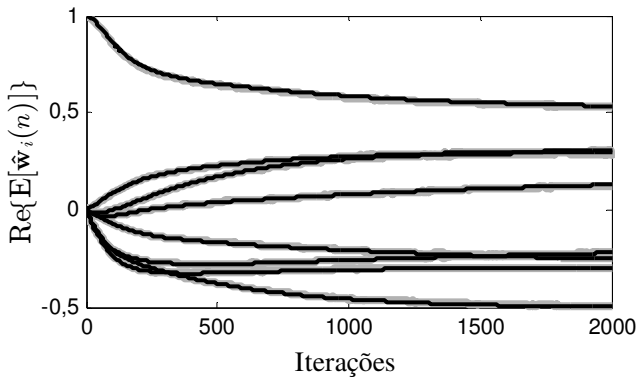
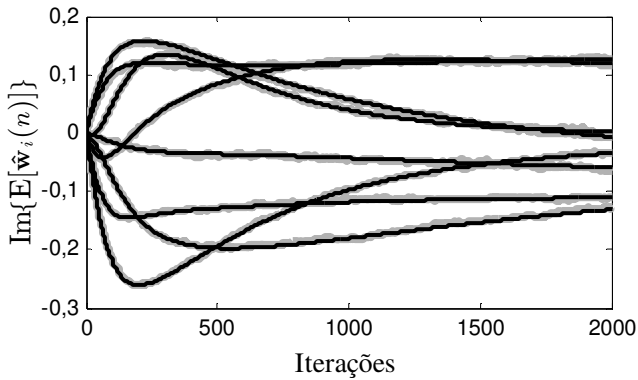


Figura 5.18 - Exemplo 4. Comportamento médio das funções $\varphi_1(n)$ (linha tracejada) e $\varphi_2(n)$ (linha contínua) obtidos via simulações de MC (linha cinza) e o modelo proposto (linha escura).

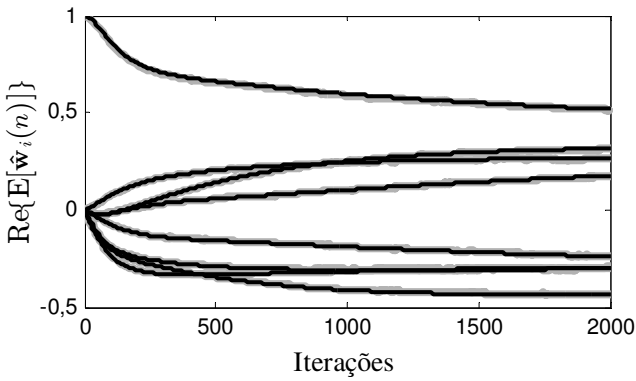


(a)

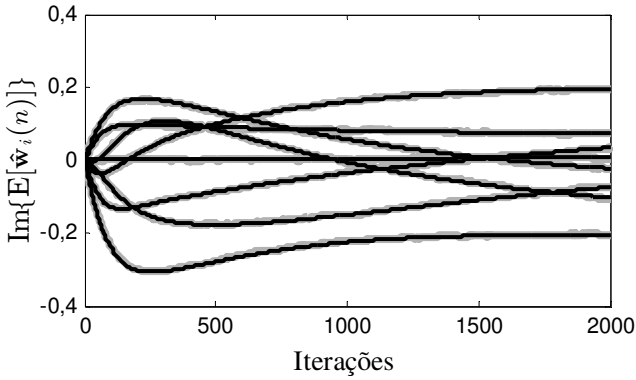


(b)

Figura 5.19 - Exemplo 4. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo AP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

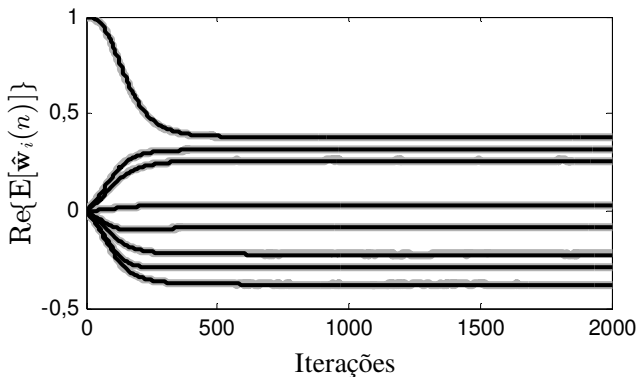


(a)

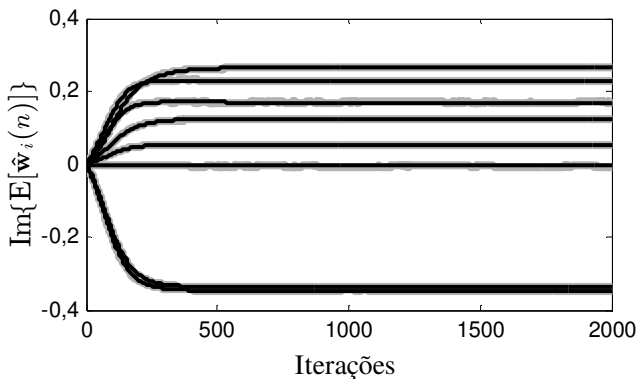


(b)

Figura 5.20 - Exemplo 4. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo QAP-CSG. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).



(a)



(b)

Figura 5.21 - Exemplo 4. Comportamento médio da parte real (a) e da parte imaginária (b) dos coeficientes de conformação de feixe obtidos com o algoritmo SB-ACVP. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

5.5 Conclusões

Neste capítulo, uma nova abordagem para o desenvolvimento de algoritmos de conformação de feixe foi formulada com base na modelagem estocástica dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG. Considerando a abordagem proposta, um novo algoritmo, denominado SB-ACVP, foi desenvolvido a partir do uso da função sigmoide no processo de atualização dos coeficientes da combinação linear

adaptativa. Resultados de simulação numérica comprovaram a eficácia do novo algoritmo, o qual proporcionou valores elevados de SINR para os casos em que o SOI e os sinais interferentes apresentam uma diferença considerável entre os AOAs. Já em cenários com níveis altos de interferência ou proximidade entre os AOAs, o algoritmo SB-ACVP resultou em valores de SINR similares aos proporcionados pelos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG. Além disso, os resultados de simulação mostraram um casamento muito bom entre as simulações de MC e os modelos propostos, confirmando assim a precisão dos modelos tanto na fase transitória quanto em regime permanente.

No próximo capítulo, visando aproveitar o aumento da SINR para reduzir os níveis de potência de transmissão em todo o sistema, o algoritmo de controle de potência, apresentado no Capítulo 3, é implementado em conjunto com os algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP.

CONTROLE DE POTÊNCIA APLICADO AOS ALGORITMOS DE CONFORMAÇÃO DE FEIXE COM PROJEÇÕES ADAPTATIVAS

6.1 Introdução

Os algoritmos de conformação de feixe desenvolvidos nos Capítulos 4 e 5, além de apresentarem um baixo custo computacional, promovem um notável aumento na qualidade do sinal recebido pela ERB. Naturalmente, o aumento da SINR do canal de subida possibilita a redução de potência de transmissão nos terminais móveis presentes no sistema. Além disso, partindo do princípio da reciprocidade direcional entre os canais de subida e de descida, os coeficientes de conformação de feixe obtidos no canal de subida podem ser aproveitados para aumentar a qualidade do sinal recebido pelo terminal móvel e, conseqüentemente, a potência de transmissão do canal de descida pode também ser reduzida, promovendo uma redução dos níveis de interferência em todo o sistema. Assim, visando tirar proveito dos valores elevados de SINR proporcionados pelos algoritmos derivados nos Capítulos 4 e 5, o algoritmo de controle de potência, apresentado no Capítulo 3, é modificado aqui para o desenvolvimento dos algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP com controle de potência.

Este capítulo está organizado como segue. Na Seção 6.2, o algoritmo de controle de potência proposto no Capítulo 3 é ajustado para operar em conjunto com os algoritmos de conformação de feixe no canal de subida. Na Seção 6.3, o princípio da reciprocidade direcional é utilizado para realizar a conformação de feixe e o controle de potência também no canal de descida. Posteriormente, na Seção 6.4, deriva-se um modelo estocástico do algoritmo proposto no presente capítulo, com o objetivo de complementar os modelos apresentados no capítulo anterior. Resultados de simulação numérica são apresentados na Seção 6.5, confirmando a eficácia dos novos algoritmos e a precisão do modelo proposto.

6.2 Controle de Potência no Canal de Subida

Conforme discutido no Capítulo 3, o controle de potência deve ser realizado de maneira a garantir a estabilidade do algoritmo de conformação de feixe. Assim, visando obter tal estabilidade, a estratégia utilizada aqui consiste no uso de (3.13) para atualizar a potência de transmissão dos terminais móveis em conjunto com os algoritmos de conformação de feixe. Com o objetivo de aproveitar as informações utilizadas no processo de conformação de feixe para realizar o controle de potência, a expressão de SINR do canal de subida é reescrita como

$$\hat{\Gamma}_i(n) = \frac{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n)}{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n) \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) \hat{\mathbf{w}}_i(n)}. \quad (6.1)$$

com

$$\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) = E[\hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n)] = \hat{P}_i(n) \hat{\mathbf{R}}_i(n) \quad (6.2)$$

e

$$\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) = E[\hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n)] = \sum_{m \neq i}^M \hat{P}_m(n) \hat{\mathbf{R}}_m(n) + \sigma_\eta^2 \mathbf{I} \quad (6.3)$$

representando as matrizes de covariância do SOI e do sinal interferência-mais-ruído, respectivamente.

A partir de (6.1)-(6.3), observa-se que, para obter $\hat{\Gamma}_i(n)$, as matrizes $\hat{\mathbf{R}}_1(n), \hat{\mathbf{R}}_2(n), \dots, \hat{\mathbf{R}}_M(n)$ devem ser estimadas. Entretanto, dado que $\hat{\mathbf{d}}_i(n)$ e $\hat{\mathbf{z}}_i(n)$ são disponíveis em cada iteração, opta-se por estimar ambos $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)$ e $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)$, no lugar de $\hat{\mathbf{R}}_i(n)$. A estimação de tais matrizes é realizada usando os seguintes processos recursivos:

$$\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) = (1 - \varepsilon) \hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n-1) + \varepsilon \hat{\mathbf{d}}_i(n) \hat{\mathbf{d}}_i^H(n) \quad (6.4)$$

e

$$\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) = (1 - \varepsilon) \hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n-1) + \varepsilon \hat{\mathbf{z}}_i(n) \hat{\mathbf{z}}_i^H(n) \quad (6.5)$$

onde $\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(0)$ e $\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{z}}_i}(0)$ são definidas igual a $\delta \mathbf{I}$ com δ representando um pequeno escalar positivo e similarmente a τ , ε ($0 < \varepsilon < 1$) é um fator de suavização. Finalmente, substituindo (6.4) e (6.5) em (6.1) e a expressão resultante em (3.13), obtém-se a seguinte expressão de atualização da potência de transmissão:

$$\hat{P}_i(n+1) = (1 - \tau)\hat{P}_i(n) + \frac{\tau\hat{P}_i(n)\gamma_i\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{R}}_{z_i}'(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n)}{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}'(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n)}. \quad (6.6)$$

6.3 Conformação de Feixe e Controle de Potência no Canal de Descida

Buscando concentrar na ERB a implementação dos algoritmos, o problema de otimização do canal de descida, descrito por (2.16), deve ser resolvido usando apenas os sinais disponíveis no canal de subida (sinais recebidos pela ERB). Nesse contexto, a ideia de reciprocidade direcional entre os canais de subida e de descida, representada por (2.25), pode ser utilizada para efetuar a conformação de feixe e o controle de potência também no canal de descida.

