

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

**CONFIGURAÇÕES E ALGORITMOS DE ANTENAS ADAPTATIVAS
PARA SISTEMA DE POSICIONAMENTO GLOBAL**

Autor

Cynthia Cristina Martins Junqueira

Orientador

Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano

Co-Orientador

Prof. Dr. João Batista Destro Filho

Banca Examinadora:

Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano (FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. João Francisco Galera Monico (FCT/UNESP)

Prof. Dr. Leonardo Silva Resende (EEL/UFSC)

Prof. Dr. Amauri Lopes (FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa (FEEC/UNICAMP)

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Campinas, Abril de 2003

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

J968c	<p>Junqueira, Cynthia Cristina Martins Configurações e algoritmos de antenas adaptativas para sistema de posicionamento global / Cynthia Cristina Martins Junqueira. --Campinas, SP: [s.n.], 2003.</p> <p>Orientadores: João Marcos Travassos Romano e João Batista Destro Filho. Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.</p> <p>1. Processamento de sinais. 2. Sistema de posicionamento global. 3. Filtros adaptativos. 4. Antenas ajustáveis. 5. Redes neurais (Computação). I. Romano, João Marcos Travassos. II. Destro Filho, João Batista. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.</p>
-------	---

RESUMO

Este trabalho trata de configurações e algoritmos de processamento de sinais no domínio espacial por meio de uma rede de antenas, linear ou planar, para utilização junto ao receptor de sinais do sistema de posicionamento global (GPS). O objetivo principal é a captura do sinal vindo dos satélites visíveis (desejados) e a mitigação da interferência utilizando as novas configurações propostas.

O contexto de aplicação é o considerado crítico na recepção GPS, onde se levam em conta sinais interferentes intencionais ou não, como os relacionados com multipercurso. Taxas de relação sinal-ruído e sinal-interferente bastante severas e número mínimo de satélites visíveis para a recepção, bem como sinais interferentes vindos de direções próximas ao horizonte, são considerados.

Entre os algoritmos estudados estão os algoritmos baseados em filtragens com restrições, os conhecidos algoritmos de Frost (técnica LCMV – *Linearly Constrained Minimum Variance*) e de Resende (Técnica CFLS – Algoritmo Recursivo de Mínimos Quadrados) aliados ou não a redes neurais MLP (*Multi Layer Perceptron*). Implementam-se também os algoritmos autodidatas do módulo constante generalizado (GCMA) numa estrutura *pipeline* original ou associados a redes neurais MLP. Novas e diferentes configurações são desenvolvidas e testadas utilizando os algoritmos citados.

A utilização de sinais de entrada mais realistas dentro do contexto GPS se faz possível devido a uma ferramenta computacional desenvolvida no DSPCom/DECOM/FEEC, capaz de simular interferências devido a atrasos ionosféricos, troposféricos, efeitos de multipercurso, sombreamento, *fading*, variação *Doppler* e ruído intencional de relógio no canal de comunicação GPS.

Complementarmente, é realizada uma revisão bibliográfica que propicia uma visão geral dos sistemas de posicionamento global (GPS/GALLILEO/GLONASS). Discorre-se sobre o canal GPS, seus efeitos perturbadores e de distorção sobre o sinal transmitido pelos satélites. Discutem-se aspectos de geração e propagação do sinal GPS, bem como a técnica de espalhamento espectral do sinal. O receptor GPS e o simulador do canal de comunicação são tratados resumidamente, descrevendo as funções dos principais blocos que os compõe.

ABSTRACT

This work deals with configurations and signal processing algorithms in the spatial domain by a linear or planar antenna array to be used together with the global positioning system (GPS) receiver. The main objective is capture of the visible (desired) satellite signal capture and interference mitigation, using the proposed configurations.

The application context is considered to be critical in the GPS reception, where intentional or not interference signal are taken into account, as well as the multipath signal. Very strong signal to noise ratio and signal to interference ratio, minimum number of visible satellite in the reception and also interference signal coming from horizontal directions, are considered.

Among the studied algorithms, there are those based on constrained filtering, such as the Frost Algorithm (LCMV technique – Linearly Constrained Minimum Variance) and the Resende algorithm (CFLS technique – Constrained Fast Least Square), combined with multilayer perceptron neural network (MLPNN). The blind generalized constant modulus algorithm (GCMA) in a pipeline structure, with and without MLPNN, is also implemented. Different and new configurations are developed and tested using these algorithms.

The use of realistic input signals within the context of GPS is possible due a computational tool developed at DSPCom/DECOM/FEEC, which is able to simulate interference caused by ionospheric and tropospheric delay, multipath effects, shadowing, fading, Doppler shift and noise clock in the GPS communication channel .

Moreover, a bibliographic revision is realized, which provides a general view of the global position systems (GPS/GALILEO/GLONASS). The GPS channel and disturbance effects in the satellite transmitted signals are discussed.

Aspects on GPS signal generation and propagation, such as the spread spectrum technique are discussed. The GPS receiver and the communication channel simulator are briefly treated, and the functions of its main blocks are described.

*“A experiência no fundo não é mais do que
uma observação provocada com o objetivo de fazer
nascer uma idéia”*

Claude Bernard (1813 – 1878)

*Aos meus pais,
Osmar e Célia;*

*ao meu irmão,
Adriano;*

*à minha cunhada,
Juliana;*

dedico esta tese.

AGRADECIMENTOS

Ter um trabalho a desenvolver é uma das oportunidades que temos para nossa realização e de grande importância é o apoio recebido para que esta tarefa seja finalizada.

Agradecimentos especiais:

Ao Instituto de Aeronáutica e Espaço (IAE) do Centro Técnico Aeroespacial (CTA), pela confiança e estímulo decisivos para perseguirmos o ideal científico.

Aos colegas da Divisão de Eletrônica do IAE, em especial ao Eng. Sérgio Costa, Eng. Francisco Visconti, Eng. Valéria Leite, Tec. Walter Pereira Junior e Tec. Tournon, pela colaboração constante no decorrer deste trabalho.

Ao meu orientador, Prof. João Marcos Travassos Romano, pelo apoio e confiança desde as primeiras discussões a respeito das escolhas das matérias a serem cursadas, pela orientação tranquila e segura, pelas discussões enriquecedoras tanto no aspecto técnico como pessoal, preocupando-se não só com o bom desenvolvimento do trabalho mas também com o equilíbrio e amadurecimento de idéias.

Ao meu co-orientador Prof. João Batista Destro Filho, pelas proveitosas discussões e sugestões e pelo apoio no trabalho conjunto CNPq/RHAE “Gerador de Sinais GPS”.

Ao Moisés V. Ribeiro pelo apoio inestimável na primeira fase deste trabalho, sem o qual tudo teria sido muito menos eficiente.

Ao Romis Attux, pelas sugestões e esclarecimentos de várias dúvidas no decorrer deste trabalho.

Ao Danilo Zanatta Filho, Luciano Maia e Murilo Loiola pelo apoio técnico no trabalho conjunto CNPq/RHAE “Gerador de Sinais GPS”.

Aos amigos Benedito Márcio Furlan e Paulo Milani pelas sugestões e contribuições cuidadosas e também pelo companheirismo no trabalho conjunto CNPq/RHAE “Gerador de Sinais GPS”.

Ao Charles Cavalcante, pelo prestativo apoio e ajuda.

Aos demais amigos do DSPcom: Aline Neves, Cristiano Panazio, Cristiano Cruz, Maurício Sol, Leandro Gomes, Rafael Ferrari e Ricardo Suyama, pelo incentivo e amizade.

À Prof. Maria José Pirillo Isaac que com tanto carinho leu os capítulos iniciais desta tese.

Ao amigo Pedro Cândia pelo apoio nos momentos de dificuldades de edição deste trabalho.

À Eloísa Quitério, pelo inestimável apoio e ajuda nas questões de ordem prática.

À Ana Cristina Sant'Anna pela prontidão em orientar quanto às normas das referências bibliográficas.