Então, assumindo que a aproximação (2.25) seja válida, o vetor de conformação de feixe do canal de subida $\hat{\mathbf{w}}_i$ que maximiza $\hat{\Gamma}_i(n)$ também maximiza $\Gamma_i(n)$ [39] e, nesse caso, o problema de otimização descrito por (2.16) pode ser resolvido usando $\hat{\mathbf{w}}_i$ com um ajuste adequado de norma. Dessa forma, de acordo com (2.37), os coeficientes de conformação de feixe do canal de descida são obtidos a partir de uma versão escalada de $\hat{\mathbf{w}}_i(n+1)$. Assim, visto que os algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP resultam em $\|\hat{\mathbf{w}}_i(n+1)\|=1$, obtém-se

$$\mathbf{w}_i(n+1) = \sqrt{P_i(n+1)}\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) \quad (6.7)$$

com

$$P_i(n) = \|\mathbf{w}_i(n)\|^2 \quad (6.8)$$

denotando a potência de transmissão do canal de descida referente ao i -ésimo usuário, a qual é determinada por meio de um processo iterativo semelhante ao usado para obter $\hat{P}_i(n)$. Então, considerando (2.25) e substituindo (6.2) em (2.15), obtém-se

$$\Gamma_i(n) = \frac{\mathbf{w}_i^H(n)\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)\mathbf{w}_i(n)}{\sum_{m \neq i}^M \mathbf{w}_m^H(n)\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)\mathbf{w}_m(n) + \hat{P}_i(n)\sigma_\eta^2}. \quad (6.9)$$

Agora, usando $P_i(n)$ e $\Gamma_i(n)$ ao invés de $\hat{P}_i(n)$ e $\hat{\Gamma}_i(n)$ em (6.6), e também aplicando a estimativa de $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}$ dada por (6.4), a seguinte expressão de atualização da potência de transmissão do canal de descida é obtida:

$$P_i(n+1) = (1 - \tau)P_i(n) + \frac{\tau P_i(n) \gamma_i \sum_{m \neq i}^M \mathbf{w}_m^H(n) \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{d}_i}'(n) \mathbf{w}_m(n) + \tau P_i(n) \hat{P}_i(n) \gamma_i \sigma_\eta^2}{\mathbf{w}_i^H(n) \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{d}_i}'(n) \mathbf{w}_i(n)} \quad (6.10)$$

É importante mencionar que, em um sistema não cooperativo, os vetores de conformação de feixe calculados para usuários situados em outras células, não são conhecidos na ERB em análise. Além disso, a matriz de covariância $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{d}_i}'(n)$ é unicamente válida como estimativa de $\mathbf{R}_{\mathbf{d}_i}$ para a ERB detentora do i -ésimo usuário. Dessa forma, os sinais interferentes presentes em (6.10) são separados e a expressão que descreve $P_i(n+1)$ é reescrita como

$$P_i(n+1) = (1 - \tau)P_i(n) + \frac{\tau P_i(n) \gamma_i \sum_{m \in B_i} \mathbf{w}_m^H(n) \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{d}_i}'(n) \mathbf{w}_m(n) + \tau P_i(n) \hat{P}_i(n) \gamma_i N_i(n)}{\mathbf{w}_i^H(n) \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{d}_i}'(n) \mathbf{w}_i(n)} \quad (6.11)$$

onde B_i representa o conjunto de terminais móveis que estão atribuídos à mesma ERB detentora do i -ésimo usuário e $N_i(n)$ denota o nível de interferência proveniente de outras células acrescido do ruído, isto é,

$$N_i(n) = \sum_{m \in B_i} \mathbf{w}_m^H(n) \mathbf{R}_{i,m}(n) \mathbf{w}_m(n) + \sigma_\eta^2 \quad (6.12)$$

com $\mathbf{R}_{i,m}(n)$ representando a matriz de covariância espacial do SOI calculada em relação à ERB detentora do m -ésimo ($m \in B_i$) terminal móvel.

Para a estimação de $N_i(n)$, considera-se aqui a utilização do chamado comando de controle de potência [50], representado por $\Delta_i(n)$, o qual é informado pelo i -ésimo terminal móvel através de um canal de controle. Os valores do comando de controle de potência devem ser adequadamente determinados de maneira que $N_i(n)$ seja atualizado de acordo com os níveis de interferência cocanal. Dessa forma, após receber o valor de $\Delta_i(n)$ informado pelo i -ésimo terminal móvel, a estimativa de $N_i(n)$ é iterativamente calculada a partir de

$$N_i(n) = N_i(n-1) + \Delta_i(n). \quad (6.13)$$

Finalmente, aplicando (6.4), (6.5), (6.6), (6.7) e (6.11) em conjunto com os algoritmos de conformação de feixe desenvolvidos nos

Capítulos 4 e 5, chega-se aos algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP com controle de potência. O sumário dos algoritmos obtidos é apresentado na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP com controle de potência

Para $i = 1, 2, \dots, M$

Inicializar $\hat{\mathbf{w}}_i(0)$, $\mathbf{w}_i(0)$, $\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(0)$, $\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{z}}_i}(0)$, $\hat{P}_i(0)$ e $P_i(0)$

Para $n = 1, 2, 3, \dots$

$\hat{\mathbf{w}}_i(n+1) \rightarrow$ De acordo com o algoritmo escolhido

$$\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) = (1 - \varepsilon)\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n-1) + \varepsilon\hat{\mathbf{d}}_i(n)\hat{\mathbf{d}}_i^H(n)$$

$$\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n) = (1 - \varepsilon)\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n-1) + \varepsilon\hat{\mathbf{z}}_i(n)\hat{\mathbf{z}}_i^H(n)$$

$$\hat{P}_i(n+1) = (1 - \tau)\hat{P}_i(n) + \frac{\tau\hat{P}_i(n)\gamma_i\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n)}{\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n)}$$

$$N_i(n) = N_i(n-1) + \Delta_i(n)$$

$$P_i(n+1) = (1 - \tau)P_i(n) + \frac{\tau P_i(n)\gamma_i \sum_{m \in B_i} \mathbf{w}_m^H(n)\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)\mathbf{w}_m(n) + \tau P_i(n)\hat{P}_i(n)\gamma_i N_i(n)}{\mathbf{w}_i^H(n)\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)\mathbf{w}_i(n)}$$

$$\mathbf{w}_i(n+1) = \sqrt{P_i(n+1)}\hat{\mathbf{w}}_i(n+1)$$

6.4 Modelo Estocástico

Nesta seção, é apresentado o modelo estocástico que descreve o comportamento médio da potência de transmissão no canal de subida, dos coeficientes de conformação de feixe no canal de descida e da SINR resultante no canal de descida. Tal modelo visa complementar a modelagem estocástica dos algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP, quando implementados em conjunto com o controle de potência nos canais de subida e de descida.

6.4.1 Potência de transmissão do canal de subida

Uma vez que o processo de atualização da potência de transmissão depende das estimativas de $\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)$ e $\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)$, o operador

valor esperado é aplicado em (6.4) e (6.5), resultando, respectivamente, em

$$E[\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)] = (1 - \varepsilon)E[\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n-1)] + \varepsilon\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n) \quad (6.14)$$

e

$$E[\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n)] = (1 - \varepsilon)E[\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n-1)] + \varepsilon\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{z}}_i}(n). \quad (6.15)$$

Agora, considerando que o valor de τ é usualmente pequeno, verifica-se que $\hat{P}_i(n)$ varia lentamente em comparação com $\hat{\mathbf{w}}_i(n)$ de maneira que $E[\hat{P}_i(n)\hat{\mathbf{w}}_i(n)] \cong E[\hat{P}_i(n)]E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)]$. Então, obtendo o valor esperado de ambos os lados de (6.6), o comportamento médio da potência de transmissão no canal de subida é dado por

$$E[\hat{P}_i(n+1)] = (1 - \tau)E[\hat{P}_i(n)] + \frac{\tau E[\hat{P}_i(n)]\gamma_i E[\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)]E[\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)]E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)]}{E[\hat{\mathbf{w}}_i^H(n)]E[\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)]E[\hat{\mathbf{w}}_i(n)]}. \quad (6.16)$$

6.4.2 Vetor de conformação de feixe do canal de descida

Para o canal de descida, primeiramente é obtida uma expressão que descreve o comportamento da potência de transmissão considerando as mesmas aproximações usadas na obtenção de (6.16). Assim, tomando o valor esperado em ambos os lados de (6.10), tem-se

$$\begin{aligned} E[P_i(n+1)] &= (1 - \tau)E[P_i(n)] \\ &+ \frac{\tau E[P_i(n)]\gamma_i \sum_{m \neq i}^M E[\mathbf{w}_m^H(n)]E[\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)]E[\mathbf{w}_m(n)]}{E[\mathbf{w}_i^H(n)]E[\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)]E[\mathbf{w}_i(n)]} \\ &+ \frac{\tau\gamma_i E[P_i(n)]E[\hat{P}_i(n)]E[N_i(n)]}{E[\mathbf{w}_i^H(n)]E[\hat{\mathbf{R}}'_{\hat{\mathbf{d}}_i}(n)]E[\mathbf{w}_i(n)]} \end{aligned} \quad (6.17)$$

com

$$E[N_i(n)] = \sum_{m \in B_i} E[\mathbf{w}_m^H(n)]\mathbf{R}_{i,m}(n)E[\mathbf{w}_m(n)] + \sigma_{\eta}^2. \quad (6.18)$$

Então, aplicando o operador valor esperado em ambos os lados de (6.7) e assumindo que $E[\sqrt{P_i(n+1)}] \cong \sqrt{E[P_i(n+1)]}$ [devido à variação lenta de $P_i(n)$ para a condição de valores pequenos de τ], o comportamento

médio dos coeficientes de conformação de feixe do canal de descida é obtido por

$$E[\mathbf{w}_i(n+1)] = \sqrt{E[P_i(n+1)]}E[\hat{\mathbf{w}}_i(n+1)]. \quad (6.19)$$

6.4.3 Razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR) no canal de descida

Para avaliar o comportamento médio da SINR proporcionada pelos algoritmos no canal de descida, o valor esperado é tomado em ambos os lados de (2.15). Então, considerando que a evolução de $\mathbf{w}_i(n)$ é suave (condição de baixa dispersão [19]), obtém-se

$$E[\Gamma_i(n)] = \frac{E[\mathbf{w}_i^H(n)]\mathbf{R}_i(n)E[\mathbf{w}_i(n)]}{\sum_{m \neq i}^M E[\mathbf{w}_m^H(n)]\mathbf{R}_i(n)E[\mathbf{w}_m(n)] + \sigma_\eta^2}. \quad (6.20)$$

6.5 Resultados de Simulação

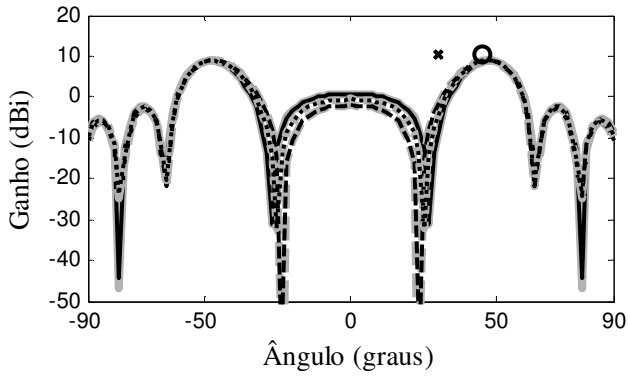
Através de simulações de MC com 200 realizações independentes de cada algoritmo, são avaliados diferentes cenários para a comparação de desempenho dos algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP com controle de potência. Na primeira seção é apresentado o primeiro exemplo, em que os algoritmos são utilizados apenas no canal de subida de uma única ERB, considerando um ambiente composto por um SOI e um sinal interferente oriundo de uma célula cocanal. Em seguida, na Seção 6.5.2, os algoritmos são implementados nos canais de subida e de descida de três diferentes ERBs situadas em células distintas. Na Seção 6.5.3, um último exemplo é avaliado, no qual os algoritmos são aplicados em uma única ERB com três diferentes SOIs presentes na região de cobertura. Em todos os casos considerados, utiliza-se um arranjo de antenas do tipo ULA com 8 antenas omnidirecionais ($K = 8$) separadas de $\lambda/2$ metros na frequência de 1 GHz. Considera-se também que o sinal de entrada em ambos os canais é normalizado pela potência do ruído (resultando em $\sigma_\eta^2 = 1$) e que o sinal de cada terminal móvel percorre $L = 12$ percursos independentes, gerando um ângulo de espalhamento de $\Delta\theta = 3^\circ$. Além disso, em todos os exemplos, assume-se que a atualização da potência de transmissão é realizada a cada 5 iterações e que a inicialização dos vetores de conformação de feixe é

dada por $\hat{\mathbf{w}}_i(0) = \mathbf{w}_i(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$. Os valores da constante de suavização e qualidade mínima de recepção utilizados em todos os casos são, respectivamente, $\varepsilon = \tau = 0,05$ e $\gamma = 15$ dB.

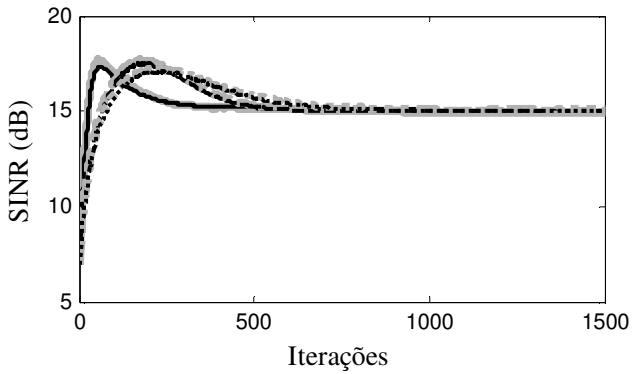
6.5.1 Exemplo 1: única célula e um único SOI

Nesta seção, os algoritmos são implementados em uma única célula do sistema, visando efetuar a conformação de feixe e o controle de potência no canal de subida de um cenário formado por um único SOI e um sinal interferente proveniente de uma célula cocanal. Considera-se que o SOI encontra-se na direção de 45° , enquanto o usuário interferente situa-se em 30° . A potência de transmissão inicial dos sinais é $\hat{P}_i(0) = 10$ dB, entretanto, como o usuário interferente encontra-se em uma célula cocanal, considera-se que o sinal interferente é atenuado em 10 dB devido à sua maior distância com a ERB em questão. Os valores do passo de adaptação utilizados pelos algoritmos são $\mu_1 = \mu_2 = 0,005$ para os algoritmos AP-CSG e QAP-CSG e $\mu = 0,05$ para o algoritmo SB-ACVP.

Os resultados obtidos neste exemplo, ilustrados na Figura 6.1, comprovam o casamento muito bom entre as simulações de MC e os modelos propostos. Percebe-se na Figura 6.1(a) que todos os algoritmos atenuam o sinal interferente (marcado com ‘x’) e mantêm um ganho adequado na direção do SOI (representado por ‘o’). Além disso, na Figura 6.1(b) e na Figura 6.1(c), verifica-se que os algoritmos reduzem a potência de transmissão do SOI, mantendo a SINR no mínimo valor admissível (15 dB). O algoritmo SB-ACVP proporciona a maior redução da potência de transmissão, seguido, respectivamente, pelos algoritmos QAP-CSG e AP-CSG. É importante mencionar que, para o caso sem conformação de feixe, o SOI teria que transmitir com potência de 18 dB, indicando que os algoritmos propostos proporcionaram uma redução de aproximadamente 10 dB na potência de transmissão após a convergência.



(a)



(b)

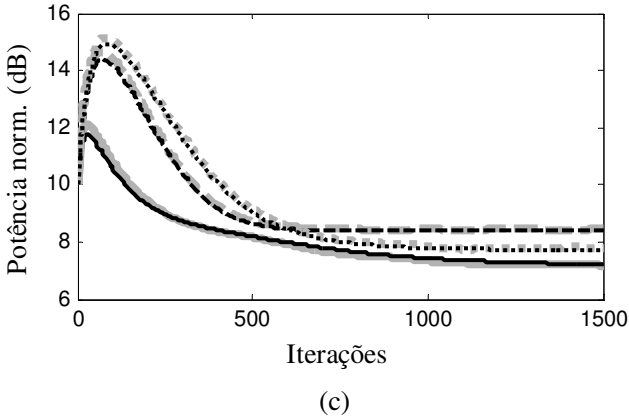


Figura 6.1 - Exemplo 1. (a) Curvas de diagrama de irradiação, (b) SINR e (c) potência de transmissão obtidas com os algoritmos AP-CSG (linha tracejada), QAP-CSG (linha pontilhada) e SB-ACVP (linha contínua). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

6.5.2 Exemplo 2: múltiplas células com um único SOI

O segundo exemplo utilizado para a avaliação dos algoritmos propostos é obtido a partir de um cenário formado por três células vizinhas com fator de reuso unitário. Conforme ilustrado na Figura 6.2, a cada célula é atribuído um SOI com os respectivos AOA indicados. Dessa forma, o sinal recebido em cada ERB e em cada terminal móvel é composto por um SOI e dois sinais interferentes. O AOA do SOI e de cada sinal interferente em cada ERB do sistema é apresentado na Tabela 6.2. Na mesma tabela, são mostrados os valores da atenuação aplicada a cada sinal presente no sistema devido à distância em relação à ERB indicada. A potência de transmissão é inicializada em $\hat{P}_i(0) = P_i(0) = 10$ dB e são mantidos os mesmos valores de passo de adaptação utilizados no exemplo anterior. Para a estimativa de $N_i(n)$ é assumida a transmissão ideal do comando de controle de potência $\Delta_i(n)$.

Na Figura 6.3, a partir dos diagramas de irradiação no canal de subida, obtidos na última iteração de cada algoritmo, percebe-se a semelhança da solução proporcionada pelos algoritmos propostos, os quais atenuam os sinais interferentes e mantêm um ganho adequado na direção do SOI. Com o auxílio da Figura 6.4, nota-se uma redução considerável da potência de transmissão proporcionada pelos algoritmos

propostos em ambos os canais, enquanto, na Figura 6.5, constata-se que a restrição de SINR é atendida adequadamente. Além disso, verifica-se nas Figuras 6.3, 6.4 e 6.5 que os modelos propostos apresentam um casamento satisfatório com as simulações de MC.

Tabela 6.2 - Especificação dos AOAs e da atenuação dos sinais recebidos pelas diferentes ERBs

ERB	SOI		Sinal interferente 1		Sinal interferente 2	
	AOA	Atenuação (dB)	AOA	Atenuação (dB)	AOA	Atenuação (dB)
1	0°	0	-60°	10	65°	10
2	60°	0	75°	10	70°	20
3	30°	0	75°	10	80°	20

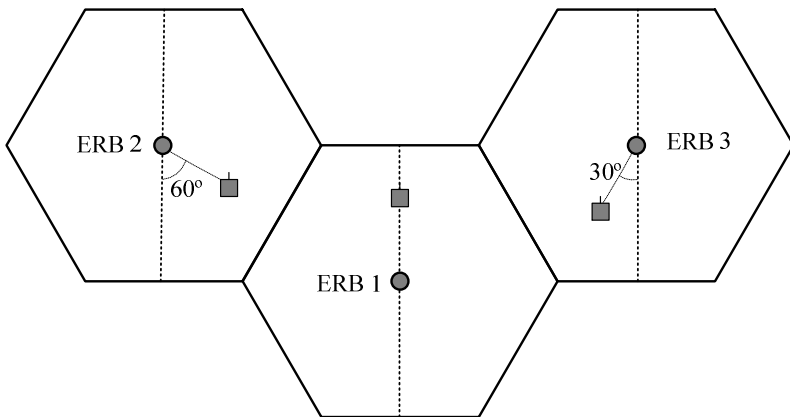
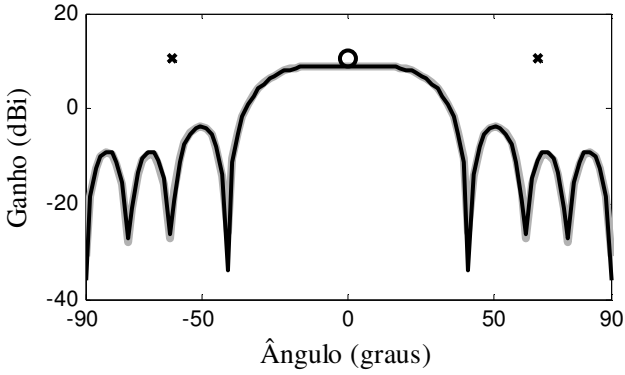
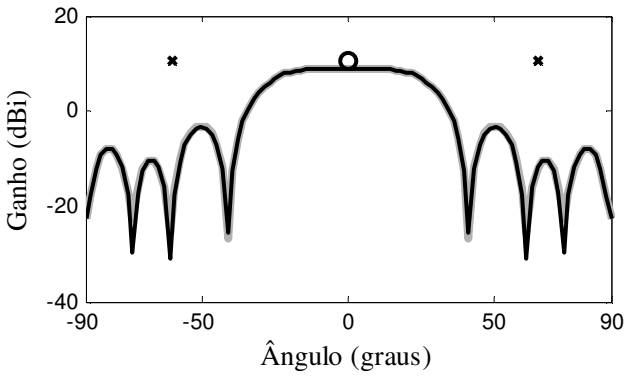