À Lúcia, Celi, Mazé, Lena, Jerusa e todos os funcionários da FEEC, cuja ajuda foi imprescindível.

Ao Wilson, pelo carinho, companheirismo e incentivo extremamente importantes no final da tese.

Às amigas Andrezza e Lais que tão atenciosamente dividiram comigo as dificuldades surgidas no decorrer deste trabalho, dando um grande apoio, incentivo e atenção.

Agradeço aos senhores membros da banca examinadora as valiosas contribuições para o aprimoramento deste trabalho.

À toda minha família.

Aos amigos pessoais, pelo estímulo indispensável e desprendido.

À Deus, sem o qual nada teria sido possível.

LISTA DE ABREVIATURAS

A/D: Analógico/Digital

AGC: Controle Automático de Ganho

ANT: Antena

AS: *Anti-spoofing*

ASE: Algoritmo Super-Exponencial

AWGN: *Additive White Gaussian Noise*

BPSK: *Binary Phase Shift Keying*

C/A: *Coarse/Aquisition*

CDMA: Múltiplo Acesso por Divisão de Código

CFLS: *Constrained Fast Least Square*

CMA: Algoritmo do Módulo Constante (*Constant Modulus Algorithm*)

CNPq: Conselho Nacional de Pesquisa e Desenvolvimento

CP: Fase da Portadora

CRPA: *Controlled Reception Pattern Antenna*

CTA: Centro Técnico Aeroespacial

DCO: Oscilador Controlado Digital

DES: Desejado

DGPS: Sistema de Posicionamento Global diferencial

DLL: *Delay Lock Loop*

DOA: *Direction of Arrival*

DSSS: Espectro Espalhado por Seqüência Direta

ECEF: *Earth Centered Earth Fixed*

ESPRIT: *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*

EUA: Estados Unidos da América

FCC: *Federal Communication Comission*

FEEC: Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação

FFT: Transformada Rápida de Fourier

FI: Frequência Intermediária

FM: Frequência Modulada

FR: Algoritmo de Frost

GCM: Módulo Constante Generalizado

GCMA: Algoritmo do Módulo Constante Generalizado (*Generalized Constant Modulus Algorithm*)

GMSK: *Gaussian Modulation Shift Keying*

GP: Ganho de Processamento

GPS: Sistema de Posicionamento global

I: Em fase

IAE: Instituto de Aeronáutica e Espaço

IBGE: Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística

INT: Interferente

ICAO: Organização Internacional de Aviação Civil

INPE: Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais

LCMV: *Linear Constrained Minimum Variance*

LMS: *Least Mean Square*

LNA: Amplificador de Baixo Ruído

MCS: Sistema de controle Operacional

MLP: *Multi Layer Perceptron*

MUSIC: *Multiple Signal Classification*

Nº. Ant: Número de Antenas

P: Precision

PLL: *Phase Lock Loop*

PN: *Pseudonoise*

PPS: Serviço de Posicionamento Preciso

PR: *Pseudorange*

PRN: *Pseudo-Randon Noise*

PSK: *Phase Shift Keying*

Q: Em Quadratura de Fase

RBF: Funções de Base Radial

RES: Algoritmo de Resende

RF: Rádio Frequência

RHAE: Recursos Humanos para Atividades Estratégicas

RLS: *Recursive Least Square*

RNMLP: Rede Neural *Multi Layer Perceptron*

RTCM: *Technical Commission Marine*

SA: *Selective Availability*

SIR: Relação Sinal-Interferente

SNR: Relação Sinal-Ruído

SPS: Serviço de Posicionamento Padrão

TDL: *Tau Dither Tracking Loop*

TDMA: Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo

TEC: *Total Electron Content*

UNICAMP: Universidade Estadual de Campinas

USAF: Força Aérea Americana

UTC: Coordenada de Tempo Universal

WAAS: Sistema de Acréscimo de Área

WADGPS: GPS Diferencial para Grandes Áreas

WGS: *World Geodetic System*

ÍNDICE

1 Introdução.....	1
2 Sistema de Posicionamento Global.....	5
2.1 Introdução.....	5
2.2 Arquitetura do sistema GPS.....	6
2.2.1 O Segmento Espacial.....	6
2.2.2 O Segmento de Controle.....	8
2.2.2.1 O Sistema de Coordenadas GPS.....	9
2.2.3 Propriedades do Sinal GPS.....	10
2.2.3.1 Comunicação com Espectro Espalhado.....	10
2.2.3.2 O Sinal Transmitido.....	10
2.2.4 Problemas de Precisão e Acesso.....	13
2.2.5 Perturbações do Sinal GPS.....	16
2.3 O GPS Diferencial.....	18
2.4 Aplicações do GPS.....	20
2.5 Modernização do GPS.....	21
2.6 Outros Sistemas de Posicionamento.....	22
2.6.1 O GLONASS.....	22
2.6.2 O GALILEO.....	23
2.7 Conclusões.....	25
3 O Canal GPS e seus Efeitos no Sinal.....	27
3.1 Introdução.....	27
3.2 O Espalhamento Espectral e a Geração do Código PRN no Sinal GPS.....	28
3.3 Os Efeitos Troposféricos no Sinal GPS.....	32
3.4 Os Efeitos Ionosféricos no Sinal GPS.....	33
3.5 Os Efeitos de Multipercurso e sombreamento no Sinal GPS.....	36
3.6 O Efeito <i>Doppler Shift</i> no Sinal GPS.....	38
3.7 Os Efeitos de Perdas de Ciclos no sinal GPS.....	38

3.8 Os Efeitos de Ruído Intencional de Relógio.....	39
3.8.1 O Modelo de Gauss-Markov.....	40
3.8.2 O Modelo de Filtro Digital.....	41
3.8.3 Modelo Determinístico.....	41
3.8.4 Modelo Senoidal.....	42
3.9 Os Efeitos de Interferências no Sinal GPS e Técnicas de Atenuação....	43
3.10 Conclusões.....	44
4 O Receptor GPS.....	45
4.1 Introdução.....	45
4.2 Algumas Considerações a Respeito do Desempenho do Receptor GPS.....	46
4.3 A arquitetura do Receptor GPS.....	47
4.3.1 Antena e Pré-Amplificador.....	48
4.3.2 Conversão do Sinal para Baixas Frequência e Amostragem.....	49
4.3.3 Demodulação do Sinal Digital.....	50
4.3.4 Métodos de Rastreamento de Sinal.....	51
4.3.5 Processamento de Navegação.....	54
4.4 Considerações Sistêmicas Relacionadas ao Receptor GPS e às Antenas Adaptativas.....	54
4.4.1 Algumas Arquiteturas de Antenas Adaptativas.....	56
4.5 Conclusões.....	58
5 O Simulador do Canal de Comunicação.....	61
5.1 Introdução.....	61
5.2 Princípios do Gerador de Sinais GPS.....	62
5.2.1 O Módulo do Modelo do Canal de Comunicação.....	64
5.3 Estrutura do Simulador do Canal de Comunicação.....	65
5.4 Possibilidades do Simulador de Canal.....	68
5.5 Resultados Obtidos.....	69

5.5.1	Análise dos Efeitos Ionosféricos no Canal de Comunicação	
	GPS.....	70
5.5.2	Análise dos Efeitos Troposféricos no Canal de Comunicação	
	GPS.....	75
5.5.3	Análise dos Efeitos de <i>Doppler Shift</i> no Canal de Comunicação	
	GPS.....	78
5.5.4	Análise do Conjunto de Efeitos no Canal de Comunicação	
	GPS.....	78
5.6	Conclusões.....	83
6	Princípios de Antenas Adaptativas.....	85
6.1	Introdução.....	85
6.2	Modelo de Sinais.....	87
6.2.1	<i>Array</i> Linear	89
6.2.2	<i>Array</i> Planar.....	92
6.3	Técnica de Formação de Feixes.....	95
6.4	Algoritmos de Filtragem Espacial.....	97
6.4.1	Algoritmos Supervisionados.....	99
6.4.1.1	Algoritmo LMS (<i>Least Mean Square</i>).....	99
6.4.1.2	algoritmo RLS (<i>Recursive Least-Square</i>).....	100
6.4.2	Algoritmos com Restrições.....	101
6.4.2.1	Algoritmo de Frost.....	103
6.4.2.2	Algoritmo de Resende.....	104
6.4.3	Algoritmos não Supervisionados ou Autodidatas.....	105
6.4.3.1	Algoritmo de Godard.....	105
6.4.3.2	Algoritmo do Módulo Constante Generalizado.....	107
6.5	Técnicas Baseadas em Redes Neurais.....	108
6.6	Conclusões.....	110
7	Soluções de Antenas Adaptativas para GPS – Métodos Lineares.....	111
7.1	Introdução.....	111

7.2 Configurações Propostas.....	111
7.3 Cenário de Simulações.....	115
7.4 Solução Clássica – Algoritmo de Frost – <i>Array</i> Linear.....	117
7.5 Solução Clássica – Algoritmo de Resende – <i>Array</i> Linear.....	124
7.6 Solução Clássica – Algoritmo de Frost – <i>Array</i> Planar.....	130
7.7 Solução Combinada – Algoritmo de Frost/LMS – <i>Array</i> Linear.....	134
7.8 Solução Combinada – Algoritmo de Frost/LMS – <i>Array</i> Planar.....	141
7.9 Conclusões.....	145
8 Soluções de Antenas Adaptativas para GPS – Métodos Não Lineares.....	147
8.1 Introdução.....	147
8.2 Configurações Propostas.....	147
8.3 Cenário de Simulações.....	151
8.4 Solução combinada – Algoritmo de Frost/Neural – <i>Array</i> Linear.....	151
8.5 Solução combinada – Algoritmo de Frost/Neural – <i>Array</i> Planar.....	158
8.6 Solução combinada – Algoritmo de Resende/Neural – <i>Array</i> Linear.....	162
8.7 Solução Clássica Pipeline – GCMA Linear.....	168
8.8 Solução Clássica Pipeline – GCMA Planar.....	172
8.9 Solução Combinada Pipeline – GCMA/Neural “Braço” Linear.....	176
8.10 Solução Combinada Pipeline – GCMA/Neural “Braço” Planar.....	179
8.11 Solução Combinada Pipeline – GCMA/Neural “Paralelo” Linear.....	183
8.12 Solução Combinada Pipeline – GCMA/Neural “Paralelo” Planar.....	187
8.13 Conclusões.....	191
9 Resultados das Principais Configurações e Algoritmos com o Simulador do Canal de Comunicação GPS.....	193
9.1 Introdução.....	193
9.2 Cenário de Simulações.....	193
9.3 Plataforma Estática- Algoritmo de Frost/Neural – <i>Array</i> Linear – Efeito DS.....	196
9.4 Plataforma Estática- Algoritmo de Frost/Neural – <i>Array</i> Linear –	

Efeito MP.....	197
9.5 Plataforma Estática- Algoritmo de Frost/Neural – <i>Array</i> Linear – Efeito T.....	199
9.6 Plataforma Estática- Algoritmo de Frost/Neural – <i>Array</i> Planar – Efeito DS.....	200
9.7 Plataforma Estática- Algoritmo de Frost/Neural – <i>Array</i> Planar – Efeito MP.....	201
9.8 Plataforma Estática- Algoritmo de Frost/Neural – <i>Array</i> Planar – Efeito T.....	203
9.9 Plataforma Móvel- Algoritmo de Frost/Neural – <i>Array</i> Planar – Efeito T.....	204
9.10 Plataforma Estática- Algoritmo de ResendeNeural – <i>Array</i> Linear – Efeito DS.....	206
9.11 Plataforma Estática- Algoritmo de ResendeNeural – <i>Array</i> Linear – Efeito MP.....	207
9.12 Plataforma Estática- Algoritmo de ResendeNeural – <i>Array</i> Linear – Efeito T.....	209
9.13 Plataforma Estática- Algoritmo de ResendeNeural – <i>Array</i> Planar – Efeito DS.....	210
9.14 Plataforma Estática- Algoritmo de ResendeNeural – <i>Array</i> Planar – Efeito MP.....	211
9.15 Plataforma Estática- Algoritmo de ResendeNeural – <i>Array</i> Planar – Efeito T.....	213
9.16 Plataforma Móvel- Algoritmo de ResendeNeural – <i>Array</i> Planar – Efeito T.....	215
9.17 Plataforma Estática- Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – <i>Array</i> Linear Efeito DS.....	216
9.18 Plataforma Estática- Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – <i>Array</i> Linear Efeito MP.....	218
9.19 Plataforma Estática- Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – <i>Array</i> Linear Efeito T.....	219

9.20	Plataforma Estática- Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – <i>Array</i> Planar Efeito DS.....	220
9.21	Plataforma Estática- Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – <i>Array</i> Planar Efeito MP.....	222
9.22	Plataforma Estática- Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – <i>Array</i> Planar Efeito T.....	223
9.23	Plataforma Móvel - Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – <i>Array</i> Planar Efeito T.....	225
9.24	Plataforma Estática- Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – <i>Array</i> Linear - Efeito DS.....	226
9.25	Plataforma Estática- Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – <i>Array</i> Linear - Efeito MP.....	228
9.26	Plataforma Estática- Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – <i>Array</i> Linear - Efeito T.....	230
9.27	Plataforma Estática- Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – <i>Array</i> Planar - Efeito DS.....	231
9.28	Plataforma Estática- Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – <i>Array</i> Planar - Efeito MP.....	233
9.29	Plataforma Estática- Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – <i>Array</i> Planar - Efeito T.....	234
9.30	Plataforma Móvel- Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – <i>Array</i> Planar - Efeito T.....	236
9.31	Conclusões.....	237
10	Conclusões e Perspectivas.....	239
	Apêndice A.....	241
	Bibliografia.....	249

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O sistema de posicionamento global é uma história de sucesso tecnológico que ao longo destes 30 anos vem se desenvolvendo e aprimorando. Foi criada pelo governo americano com objetivos militares, mas transformou-se em um objeto de grande interesse civil. Seu objetivo maior é a estimação precisa de posição, velocidade e tempo.

Muitas aplicações foram surgindo, entre elas podem-se citar as de transporte terrestre, aviação civil, comércio marítimo, busca e resgate, construção civil, agricultura de precisão, telecomunicações e outras. O aumento da demanda para a utilização do sistema GPS, bem como a deflagração de problemas de precisão e acesso quando se utiliza o código civil, tem pressionado a pesquisa e a indústria do setor a buscar novas formas para aumentar a qualidade das medidas realizadas por receptores GPS comerciais.

Muitos estudos têm sido feitos no intuito de melhorar o sistema, no que tange ao segmento do usuário, isto é, o receptor e a antena para uso com o código civil, C/A. As técnicas de processamento espacial e antenas adaptativas estão entre os muitos tipos de soluções para a atenuação dos efeitos de interferências intencionais ou não, e também dos efeitos de multipercurso sobre o sistema.

O objetivo desta tese é propor e analisar diferentes configurações para a implementação de técnicas de processamento de sinais em antenas adaptativas, dentro do contexto de GPS. O estudo, análise e caracterização de desempenho de diferentes algoritmos e estruturas, frente a múltiplas fontes de interferências no sinal GPS transmitido são realizados.

A motivação principal é a possibilidade de implementação das antenas adaptativas visando aplicações civis, tanto terrestres como aeroespaciais, ligadas a receptores GPS. Neste sentido foi também desenvolvida uma ferramenta computacional auxiliar, em ambiente MATLAB, capaz de simular interferências devido a atrasos ionosféricos, troposféricos, efeitos de multipercurso, sombreamento, *fading*, variação *Doppler* e ruído intencional do relógio no canal de comunicação GPS. Este simulador, criado no

DSPCom/FEEC/ DECOM no âmbito de um projeto institucional CNPq/RHAE é também abordado e descrito nesta tese.