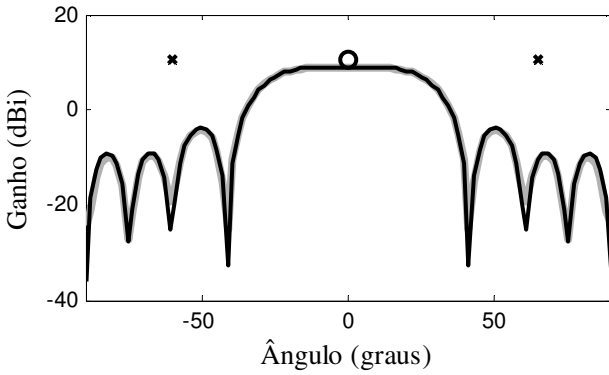
Figura 6.2 - Cenário considerado no Exemplo 2.



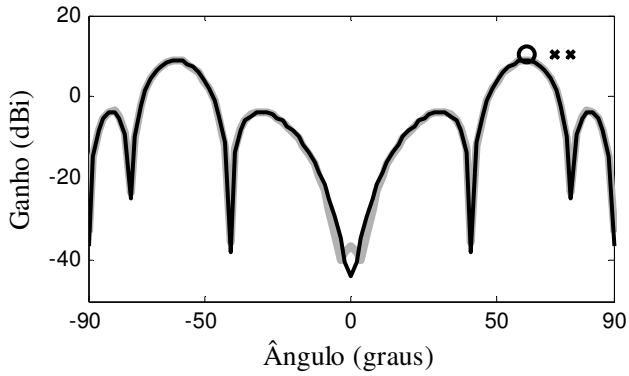
(a)



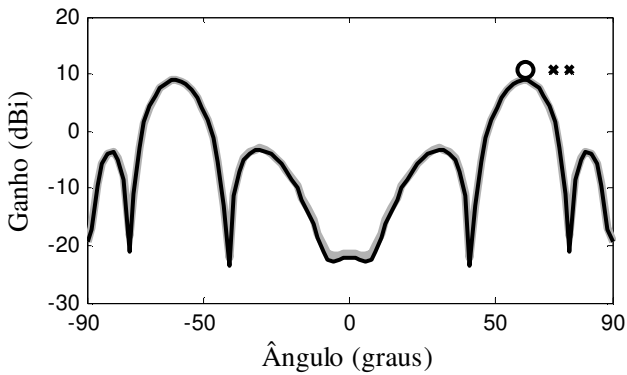
(b)



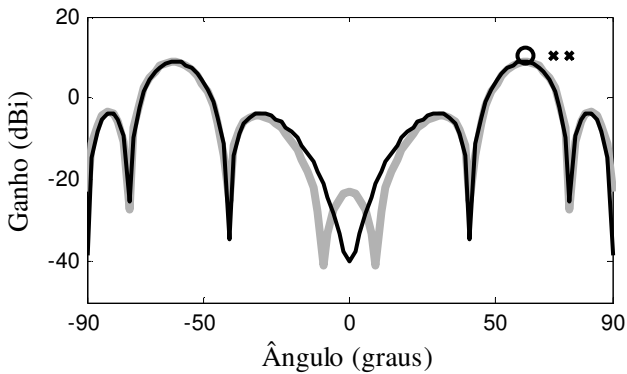
(c)



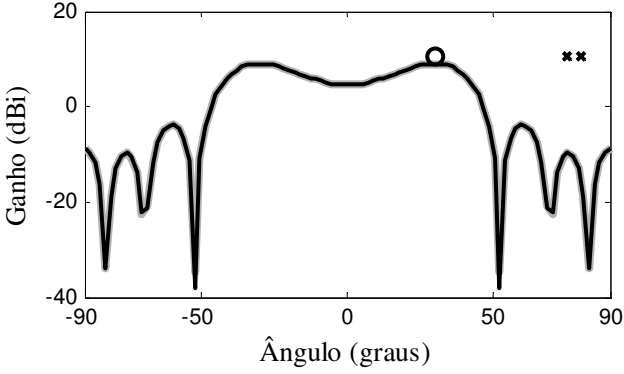
(d)



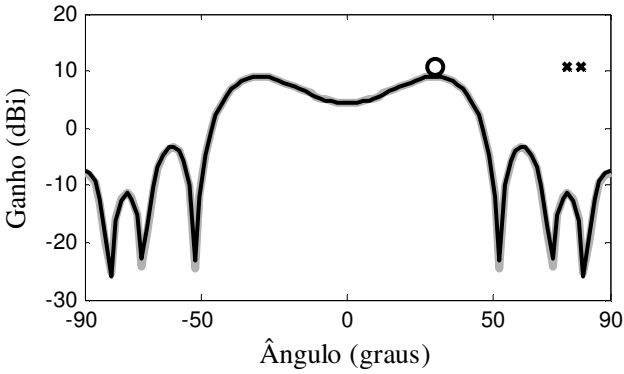
(e)



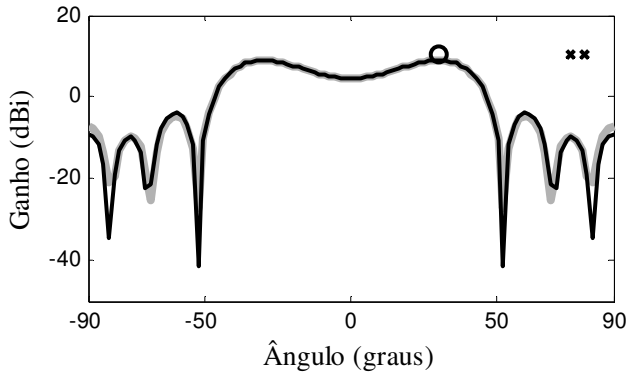
(f)



(g)

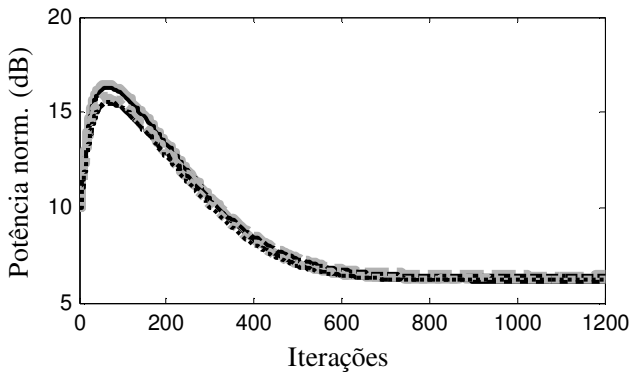


(h)

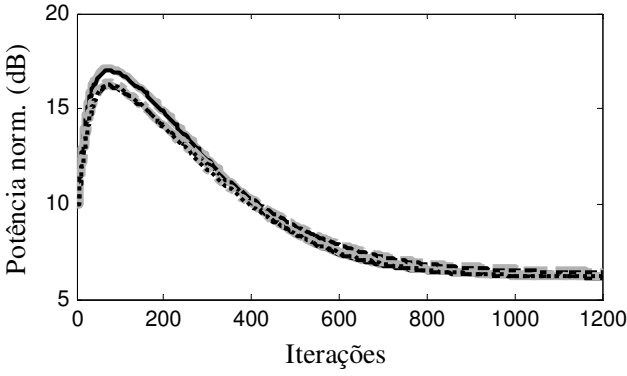


(i)

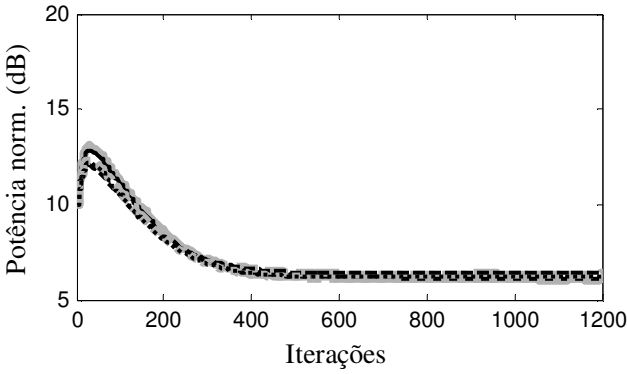
Figura 6.3 - Exemplo 2. Diagrama de irradiação do canal de subida. (a) Algoritmo AP-CSG aplicado na ERB 1. (b) QAP-CSG na ERB 1. (c) SB-ACVP na ERB 1. (d) AP-CSG na ERB 2. (e) QAP-CSG na ERB 2. (f) SB-ACVP na ERB 2. (g) AP-CSG na ERB 3. (h) QAP-CSG na ERB 3. (i) SB-ACVP na ERB 3. Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).