A tese está estruturada na forma descrita a seguir. O Capítulo 2 propicia uma visão geral dos sistemas de posicionamento global (GPS/GALILEO/GLONASS), salienta pontos dos segmentos de controle e espacial, bem como mostra aplicações, tendências e melhorias a serem realizadas.

O Capítulo 3 discorre sobre o canal GPS, seus efeitos perturbadores e de distorção sobre o sinal transmitido pelos satélites. Discutem-se aspectos de geração e propagação do sinal GPS, bem como a técnica de espalhamento espectral do sinal.

O Capítulo 4 trata resumidamente do receptor GPS descrevendo as funções dos principais blocos que o compõe.

No Capítulo 5 é descrita a ferramenta computacional desenvolvida no projeto CNPq/RHAE “Gerador de Sinais GPS”, simulador do canal de comunicação GPS, mostrando sua estrutura e resultados de simulações para algumas situações consideradas críticas do ponto de vista da interferência no canal.

Esses cinco capítulos compõem a primeira parte desta tese, cuja contribuição principal está em prover um tutorial sobre aspectos intrínsecos de GPS de modo a situar a comunidade de processamento de sinais no contexto dessa aplicação.

A partir do Capítulo 6, inicia-se a segunda parte, voltada especificamente para as estruturas de processamento propostas.

No Capítulo 6 discutem-se os princípios de antenas adaptativas, a técnica de formação de feixes e os algoritmos adaptativos associados, divididos aqui em supervisionados, com restrições e autodidatas. No primeiro tipo, temos os métodos adaptativos clássicos, onde o processo de adaptação da rede de antenas utiliza toda a informação sobre o sinal desejado. Nos algoritmos com restrições, conforme será verificado, prescinde-se deste sinal piloto e a adaptação é feita a partir do conhecimento da direção de chegada (DOA) dos sinais envolvidos e da pré definição de um conjunto de restrições adequadas. Finalmente, os algoritmos autodidatas trabalham com um conjunto mínimo de informações estatísticas relacionadas aos sinais, não incluindo as direções de chegada dos sinais.

No Capítulo 7 são mostrados as soluções propostas para antenas adaptativas no contexto GPS e suas geometrias linear e planar, utilizando métodos lineares. Estes métodos englobam algoritmos supervisionados e com restrições. Propõem-se também uma técnica de chaveamento entre estes dois algoritmos e aplica-se em situações críticas e corriqueiras no ambiente GPS. Simulações no que se referem tanto ao processo de adaptação (evolução temporal), como a saída da amplitude do fator de rede obtidos após a convergência, são mostradas e analisadas.

No Capítulo 8 consideram-se as contribuições envolvendo métodos não lineares. A ferramenta básica são as redes neurais do tipo perceptron multi camadas (MLP) que trabalham em conjunto com os algoritmos autodidatas. Uma estrutura de chaveamento é aplicada em situações críticas no ambiente GPS e comparada unicamente com algoritmos autodidatas. Resultados de simulações no que se referem a amplitude do fator de rede e evolução temporal são verificados.

No Capítulo 9 são mostradas as soluções de redes de antenas adaptativas com os métodos não lineares nas geometrias linear e planar, utilizando o simulador do canal de comunicação GPS descrito no Capítulo 5, onde situações consideradas críticas são analisadas. Assim, verificam-se conjuntamente a robustez dessas técnicas e a funcionalidade do simulador desenvolvido.

Finalmente, o Capítulo 10 apresenta as conclusões desta tese e aponta algumas diretrizes para trabalhos futuros.

Tendo em vista a importância do conhecimento da direção de chegada dos sinais para a utilização dos algoritmos com restrições abordados no Capítulo 6, descreve-se no Apêndice A alguns métodos de estimação de ângulos de chegada que parecem ser os mais adequados ao problema que envolve sinais GPS. Assim, resultados de simulações utilizando os algoritmos MUSIC, ROOT MUSIC e ESPRIT, para situações consideradas críticas no ambiente GPS, são analisados.

CAPÍTULO 2

SISTEMA DE POSICIONAMENTO GLOBAL

2.1 – Introdução

O Sistema de Posicionamento Global (GPS) faz parte de uma história de sucesso tecnológico que se iniciou nos anos 80 [1]. Foi desenvolvido pelo Departamento de Defesa dos USA, primeiramente para uso militar, visando a proporcionar estimações precisas de posição, velocidade e tempo. O seu uso estendeu-se ao âmbito civil como objetivo secundário, e os usuários recebiam os sinais com restrições e degradações propositais, que interferiam na acurácia das estimativas de posicionamento, conhecidas como *Anti-spoofing* (AS) e *selective availability* (SA) [2], que visavam ao resguardo da segurança americana. A partir de 2 de maio de 2000, a técnica de deterioração de acurácia, SA, foi abolida do sistema, o que melhorou em torno de dez vezes o nível de acurácia. Este tópico será abordado com detalhes em seção subsequente.

As aplicações no âmbito civil têm crescido de maneira vertiginosa dentro e fora dos EUA. O sistema se presta para diferentes áreas de aplicações, entre as quais se podem citar transportes, aviação civil, comércio marítimo, levantamento e mapeamento de terrenos, agricultura, estudos relacionados com a atmosfera e outros.

O comércio de produtos e serviços relacionados com GPS também teve um rápido incremento nos anos 90. No ano 2000 [3] estimativas do Departamento de Comércio Americano indicavam valores de vendas da ordem de US\$ 8 bilhões.

A idéia básica, quando da concepção do sistema GPS, foi a de um conjunto de satélites transmitindo continuamente sua posição. A distância entre um usuário do sistema e um dos satélites seria medida em relação ao tempo de trânsito do sinal do satélite até o usuário. Para isso, foi necessário que se desenvolvessem padrões de tempo precisos e plataformas espaciais estáveis para a predição de órbita, sendo estas as chaves tecnológicas da real possibilidade de implementação do projeto.

Os satélites do sistema foram colocados em órbita a partir da década de 80, e atualmente fornecem dados necessários para a determinação da posição do receptor GPS

com cobertura global 24 horas por dia. De maneira simplista, pode-se dizer que a determinação da posição do receptor baseia-se num processo de trilateração [4], [5].

O objetivo deste capítulo é fornecer uma visão geral dos sistemas de posicionamento global, sobretudo do ponto de vista do enlace de descida, salientando pontos do segmento espacial e de controle. As principais aplicações, as tendências e outros sistemas existentes e em desenvolvimento também serão abordados.

2.2 – Arquitetura do Sistema GPS

O sistema GPS é composto de três partes: o segmento espacial, que consiste nos satélites e seus sinais transmitidos; o segmento de controle, que atua na predição das órbitas, no controle de tempo e no do sistema como um todo; e o segmento do usuário, com os múltiplos tipos de receptores, que será descrito no Capítulo 4.

2.2.1 - O Segmento Espacial

Consiste numa constelação de satélites GPS, composta de 24 satélites ativos em órbitas quase circulares, com um raio de 26.560 Km, cujo período é de 12 horas siderais, em 6 planos orbitais, com 4 satélites equidistantes em cada plano, com uma inclinação de 55 graus em relação ao equador. Esta configuração possibilita a recepção do sinal GPS de 6 a 8 satélites em qualquer parte do planeta, e está representada nas Figuras 2.1 e 2.2.

A carga útil de um satélite GPS é composta essencialmente de *transponders*, de relógios atômicos, de computadores e vários outros equipamentos utilizados para operar o sistema. A função básica deste sistema é a transmissão dos dados para estimar a posição do usuário do receptor GPS.

Podem-se distinguir três tipos de satélites, a saber, os do chamado Bloco I, que corresponderam aos satélites de desenvolvimento, os do Bloco II, ou seja, os satélites da fase de produção e os do Bloco IIF, que já são os substitutos.