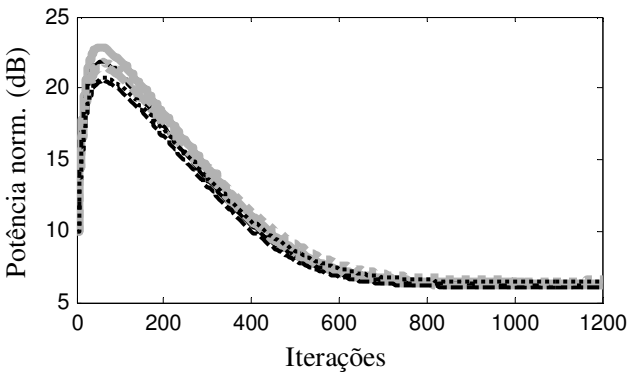
(a)



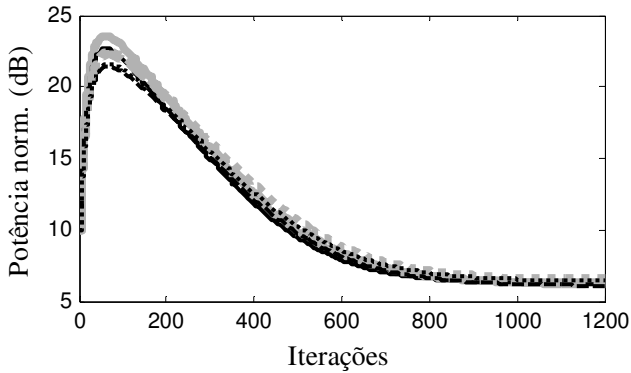
(b)



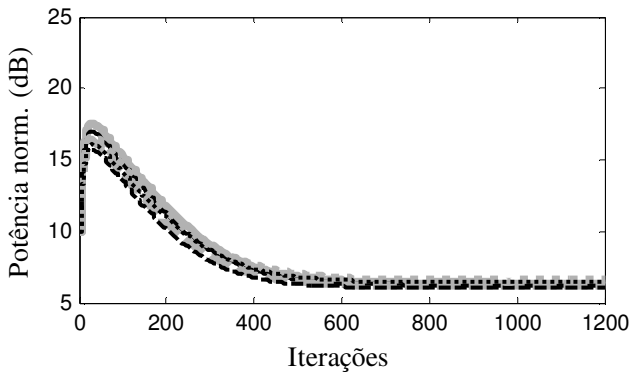
(c)



(d)

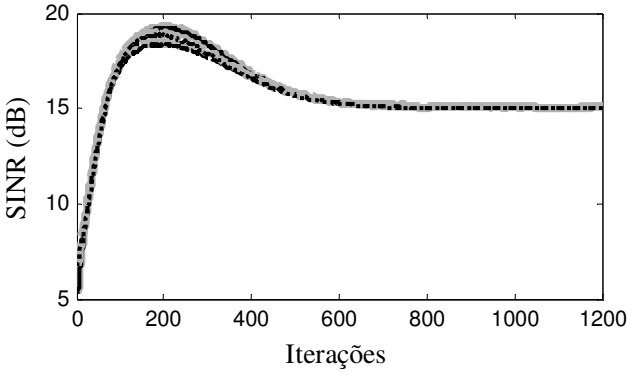


(e)

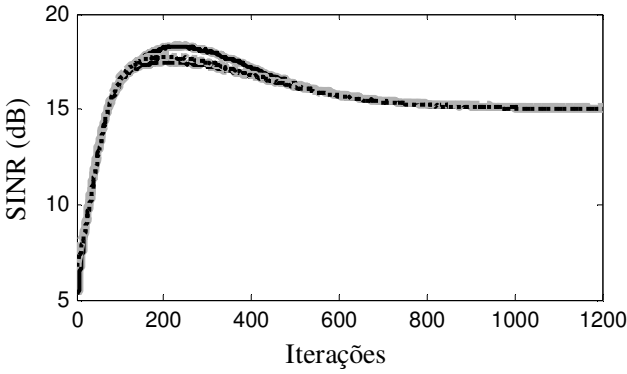


(f)

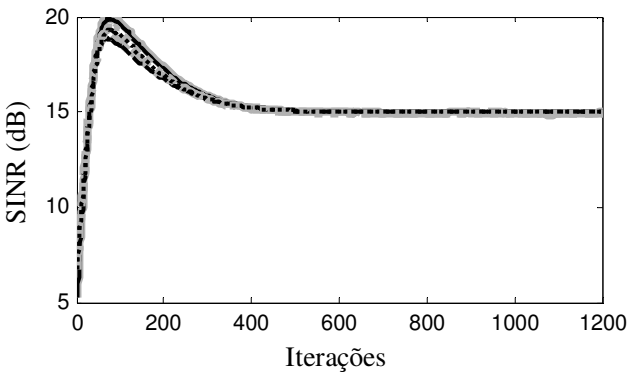
Figura 6.4 - Exemplo 2. Curvas de potência de transmissão obtidas no (a) canal de subida para o algoritmo AP-CSG, (b) canal de subida com o QAP-CSG, (c) canal de subida com o SB-ACVP, (d) canal de descida para o AP-CSG, (e) canal de descida com o QAP-CSG e (f) canal de descida para o SB-ACVP. SOI da ERB 1 (linha contínua); SOI da ERB 2 (linha tracejada); SOI da ERB 3 (linha pontilhada). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).



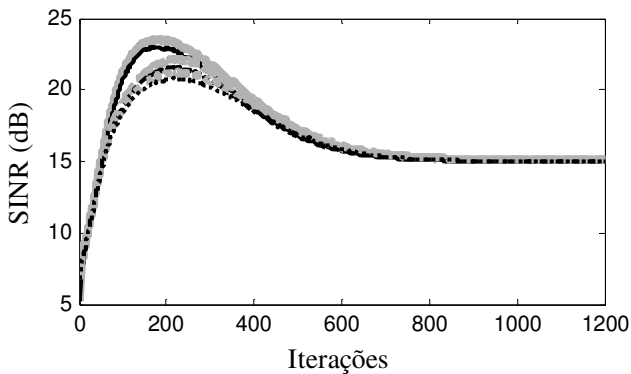
(a)



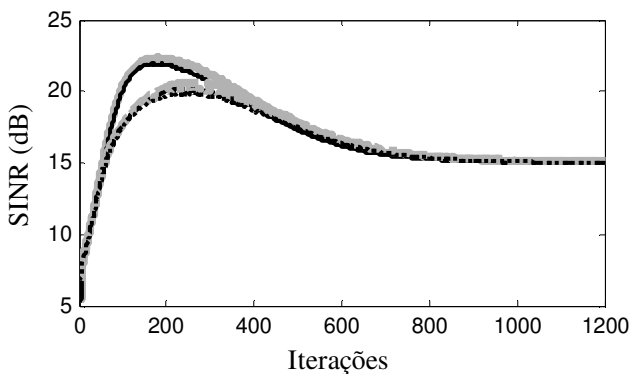
(b)



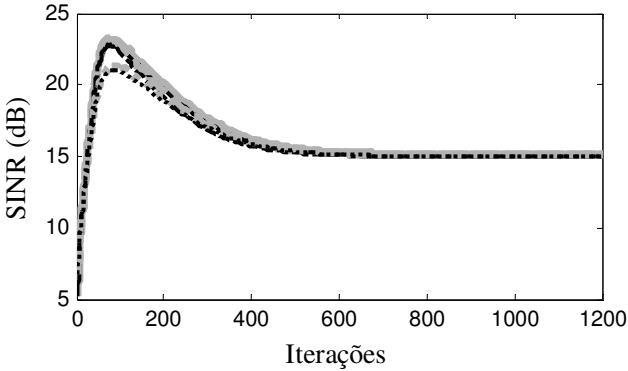
(c)



(d)



(e)



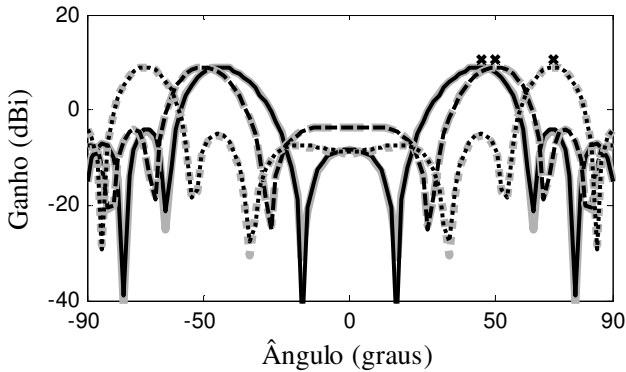
(f)

Figura 6.5 - Exemplo 2. Curvas de SINR obtidas no (a) canal de subida para o algoritmo AP-CSG, (b) canal de subida com o QAP-CSG, (c) canal de subida com o SB-ACVP, (d) canal de descida para o AP-CSG, (e) canal de descida com o QAP-CSG e (f) canal de descida para o SB-ACVP. SOI da ERB 1 (linha contínua); SOI da ERB 2 (linha tracejada); SOI da ERB 3 (linha pontilhada). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

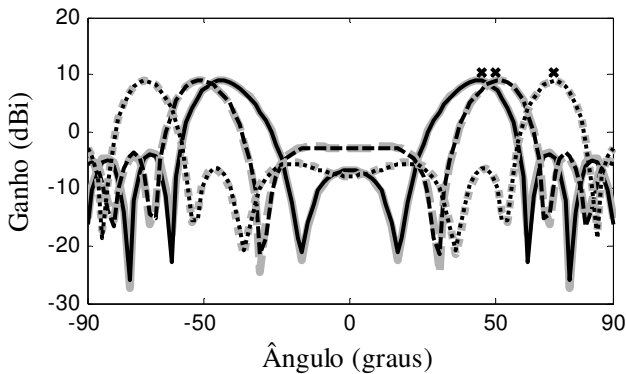
6.5.3 Exemplo 3: única célula com múltiplos SOIs

Para compor o último exemplo, considera-se um cenário multiusuário, em que três SOIs (SOI_1 , SOI_2 e SOI_3) com AOA's dados por 45° , 50° e 70° , respectivamente, são dispostos em uma única célula de um sistema DS-CDMA com ganho de processamento 64. A potência de transmissão inicial considerada para esse exemplo é de $\hat{P}_i(0) = P_i(0) = 10$ dB e os passos de adaptação são dados por $\mu_1 = \mu_2 = 0,005$ para os algoritmos AP-CSG e QAP-CSG e $\mu = 0,02$ para o algoritmo SB-ACVP. Visando avaliar a capacidade de rastreamento dos algoritmos propostos, a posição do primeiro usuário é modificada de 45° para 30° na iteração $n = 1000$. Após tal modificação, o aumento da diferença entre os AOA's correspondentes aos SOIs 1 e 2 permite que os algoritmos de conformação de feixe alcancem maiores níveis de SINR para os correspondentes usuários. Conseqüentemente, o algoritmo de controle de potência pode promover uma maior redução da potência de transmissão dos SOIs 1 e 2, até o que mínimo valor admissível de SINR (15 dB) seja obtido. Esse comportamento é observado nas Figuras 6.7 e 6.8, onde são apresentadas as curvas de

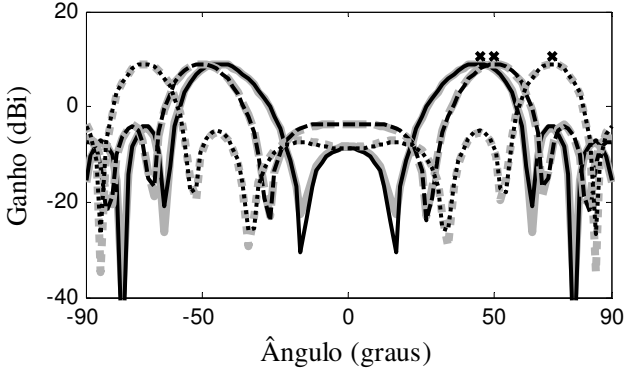
SINR e potência de transmissão para cada um dos usuários. A partir dessas figuras, constata-se que os algoritmos promovem valores similares de potência de transmissão após a convergência e mantêm a SINR no mínimo valor preestabelecido, sendo que o algoritmo SB-ACVP leva à maior velocidade de convergência dentre os algoritmos avaliados. Na Figura 6.6, são ilustrados os diagramas de irradiação para cada usuário na iteração 1000 (imediatamente antes da mudança de AOA) e 2000, comprovando a capacidade de rastreamento dos algoritmos propostos. Além disso, nota-se nas Figuras 6.6, 6.7 e 6.8 o casamento muito bom entre as simulações de MC os modelos propostos.



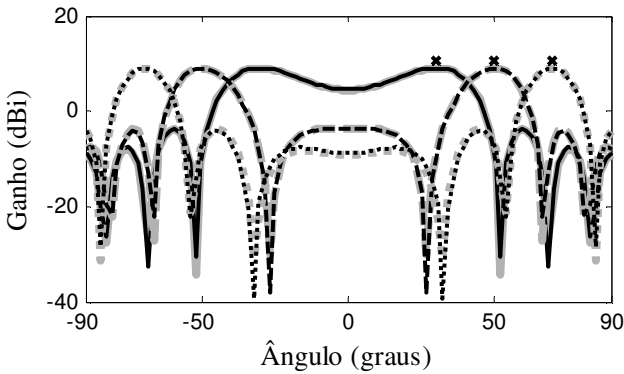
(a)



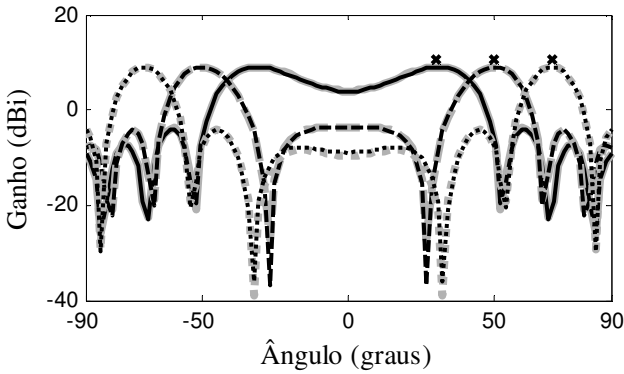
(b)



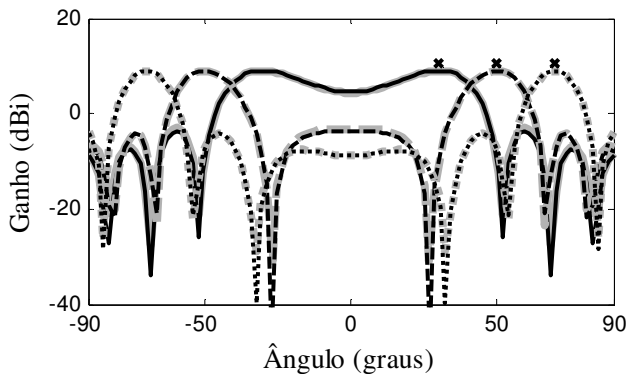
(c)



(d)

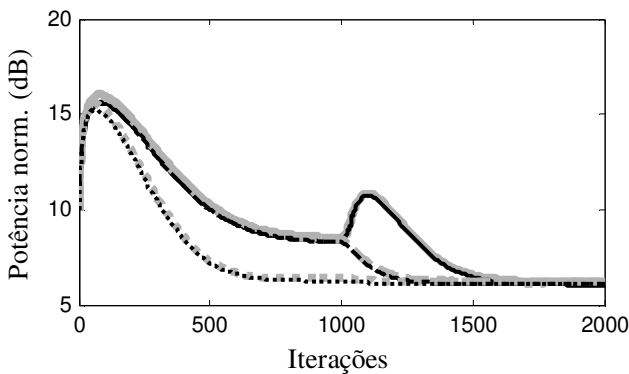


(e)

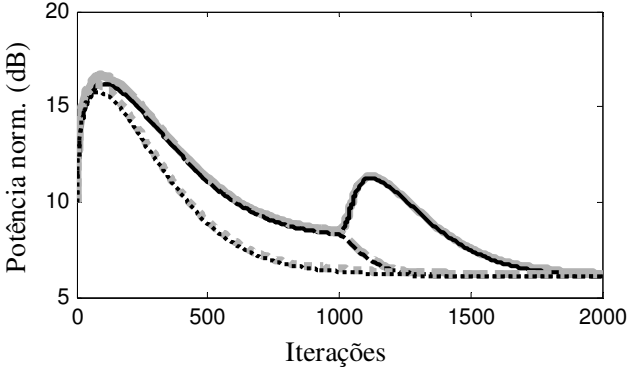


(f)

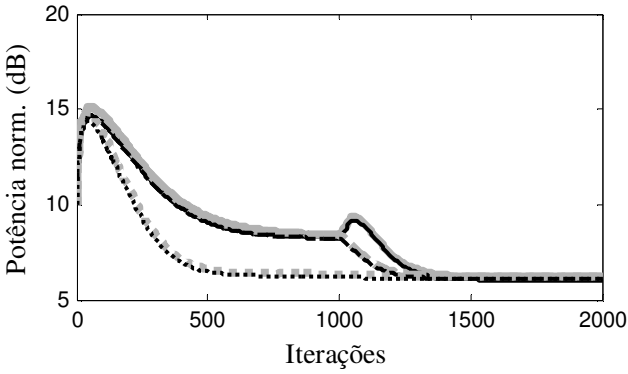
Figura 6.6 - Exemplo 3. Diagramas de irradiação do canal de subida na iteração $n = 1000$ para os algoritmos (a) AP-CSG, (b) QAP-CSG e (c) SB-ACVP; e na iteração $n = 2000$ para os algoritmos (d) AP-CSG, (e) QAP-CSG e (f) SB-ACVP. SOI₁ (linha contínua); SOI₂ (linha tracejada); SOI₃ (linha pontilhada). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).



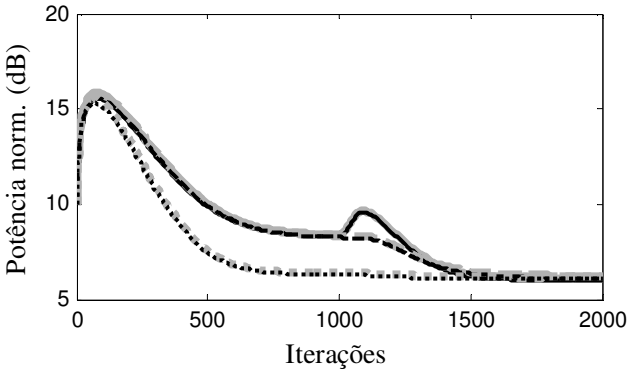
(a)



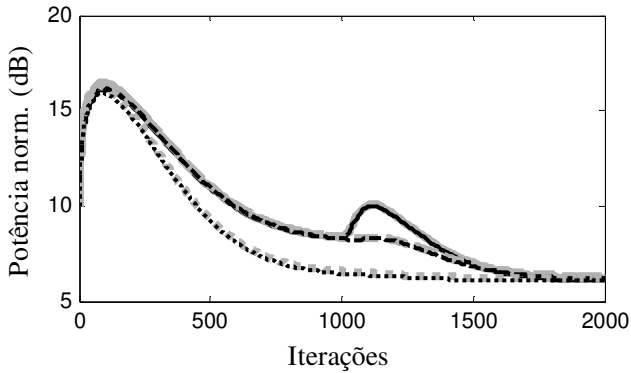
(b)



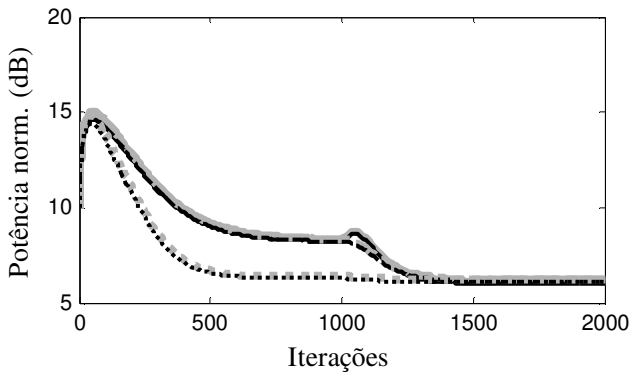
(c)



(d)

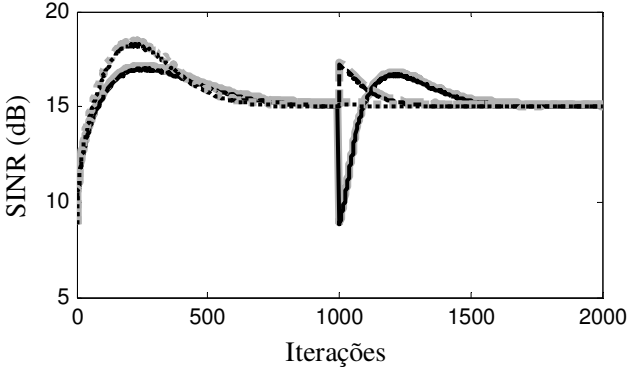


(e)

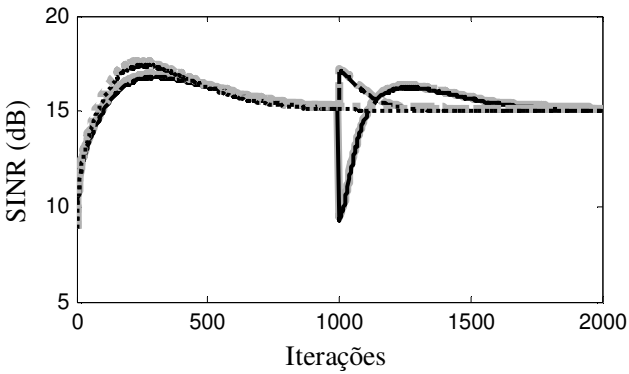


(f)

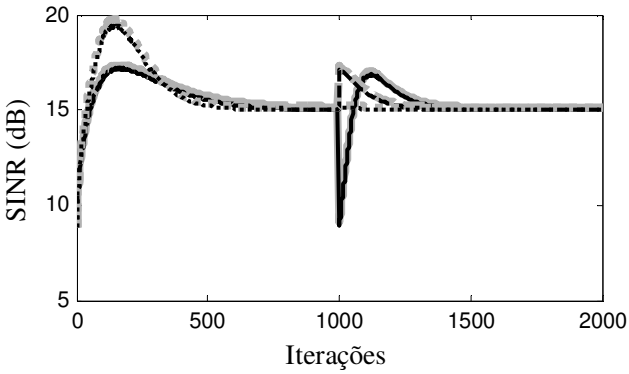
Figura 6.7 - Exemplo 3. Curvas de potência de transmissão obtidas no (a) canal de subida para o algoritmo AP-CSG, (b) canal de subida com o QAP-CSG, (c) canal de subida com o SB-ACVP, (d) canal de descida para o AP-CSG, (e) canal de descida com o QAP-CSG e (f) canal de descida para o SB-ACVP. SOI_1 (linha contínua); SOI_2 (linha tracejada); SOI_3 (linha pontilhada). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).