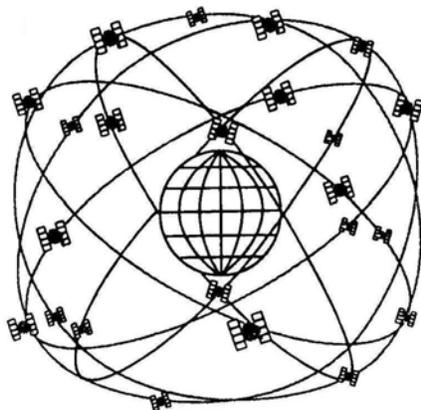


Figura 2.1 – Constelação de Satélites GPS [2]

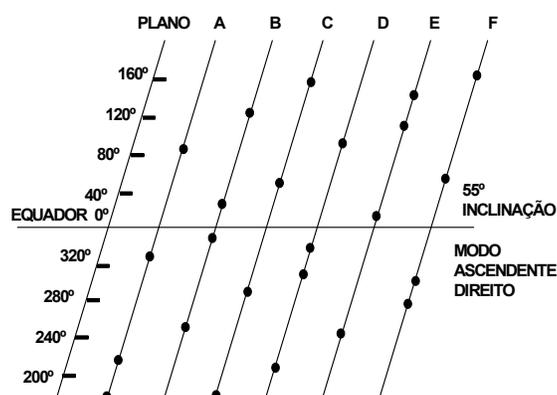


Figura 2.2 - Projeção Planar da Constelação [2]

Os onze satélites do bloco I foram lançados entre 1978 e 1985 e usados para demonstrar a possibilidade de funcionamento do GPS; os primeiros do Bloco II foram lançados em 1989, e vinte satélites do Bloco IIR já foram lançados para a substituição do Bloco II. Os novos satélites do bloco IIF serão lançados num futuro próximo para sustentar a constelação neste século, em substituição aos do bloco IIR e incorporando melhorias, atualizações do sistema e, até mesmo, a inclusão de uma nova frequência para usuários civis [6].

Cada satélite tem uma portadora de frequência padrão acurada que fornece uma base de tempo precisa. Os satélites protótipos do bloco I foram equipados com osciladores de quartzo, mas todos os satélites do Bloco II já foram equipados com dois padrões de frequência de césio e dois padrões de rubídio.

2.2.2 – O Segmento de Controle

Este segmento compreende o sistema de controle operacional (MCS) que consiste numa estação mestra de controle, situada em Colorado Springs, e em estações monitoras e estações terrestres à volta do mundo. Elas estão situadas no Hawai, Ascension Island, Colorado Springs, Diego Garcia e Kwajalein como ilustra a Figura 2.3 [6]. Estas cinco estações de monitoramento pertencem à Força Aérea Americana e, em conjunto com as estações do NIMA (*National Imaginery and Mapping Agency*), compõem as estações monitoras GPS do Departamento de Defesa Americano (*DoD*) [9].

O segmento de controle tem como principais tarefas localizar os satélites para a determinação da órbita, modelar a predição de órbita, fazer o sincronismo de tempo dos satélites e enviar dados para a atualização de dados dos satélites.

A comunicação entre a estação mestra de controle e os satélites é feita na portadora de 2.227,5 MHz para o segmento de transmissão satélite - MCS (*downlink*), e na portadora de 1.783,74 MHz para o segmento de transmissão MCS-Satélite (*uplink*). A comunicação entre os satélites ocorre uma vez a cada 24 horas, com duração aproximada de 40 minutos. Nesse período, as mensagens dos blocos 1, 2 e 3 dos satélites, que se relacionam respectivamente com a correção do relógio e com as efemérides, são atualizadas através do processo inverso do cálculo da posição do GPS, estando a MCS numa coordenada fixa e conhecida, e o satélite numa trajetória desconhecida [2],[7].



Figura 2.3 - Localização das Estações Rastreadoras GPS

Cada uma destas estações é equipada com um padrão de tempo de cesium e receptores que medem continuamente o pseudo-distância de todos os satélites visíveis. Erros intencionais nas mensagens, e até interrupção de transmissão, são controlados e introduzidos pela MCS.

2.2.2.1 – O Sistema de Coordenadas GPS

Para expressar a posição, o GPS requer um referencial bem definido e preciso. O GPS usa o *World Geodetic System* (WGS-84) proposto em 1984, um sistema de geocêntrico fixo na Terra, onde se expressam as coordenadas X, Y, Z. As posições obtidas pelo GPS podem ser convertidas no *datum* local com transformações apropriadas. No Brasil, o *datum* adotado pelo IBGE é o SAD 69 e em breve será adotado um referencial de maior precisão denominado SIRGAS [9].

Medidas precisas de tempo e intervalo de tempo é o coração do GPS. O tempo GPS é baseado no tempo atômico, uniforme (tempo com intervalos iguais) e contínuo (em que não há interrupção), definido por um conjunto de relógios de césio incluídos no segmento de controle. É similar ao tempo universal (UTC), mas as descontinuidades da escala de tempo UTC, introduzidas por *leap second*, são evitadas para simplificar as operações.

Os relógios embarcados nos satélites são mantidos sincronizados com o tempo GPS. Essa sincronização é acompanhada por estimação da defasagem de tempo e pela variação e taxa de variação de cada relógio do satélite relativo ao tempo GPS. Esses dados são transmitidos na mensagem de navegação.

2.2.3 – Propriedades do Sinal GPS

2.2.3.1 - Comunicação com Espectro Espalhado

Para obter a solução de posicionamento, o receptor GPS necessita de sinais de múltiplos satélites. Estes sinais são emitidos usando a técnica de espectro espalhado, chamada de modulação de espectro espalhado por seqüência direta (DSSS), que é um tipo da modulação de múltiplo acesso por divisão de código. No caso do GPS, a modulação DSSS possibilita a medida do tempo de propagação do sinal, que é usada para formar a pseudo-distância (PR), peça chave no cálculo do posicionamento pelo receptor GPS. Outro benefício adicional do uso da DSSS é a inclusão de resistência à interferências intencionais (*jamming*) e a interferências causadas por outros sinais DSSS.

Num sistema DSSS, existem três componentes básicas, que são a frequência da portadora, o dado de modulação e a modulação espalhada da pseudo-distância. A portadora é modulada por meio de chaveamento de fase (PSK), onde os valores dos bits de dados são usados para variar a fase do sinal da portadora. O código de modulação espalhado do sinal do transmissor pode ser decodificado ou desespalhado somente se for utilizada a mesma seqüência do espalhamento [2], [8].

A seqüência de sinal espalhado PN é uma série de zeros e uns, gerada aleatoriamente, mas propositalmente ordenada de forma a obter a propriedade de autocorrelação e correlação cruzada do ruído, que são as componentes que impedem que sinais de mesma frequência sofram com a interferência uns dos outros. No sistema GPS, com sinais do serviço de posicionamento padrão, SPS, utiliza-se a seqüência PN chamada código Gold.

2.2.3.2 – O Sinal Transmitido

Cada satélite GPS transmite continuamente em duas frequências da banda L: 1.575,42 MHz (L1) e 1.227,6 MHz (L2). Essas frequências utilizadas pelo sistema são obtidas a partir de uma multiplicação de um relógio interno do satélite cuja frequência

fundamental é 10,23 MHz; desta forma, os sinais são transmitidos em duas portadoras, sendo $L1 = 1.575,42$ MHz ($154 \times 10,23$) e $L2 = 1.227,60$ MHz ($120 \times 10,23$).

O sinal L1 contém o código menos preciso, de fácil aquisição, chamado de C/A e o dito preciso ou protegido, chamado P. Já o sinal L2 contém somente o código P.

Os códigos C/A e P, transmitidos pelos satélites GPS, foram escolhidos pelas suas propriedades de autocorrelação e de correlação cruzada. No caso do código C/A, a função autocorrelação cai abaixo de 24dB para variações de largura de até um 1 chip. O receptor GPS pode medir a fase do código com precisão submétrica pelo rastreamento do pico da função de autocorrelação.

Todos os satélites transmitem simultaneamente as mesmas duas frequências (L1 e L2) utilizando a técnica de divisão por código e múltiplo acesso (CDMA), sem nenhuma interferência entre elas, devido à quase ortogonalidade dos códigos. Segundo Spilker [2], este sinal permite também certa proteção contra sinais refletidos por multipercurso atrasados por mais de 1,5 chips.

O espalhamento espectral proporciona um ganho de processamento contra interferências de aproximadamente 43 dB para o código C/A, e de aproximadamente 53 dB para os códigos P e Y, que é a denominação do código P criptografado.

Os sinais recebidos são extremamente fracos. As especificações de nível mínimo de potência no receptor são de -160 dBW para o código C/A, -163 dBW para o código P(Y) em L1, e -166 dBW para o código P(Y) em L2. Esses níveis de potência dos sinais estão abaixo do nível de ruído dos receptores, o que é um problema, especialmente para os receptores militares. Mesmo para o uso civil, existe um consenso sobre a vulnerabilidade de tais sinais de tão baixa potência. Entre os planos de modernização do GPS incluem-se a diversidade de frequência e o aumento da potência do sinal com o intuito de tornar mais robusto o sistema.

O sinal de uso irrestrito, padrão de uso civil do GPS, é transmitido por cada satélite na frequência L1 e modulado por um código pseudo-aleatório (PRN), chamado de fácil aquisição (*coarse/acquisition*), ou código C/A, designado como serviço de posicionamento padrão (SPS). Esse código é uma seqüência Gold de 1023 bits transmitidos a 1,023 Mbits/s. Tem uma taxa de repetição alta (1ms) e sua decodificação não apresenta maiores dificuldades.

O código P, também designado como Serviço de Posicionamento Preciso (PPS), tem sido reservado ao serviço militar americano. Modulado nas duas portadoras, é uma seqüência pseudo-aleatória de 6×10^{12} bits transmitidos a 10,23 Mbits/s, tem baixa taxa de repetição (a cada 7 dias), e a tentativa de decodificação sem prévio conhecimento da sua formação é impraticável.

Esses códigos são seqüências de pulsos digitais pseudo-aleatórios que permitem o múltiplo acesso aos diversos satélites numa mesma freqüência, pois cada satélite possui um código diferente, detectado no receptor através do processo de correlação. Este código permite também a determinação da pseudo-distância (PR) entre o satélite e o receptor, que se baseia no rastreamento do pico agudo da função de autocorrelação, através da medição do tempo de atraso entre o código recebido do satélite e uma réplica do mesmo, gerada internamente no receptor GPS. O intervalo de tempo de atraso entre esses dois sinais é função do tempo de propagação do código recebido do satélite e é proporcional à distância entre o satélite e o receptor [7].

O almanaque, o coeficiente de modelamento ionosférico, a informação atual, o sistema de tempo, o atraso do relógio e as variações de informação são modulados junto com os dados da mensagem sobre a portadora.

Esta mensagem GPS é formatada num protocolo síncrono digital e transmitida a 50 bps. Uma mensagem completa consiste em 25 quadros, com 1500 bits cada um. Cada quadro é subdividido em 5 sub-quadros de 300 bits, sendo que cada sub-quadro consiste em 10 palavras de 30 bits cada. A Figura 2.4 mostra a estrutura da mensagem GPS [5].

As mensagens do Bloco 1 servem para corrigir o relógio do satélite e os atrasos devidos à propagação eletromagnética na ionosfera. Além disso, são inseridas informações relativas à data da última atualização desses dados.

As mensagens do Bloco 2 contêm os parâmetros orbitais do satélite, tais como os coeficientes da equação de Kepler e também outros fatores de correção. A exemplo do que ocorre com as mensagens do Bloco 1, nelas também são inseridas informações sobre a última atualização desses dados.

As mensagens do Bloco 3 contêm um subconjunto das informações dos Blocos 1 e 2, porém com a precisão de cada satélite truncada em relação à de outro, adicionadas as informações de identificação do satélite e seu *status*.

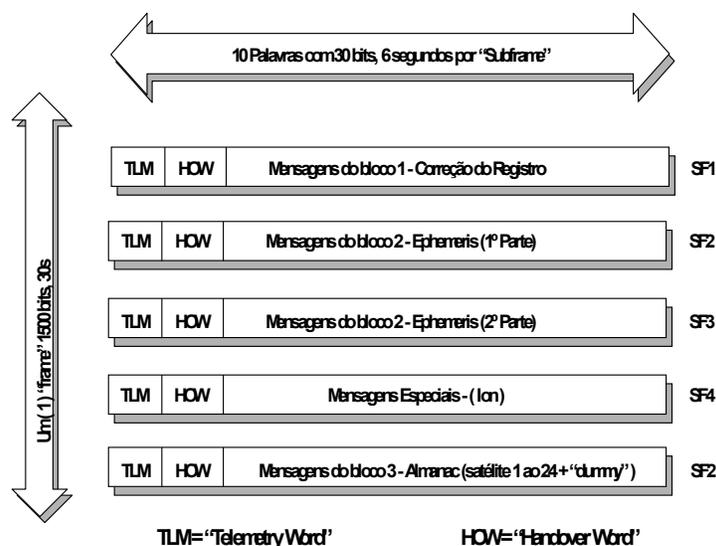


Figura 2.4 - Estrutura da Mensagem GPS [2]

2.2.4 - Problemas de Precisão e de Acesso

Inicialmente, utilizaram-se, na estação de controle, dois métodos, o *Selective Availability*, SA e o *Anti Spoofing*, AS, para perturbar o uso do sistema, conforme já foi citado.

Originalmente, a acurácia de posicionamento, fornecida pelo pseudo-distância, quando se recebe o código C/A, estava na faixa de 400 m. O objetivo do SA é degradar a precisão de navegação pela desestabilização sistemática do oscilador do satélite (técnica δ) e pela manipulação dos dados das efemérides transmitidas (técnica ϵ) [6].

Conforme especificado pelo governo americano, a acurácia sofre uma degradação da ordem de 100 m na posição horizontal e de 156 m na posição vertical, correspondente a 95% de confiança. Isto também implica, com o mesmo nível de confiança, um erro de velocidade de 0,3 m/s e em um erro de tempo de 340 ns [6].

A técnica δ é obtida pela introdução de uma variedade de erros na frequência fundamental do relógio. O atraso do relógio do satélite tem impacto direto sobre a pseudo-distância, que é derivada de uma comparação do relógio do satélite com o relógio do receptor. Desde que exista dúvida na frequência fundamental, as pseudo-distâncias do código ou da portadora serão afetados.

A técnica ϵ consiste na truncagem da informação orbital na transmissão da mensagem de navegação, de forma que a mensagem dos satélites não possa ser computada com precisão.

O erro da posição do satélite se traduz no erro da posição do receptor. Erros orbitais também causam erros nas pseudo-distâncias e podem ser vistos na Figura 2.5, onde no caso do “SA on” os valores da pseudo-distância tem variações de amplitudes entre 50m e 150m num período de algumas horas [6].

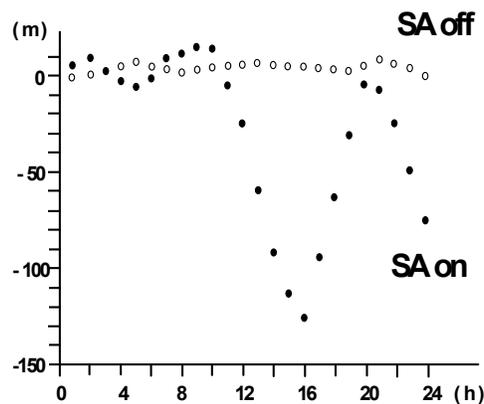


Figura 2.5 - Erro de Órbita Radial do PRN 21 [6]

O projeto do GPS inclui também a capacidade de desligamento do código P ou de envio de um código criptografado, visando o impedimento de acesso ao código P a todos os usuários e possibilitando que alguns, devidamente autorizados, o decodifiquem.