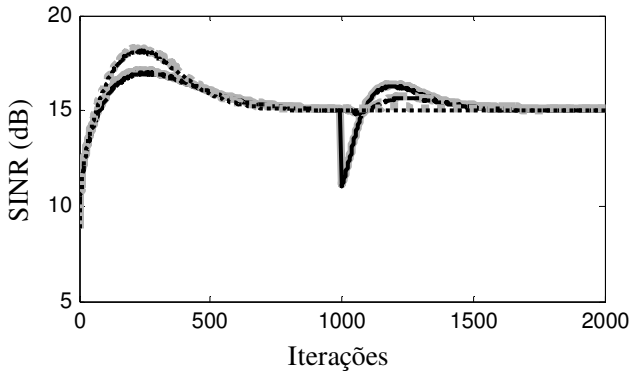
(a)



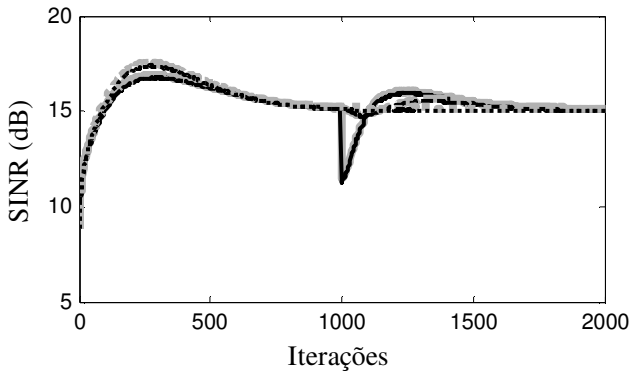
(b)



(c)



(d)



(e)

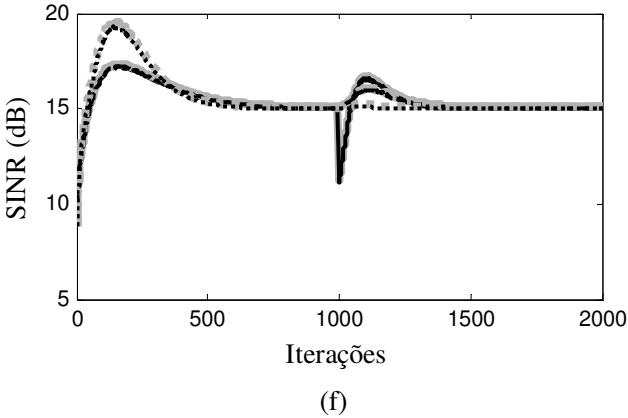


Figura 6.8 - Exemplo 3. Curvas de SINR obtidas no (a) canal de subida para o algoritmo AP-CSG, (b) canal de subida com o QAP-CSG, (c) canal de subida com o SB-ACVP, (d) canal de descida para o AP-CSG, (e) canal de descida com o QAP-CSG e (f) canal de descida para o SB-ACVP. SOI_1 (linha contínua); SOI_2 (linha tracejada); SOI_3 (linha pontilhada). Simulações de MC (linha cinza); modelo proposto (linha escura).

6.6 Conclusões

No presente capítulo, os algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP foram aplicados em conjunto com uma versão modificada do algoritmo de controle de potência discutido no Capítulo 3. Visando promover maior facilidade de implementação dos algoritmos resultantes, a concepção do algoritmo de controle de potência foi realizada de maneira a aproveitar as informações utilizadas pelos algoritmos de conformação de feixe considerados. Como consequência, os algoritmos propostos podem ser aplicados em um sistema celular não cooperativo, em que a comunicação entre as diferentes células do sistema não é disponível. Além do algoritmo de controle de potência, foi também proposto um modelo estocástico que descreve o comportamento médio dos coeficientes de conformação de feixe no canal de descida, da potência de transmissão nos canais de subida e de descida e da SINR no canal de descida de sistemas de comunicações móveis. Resultados de simulação comprovaram a eficácia do novo algoritmo de controle de potência aplicado em conjunto com os algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP, promovendo valores reduzidos de potência de transmissão

e mantendo a qualidade dos sinais recebidos em um valor preestabelecido. Adicionalmente, os resultados de simulação confirmaram a precisão muito boa do modelo estocástico proposto.

CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS FINAIS

Neste trabalho de pesquisa, quatro novos algoritmos de conformação de feixe com controle de potência foram propostos. O primeiro é uma versão modificada e melhorada do algoritmo baseado no MEQM, o qual realiza a conformação de feixe com controle de potência utilizando um sinal de referência. O algoritmo resultante permite a atualização simultânea da potência de transmissão e dos coeficientes de conformação de feixe em cada iteração, eliminando assim a necessidade de obter o MEQM antes de atualizar a potência de transmissão. Para o desenvolvimento dos outros três algoritmos, considerou-se que amostras instantâneas do SOI possam ser extraídas do sinal recebido pelo arranjo de antenas. A partir da disponibilidade de tais amostras, dois novos algoritmos de conformação de feixe, denominados AP-CSG e QAP-CSG, foram primeiramente obtidos. Na sequência, partindo da modelagem estocástica dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG, uma nova abordagem, chamada ACVP foi desenvolvida, a qual deu origem ao último algoritmo de conformação de feixe proposto neste trabalho, denominado SB-ACVP. Por fim, visando reduzir os níveis de potência de transmissão em todo o sistema, um novo algoritmo de controle de potência foi desenvolvido para operar em conjunto com os algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP.

7.1 Sumário e Discussão dos Resultados

No Capítulo 1, foi introduzido o princípio de funcionamento da estrutura de conformação de feixe presente em arranjos de antenas, destacando-se a possibilidade de utilização de algoritmos adaptativos para o controle, em tempo real, da resposta espacial do arranjo. Ainda neste capítulo, foi discutida a ideia de conformação de feixe conjunta com o controle de potência visando o aumento da capacidade de sistemas de comunicação móvel celular.

No Capítulo 2, o problema de otimização que fundamenta a base para o desenvolvimento dos novos algoritmos de conformação de feixe

com controle de potência foi estabelecido e, subsequentemente, o relacionamento entre os canais de subida e de descida foi formulado usando a TD. Foi comprovado que, de maneira geral, a dualidade fraca entre os problemas se mantém e que a solução do canal de descida pode ser obtida a partir de uma versão escalada dos coeficientes de conformação de feixe obtidos a partir do canal de subida. Além disso, ainda neste mesmo capítulo, o algoritmo precursor da ideia de conformação de feixe em conjunto com controle de potência foi revisitado.

O primeiro algoritmo de conformação de feixe com controle de potência proposto neste trabalho foi apresentado no Capítulo 3. Tal algoritmo foi desenvolvido a partir de uma nova estratégia de controle de potência, a qual permite que a atualização do nível de potência seja efetuada em cada iteração sem comprometer o desempenho do algoritmo de conformação de feixe. Assim, a principal vantagem obtida com o novo algoritmo foi a eliminação da etapa de teste de convergência existente no algoritmo baseado no MEQM, sem aumento significativo de complexidade computacional. A eficácia do algoritmo proposto foi confirmada através de resultados de simulação.

No Capítulo 4, dois novos algoritmos de conformação de feixe, denominados aqui AP-CSG e QAP-CSG, foram concebidos a partir do método do gradiente estocástico, considerando restrições de projeção adaptativas entre o vetor de conformação de feixe e o SOI. Os algoritmos obtidos superam um importante desafio de implementação dos algoritmos CSG e ICSG, que é a necessidade de estimar as amostras individuais dos sinais interferentes. Como resultado, além de apresentarem baixa complexidade computacional, os algoritmos propostos podem ser facilmente aplicados em sistemas CDMA utilizando as amostras instantâneas dos sinais disponíveis na entrada e saída dos correladores. Resultados de simulação numérica confirmaram a eficácia dos algoritmos de conformação de feixe propostos, os quais proporcionaram maiores valores de SINR quando comparados a algoritmos similares da literatura.

No Capítulo 5, uma nova abordagem, chamada ACVP, foi proposta com o objetivo de desenvolver novos algoritmos de conformação de feixe. Tal abordagem foi formulada a partir das expressões que descrevem o comportamento médio dos vetores de conformação de feixe proporcionados pelos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG. Em seguida, usando a função sigmoide para a determinação dos coeficientes da combinação linear adaptativa presentes na abordagem ACVP, um novo algoritmo, chamado SB-ACVP, foi

desenvolvido. Além disso, um modelo estocástico do algoritmo SB-ACVP foi desenvolvido a partir das mesmas aproximações usadas na modelagem dos algoritmos AP-CSG e QAP-CSG. Resultados de simulação numérica comprovaram o desempenho muito bom do algoritmo SB-ACVP e a precisão muito boa dos modelos estocásticos correspondentes aos algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP.

Finalmente, no Capítulo 6, o algoritmo de controle de potência desenvolvido no Capítulo 3 foi adaptado para operar em conjunto com os algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP nos canais de subida e de descida de sistemas de comunicações móveis. A partir dos resultados de simulação numérica, verificou-se que os algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP, quando aplicados em conjunto com o novo algoritmo de controle de potência, reduziram os níveis de potência em todo o sistema, enquanto a SINR dos sinais recebidos foi mantida em valores previamente estabelecidos. Adicionalmente, o modelo estocástico do novo algoritmo de controle de potência foi derivado, complementando a modelagem dos algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP. Resultados de simulação numérica validaram o modelo estocástico proposto.

Diante das contribuições apresentadas, acredita-se que os objetivos inicialmente estabelecidos foram alcançados com êxito durante a realização do presente trabalho. Os novos algoritmos mostraram ser capazes de elevar os níveis de SINR e reduzir a potência de transmissão em todo sistema. Tais características, em conjunto com a baixa complexidade computacional apresentada pelos novos algoritmos, validam a aplicabilidade das metodologias propostas no aumento da capacidade de sistemas de comunicações móveis. Além disso, acredita-se que as estratégias formuladas neste trabalho, tal como a atualização contínua da potência de transmissão e a abordagem ACVP, podem originar ainda outros algoritmos de conformação de feixe com controle de potência. Assim, pode-se concluir que as contribuições deste trabalho de pesquisa foram além do desenvolvimento de novos algoritmos, uma vez que as ferramentas obtidas abrem caminhos para avanços na área de processamento de sinais aplicado em sistemas de comunicações móveis.