O *anti spoofing* (AS) é acompanhado pela soma de módulo 2 do código P e pela criptografia do código P. O resultante é o código Y e, desta forma, quando AS está ativo, o código P sobre as portadoras L1 e L2 é substituído pelo código Y desconhecido.

Graças à descontinuidade do SA, a partir de maio de 2000 a acurácia do sistema foi melhorada em torno de dez vezes. Somente o AS continua ativo, mas não interfere nos resultados de precisão de usuários civis, pois está relacionado somente ao código P e Y.

Segundo Monico [9] a técnica *dither* é a que provocava as maiores limitações aos usuários GPS e isto pode ser verificado na Figuras 2.6 e 2.7, onde se observam as discrepâncias entre as coordenadas cartesianas X, Y, Z calculadas a partir das efemérides

transmitidas do PRN10, para o dia anterior à desativação da SA, e as discrepâncias do relógio em relação as efemérides transmitidas e as precisas.

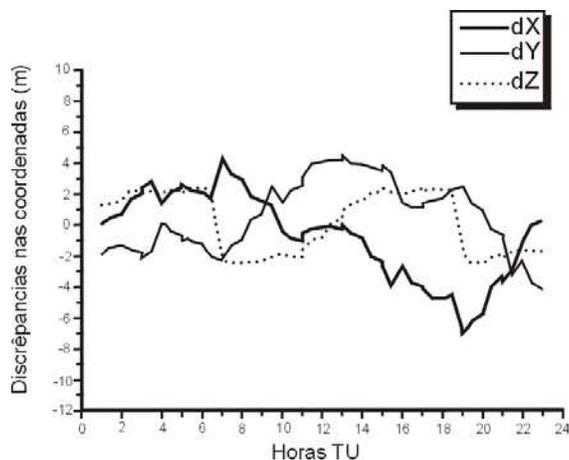


Figura 2.6 – Discrepâncias entre efemérides transmitidas para coordenadas X,Y,Z
PRN 10 - dia 122/ 2000 [9]

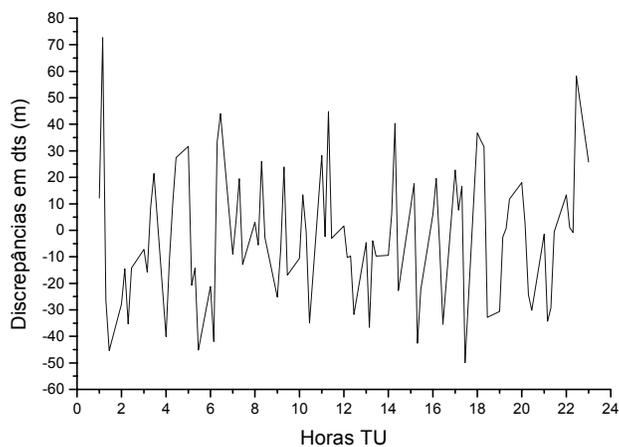


Figura 2.7 - Discrepâncias entre efemérides transmitidas para o relógio
PRN 10 - dia 122/2000 [9]

Após a descontinuação da SA verificou-se uma redução significativa dos erros relacionados ao relógio do satélite, confirmando que o efeito da SA era implementado mediante a técnica *dither*. Este resultado pode ser observado na Figura 2.8.

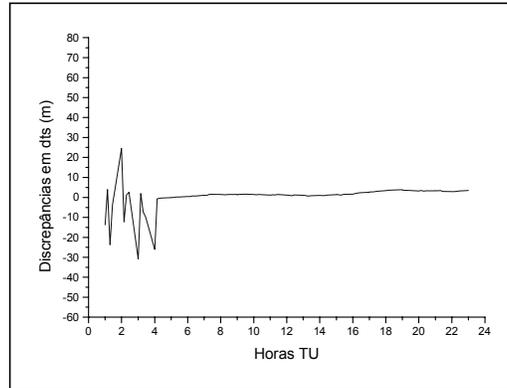


Figura 2.8 - Discrepâncias entre efemérides transmitidas para o relógio PRN 10 dia 123/2000) [9]

2.2.5 - Perturbações do Sinal GPS

No sistema de posicionamento global a qualidade do posicionamento estimado pelo usuário depende basicamente de dois fatores. O primeiro deles está relacionado ao número de satélites em visada pelo receptor, e o segundo, à sua distribuição espacial relativa ao usuário, designada como geometria dos satélites e diluição de precisão.

A geometria dos satélites varia com o movimento no espaço. De maneira simplista, a geometria é boa quando os satélites estão de todos os lados do usuário e oferecem uma boa cobertura em azimute e elevação. Quando parte da visibilidade dos satélites está bloqueada, o usuário ainda estará apto a efetuar uma estimativa de posição se quatro ou mais satélites estiverem em visada, mas poderá existir menor precisão em razão da geometria pobre.

O segundo fator determinante da qualidade da estimativa é a qualidade das medições do GPS. Existem várias fontes de erros aleatórios e sistemáticos que perturbam a medida. Por exemplo, os atrasos de propagação não modelados na ionosfera e na troposfera, a multipropagação e o ruído do receptor.

As frequências L1 (1,57542 GHz) e L2 (1,2276 GHz) do sinal GPS são suficientemente elevadas para evitar atrasos ionosféricos, porém sofrem perdas atribuídas à atenuação pela chuva. Assim, a atmosfera causa um efeito pequeno mas não negligenciável. Como o sinal do satélite GPS chega ao usuário através da atmosfera, ele encontra vários

efeitos de propagação. Na troposfera, por exemplo, os desvios têm sua amplitude dependente do ângulo de elevação do sinal. Esses efeitos variam de acordo com o ambiente atmosférico do usuário.

Os erros relacionados aos efeitos da propagação do sinal GPS na ionosfera e na troposfera são devidos às variações das velocidades de propagação das ondas eletromagnéticas e aos desvios da direção de propagação. Isso ocorre por causa da refração, que altera o tempo de propagação da portadora, introduzindo erros na pseudo-distância. Esses erros podem ser minimizados com a medição da diferença do atraso das duas portadoras, L1 e L2, transmitidas pelo satélite GPS [4].

Já os erros de multipercursos são causados pelas reflexões do sinal eletromagnético, originando múltiplas trajetórias entre o satélite e o receptor e alterando as características do sinal que permitem a medição da pseudo-distância.

No receptor, os erros podem ser causados pela sensibilidade de detecção do sinal eletromagnético, pelo processamento dos dados recebidos, e também pela resposta dinâmica do sistema de recepção do sinal eletromagnético, pois a velocidade relativa entre o satélite e o receptor modula em frequência as portadoras por efeito *Doppler*, introduzindo nas medidas erros dificilmente elimináveis [4], [7].

Os erros de efemérides aparecem quando a mensagem GPS não transmite a localização correta do satélite e estão fortemente correlacionados com o relógio do satélite. São verificados mesmo quando se usa o código P ou C/A, e podem ser agravados pelos erros de SA. Entretanto, tendem a aumentar gradativamente no decorrer do tempo. Segundo as experiências de Bowen [4] em 1984, sabe-se que, em predições de 24 horas, a faixa de erro rms atribuída às efemérides é de 2,1 m.

Os erros do relógio do satélite prejudicam tantos os usuários dos códigos P quanto os do C/A. Este efeito é independente da direção do satélite e é importante quando se usa a técnica diferencial de correção.

2.3 – O GPS Diferencial

Conforme foi dito até o momento, a qualidade da estimação de posição do GPS depende da geometria dos satélites em visada e das fontes de erro inerentes à medida. A literatura [4] relata que os erros associados com as medidas do GPS são similares para usuários com localizações fisicamente próximas, e que variam lentamente no tempo, isto é, os erros são correlacionados no tempo e no espaço.

Desta forma, se dois receptores GPS operam relativamente próximos, muitos dos erros inerentes à posição são comuns. Como exemplo, podem-se citar o erro de tempo do relógio do satélite e uma fração significativa dos erros de efemérides, os ionosféricos e outros erros. Todos eles podem ser suprimidos quando se utiliza a chamada "solução diferencial de posição".