7.2 Trabalhos Publicados

Durante a realização deste trabalho de pesquisa, cinco artigos foram publicados em fóruns especializados, os quais são listados a seguir:

- C. A. Pitz, G. Saidler, M. G. Vanti, R. Seara, “Conformação de Feixe com Controle de Potência Aplicado a Sistemas Móveis Celulares”, *XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2011)*, Curitiba-PR, Brasil, Set. 2011.
- C. A. Pitz, R. Seara, “Algoritmo Adaptativo DCLMS Modificado Aplicado em Sistemas de Comunicações Móveis”, *XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2012)*, Brasília-DF, Brasil, Set. 2012.
- C. A. Pitz, E. L. O. Batista, R. Seara, “A Blind Beamforming Algorithm for Antenna Arrays in Cellular CDMA Systems”, *2014 International Telecommunications Symposium (ITS 2014)*, São Paulo-SP, Brazil, Aug. 2014.
- C. A. Pitz, E. L. O. Batista, R. Seara, “On the Joint Beamforming and Power Control in Cellular Systems: Algorithm and Stochastic Model”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 12, pp. 6943-6954, Dec. 2014.
- C. A. Pitz, E. L. O. Batista, R. Seara, “Algoritmo de Conformação de Feixe Usando Projeção Adaptativa com Restrição Quadrática”, *XXXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2015)*, Juiz de Fora-MG, Brasil, Set. 2015.

7.3 Sugestões para Trabalhos Futuros

Para a continuidade do presente trabalho de tese, sugere-se:

- Realizar a modelagem estocástica do algoritmo NLMS, usado na implementação do algoritmo proposto no Capítulo 3, considerando o caso não-estacionário em que as estatísticas do sinal de entrada são modificadas devido ao processo de atualização da potência de transmissão.
- A partir dos modelos estocásticos formulados para os algoritmos AP-CSG, QAP-CSG e SB-ACVP, derivar expressões que associem a velocidade de convergência com os valores de SINR em regime permanente, visando determinar uma faixa de valores para os passos de adaptação que assegure o funcionamento adequado dos algoritmos considerados.

- Formular novas estratégias para a concepção de algoritmos de conformação de feixe utilizando a abordagem ACVP proposta neste trabalho.
- Desenvolver novos algoritmos de conformação de feixe com controle de potência que operem a partir da estimativa do AOA dos sinais envolvidos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C. A. Balanis and P. I. Ioannides, *Introduction to smart antennas*. San Rafael, CA: Morgan & Claypool Publishers, 2007.
- [2] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice*. 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002.
- [3] A. F. Molisch, *Wireless communications*. Chichester: John Wiley & Sons, 2010.
- [4] G. L. Stüber, *Principles of mobile communication*. 3rd ed. New York, NY: Springer, 2011.
- [5] L. C. Godara, *Smart antennas*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2004.
- [6] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2005.
- [7] B. Allen and M. Ghavami, *Adaptive array systems: fundamentals and applications*. Chichester: John Wiley & Sons, 2005.
- [8] O. L. I. Frost, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, no. 8, pp. 926-935, Aug. 1972.
- [9] A. B. Gershman, N. D. Sidiropoulos, and S. Shahbazpanahi, "Convex optimization-based beamforming: from receive to transmit and network designs," *Signal Processing Magazine*, vol. 27, no. 3, pp. 62-75, May 2010.
- [10] S. Kim, A. Magnani, A. Mutapcic, S. Member, S. P. Boyd, and Z. Luo, "Robust beamforming via worst-case," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 56, no. 4, pp. 1539-1547, April 2008.
- [11] R. G. Lorenz and S. P. Boyd, "Robust minimum variance beamforming," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 53, no. 5, pp. 1684-1696, May 2005.
- [12] S. A. Vorobyov, A. B. Gershman, S. Member, and Z. Luo, "Adaptive beamforming with joint robustness against

- mismatched signal steering vector and interference nonstationarity,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 108-111, Feb. 2004.
- [13] P. S. R. Diniz, *Adaptive filtering: algorithms and practical implementation*. 3rd ed. New York, NY: Springer, 2008.
- [14] S. Haykin, *Adaptive filter theory*. 4th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002.
- [15] A. H. Sayed, *Fundamentals of adaptive filtering*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.
- [16] S. Choi and D. Shim, “A novel adaptive beamforming algorithm for a smart antenna system in a CDMA mobile communication environment,” *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 49, no. 5, pp. 1793-1806, Sep. 2000.
- [17] S. Choi, J. Choi, Heung-Jae Im, and B. Choi, “A novel adaptive beamforming algorithm for antenna array CDMA systems with strong interferers,” *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 51, no. 5, pp. 808-816, Sep. 2002.
- [18] D. R. Morgan, “Downlink adaptive array algorithms for cellular mobile communications,” *IEEE Trans. Communications*, vol. 51, no. 3, pp. 476-488, Mar. 2003.
- [19] J. Kolodziej, O. J. Tobias, R. Seara, and D. R. Morgan, “On the Constrained Stochastic Gradient Algorithm: Model, Performance, and Improved Version,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 57, no. 4, pp. 1304-1315, Apr. 2009.
- [20] G. G. Raleigh and V. K. Jones, “Adaptive antenna transmission for frequency duplex digital wireless communication,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications*, Montreal, Canada, Jun. 1997, vol. 2, pp. 641-646.
- [21] S. Talwar, M. Viberg, and A. Paulraj, “Blind separation of synchronous co-channel digital signals using an antenna array. Part I: algorithms,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 44, no. 5, May 1996.
- [22] S. Talwar, and A. Paulraj, “Blind separation of synchronous co-channel digital signals using an antenna array. Part II: performance analysis,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, no. 3, pp. 706-718, Mar. 1997.

- [23] R. D. Yates, "A framework for uplink power control in cellular radio systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 13, no. 7, pp. 1341-1347, Sep. 1995.
- [24] J. Zander, "Performance of optimum transmitter power control in cellular radio systems," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 41, no. 1, pp. 57-62, Feb. 1992.
- [25] S. Haykin, "Cognitive radio: brain-empowered wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 2, pp. 201-220, Feb. 2005.
- [26] Y. Liang and A. T. Hoang, "Joint power control and beamforming for cognitive radio networks," *IEEE Trans. Wireless Communications*, vol. 7, no. 7, pp. 2415-2419, July 2008.
- [27] F. Rashid-Farrokhi, K. J. R. Liu and L. Tassiulas, "Transmit beamforming and power control for cellular wireless systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1437-1450, Oct. 1998.
- [28] F. Rashid-Farrokhi, L. Tassiulas, and K. J. R. Liu, "Joint optimal power control and beamforming in wireless networks using antenna arrays," *IEEE Trans. Communications*, vol. 46, no. 10, pp. 1313-1324, Oct. 1998.
- [29] D. P. Bertsekas, *Nonlinear programming*, 2nd ed. Cambridge, Massachusetts: Athena Scientific, 1999.
- [30] H. Boche and M. Schubert, "A general duality theory for uplink and downlink beamforming," in *Proc. 56th IEEE Vehicular Technology Conf.*, Vancouver, Canada, Sep. 2002, vol. 1, pp. 87-91.
- [31] T. L. Marzetta, "Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 9, no. 11, pp. 3590-3600, Nov. 2010.
- [32] E. Visotsky and U. Madhow, "Optimum beamforming using transmit antenna arrays," in *Proc. 49th IEEE Vehicular Technology Conf.*, Houston, TX, May 1999, vol. 1, pp. 851-856.
- [33] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex optimization*. Los Angeles, CA: Cambridge University Press, 2008.

- [34] J. Zander, "Distributed cochannel control in cellular radio systems interference," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 41, no. 3, pp. 305-311, Aug. 1992.
- [35] G. J. Foschini and Z. Miljanic, "A simple distributed autonomous power control algorithm and its convergence," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 42, no. 4, pp. 641-646, Nov. 1993.
- [36] M. Schubert and H. Boche, "Solutions of the multiuser downlink beamforming problem with individual SINR constraints," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 53, no. 1, pp. 18-28, Jan. 2004.
- [37] B. M. Hochwald and T. L. Marzetta, "Adapting a downlink array from uplink measurements," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 49, no. 3, pp. 642-653, Mar. 2001.
- [38] Y. Liang and F. P. S. Chin, "Downlink channel covariance matrix (DCCM) estimation and Its applications in wireless DS-CDMA systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 2, pp. 222-232, Feb. 2001.
- [39] W. Yu and T. Lan, "Transmitter optimization for the multi-antenna downlink with per-antenna power constraints," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 55, no. 6, pp. 2646-2660, Jun. 2007.
- [40] C. A. Pitz, M. G. Vanti, O. J. Tobias, and R. Seara, "Adaptive beamforming for antenna arrays in cellular systems based on a duality between uplink and downlink channels," in *Proc. 7th IEEE Int. Telecommun. Symp.*, Manaus, AM, Sep. 2010, pp. 1-5.
- [41] B. Farhang-Boroujeny, *Adaptive Filters: Theory and Applications*. New York, NY: John Wiley & Sons, 1998.
- [42] C. A. Pitz and R. Seara, "Algoritmo Adaptativo DCLMS Modificado Aplicado em Sistemas de Comunicações Móveis," in *XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2012)*, Brasília, DF, Sep. 2012, pp. 1-5.
- [43] I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*, 7th ed., San Diego, CA: Academic Press, 2007.
- [44] K. Lange, *Applied Probability*, New York, NY: Springer, 2003.
- [45] C. A. Pitz, G. Saidler, M. G. Vanti, and R. Seara, "Conformação de Feixe com Controle de Potência Aplicado a Sistemas Móveis

- Celulares,” in *XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2011)*, Curitiba, PR, Sep. 2011, pp. 1-5.
- [46] C. A. Pitz, E. L. O. Batista, and R. Seara, “A blind beamforming algorithm for antenna arrays in cellular CDMA systems,” in *2014 International Telecommunications Symposium (ITS)*, São Paulo, SP, Sep. 2014, pp. 1-5.
- [47] C. A. Pitz, E. L. O. Batista, and R. Seara, “On the Joint Beamforming and Power Control in Cellular Systems: Algorithm and Stochastic Model,” *IEEE Trans. Wireless Communications*, vol. 13, no. 12, pp. 6943–6954, Dec. 2014.
- [48] J. Fernandez-Bes, L. a. Azpicueta-Ruiz, J. Arenas-García, and M. T. M. Silva, “Distributed estimation in diffusion networks using affine least-squares combiners,” *Digital Signal Processing*, vol. 36, pp. 1–14, Jan. 2015.
- [49] J. Arenas-García, A. R. Figueiras-Vidal, and A. H. Sayed, “Mean-square performance of a convex combination of two adaptive filters,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 54, no. 3, pp. 1078–1090, Mar. 2006.
- [50] V. Hasu and H. Koivo, “SINR estimation for power control in systems with transmission beamforming,” *IEEE Communications Letters*, vol. 9, no. 10, pp. 885-887, Oct. 2005.