Quando há um receptor numa posição fixa, conhecida, este pode transmitir informação de correção do pseudo-distância para outros receptores na área e assim podem aumentar a precisão relativa de seus posicionamentos [2].

A Figura 2.9 mostra uma versão simplificada de um sistema GPS diferencial (DGPS). A estação de referência do DGPS transmite a correção de informação do *pseudorange* (250 bps) de cada satélite visível numa portadora de RF separada.

Normalmente, o GPS diferencial é limitado a separações de aproximadamente 100 Km entre a estação de referência e o usuário. Quando a necessidade obriga a ter distâncias maiores, utiliza-se o conceito de GPS diferencial para grandes áreas (WADGPS) [2].

Sistemas GPS que utilizam esta técnica empregam um conjunto maior de estações espalhadas na região geográfica e uma estação central de controle, semelhante à que se usa no segmento de controle do GPS, logicamente muito mais simplificada.

As correções no modo diferencial podem ser feitas em tempo real ou utilizando técnicas de pós-processamento. As correções de tempo real podem ser transmitidas por um enlace de rádio num formato padrão especificado pela *Radio Technical Commission Marine* (RTCM) [4].

As correções podem também ser gravadas e processadas posteriormente. Muitas agências públicas e privadas gravam as correções do DGPS para a distribuição por meios

eletrônicos. Os DGPS privados usam transmissão de subportadoras em FM, enlaces de satélite, ou *radio-beacons* privados para aplicações em tempo real.

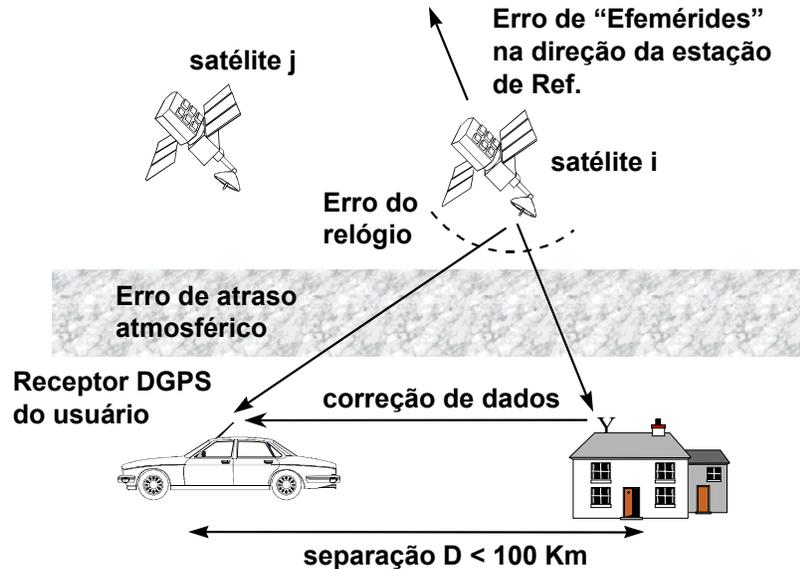


Figura 2.9 - GPS Diferencial

Quando a *selective availability*, SA, ainda estava ativa, para que outros erros de atraso fossem removidos, as correções diferenciais calculadas na estação de referência e enviadas à estação remota para a atualização dos dados deveriam ocorrer num tempo menor do que o da correlação da SA. A literatura preconizava que a atualização fosse efetuada com um tempo menor que 20 s. O desligamento da SA trouxe melhoria na estimativa de posição, o que poderá trazer uma alteração no tempo necessário para atualização de dados no modo diferencial.

Os DGPS removem os erros comuns aos receptores de referência e remotos, mas não os erros causados por multipercurso ou por ruídos do receptor. Eles são mais comuns quando os receptores estão mais próximos, isto é, a menos de 100 Km. Neste sistema, são possíveis precisões da ordem de 1m à 10 m com sinais no código C/A.

2.4 - Aplicações do GPS

Os sistemas de posicionamento global por satélites podem ser utilizados, por exemplo, na navegação aérea, em veículos terrestres (como caminhões, trens, automóveis e ônibus), na navegação marítima, na determinação de órbitas e na determinação de atitude (utilizando múltiplas antenas) [2], [4], [10].

A aplicação de receptores GPS em aeronaves permite a navegação em três dimensões em tempo real. Estes receptores devem receber o sinal GPS de no mínimo 4 satélites para resolver quatro pontos (X,Y,Z,T), visto que geralmente o relógio do receptor da aeronave é impreciso. É necessário um outro satélite visando a transferência dos satélites, porque periodicamente novos satélites entram na visada. Estes receptores também permitem estimar a velocidade em três dimensões efetuando a medida do *Doppler* sobre a portadora.

A navegação móvel terrestre requer posicionamento em duas ou três dimensões. Geralmente, a altitude varia mas sua variação é muito mais vagarosa quando comparada ao movimento horizontal e em contraste com uma aeronave. Os veículos terrestres podem operar com dois ou três satélites por causa da lenta variação do componente vertical. Estão sujeitos a interferências de prédios e montanhas.

Na navegação marítima, três satélites são adequados para resolver o posicionamento, mas, se um terceiro for utilizado periodicamente para o relógio do receptor do barco, dois satélites podem ser suficientes.

Em veículos espaciais, a posição de um satélite em órbita pode ser determinada colocando o receptor GPS a bordo. Se o satélite do usuário estiver abaixo da altitude do GPS, ele poderá receber o sinal GPS de satélites de visada direta e dos laterais, que não estão à sombra da Terra. Quando o usuário está acima da altitude do GPS, por exemplo, numa órbita geoestacionária, o seu satélite pode receber os sinais GPS que passam a cada lado da sombra terrestre.

2.5 – Modernização do GPS

Desde que o GPS foi projetado, ocorreram muitas mudanças mundiais, inclusive nas políticas americanas para o uso em aplicações civis e militares. A interrupção do SA marca a mudança mais importante ocorrida nos últimos tempos, pois leva à melhoria da estimação de posição e de tempo para os usuários civis.

Mesmo assim, com o crescimento da dependência ao sistema GPS, outras preocupações devem ser levadas em conta, tais como as interferências, intencionais ou não, e as perdas de sinal.

Sabe-se que os sinais são extremamente fracos. As interferências de RF (RFI) constituem um ponto falho para os usuários civis e um obstáculo para o uso do GPS em aplicações de salvamento e resgate de vidas humanas. Muitas pressões têm sido feitas também no sentido de ampliar a exploração comercial do espectro eletromagnético para comunicações móveis por satélites, dividindo parte da frequência alocada em L1. A experiência com as aplicações de cunho civil também tem levado a modificações dos sinais militares. O desafio é acomodar a expansão do uso civil e suas demandas por melhor precisão e robustez com a missão militar do GPS.

Entre os planos anunciados pelo governo americano, além da já ocorrida interrupção da SA, estão previstos dois novos sinais para usuários civis em acréscimo aos já disponibilizados hoje. O primeiro será realizado pela modulação do código C/A sobre a portadora L2 já existente, cuja implementação está prevista para ser iniciada em 2003 e estar completa em 2006. O segundo será baseado sobre uma nova portadora, denominada L5, e sua implementação está prevista para ter início em 2005 e estar concluída em 2010. Essa nova portadora, com frequência de 1176,45 MHz ($115 \times f_0$), será modulada por um código civil de 10 MHz [9]. Este novo sinal, segundo McDonalds [9], [11], terá duas componentes em quadratura de fase, um canal para os dados de navegação e outro para a portadora, concepção essa que proporciona um rastreamento mais acurado da portadora e medidas de fase mais precisas. A potência do sinal L5 será cerca de 6 dB maior que a atual em L1, terá largura de faixa de 20MHz e maior taxa de *chip*, fatos que favorecem a resistência à interferências.

A diversidade de frequência pode melhorar os resultados quando os receptores sofrem interferências acidentais, e pode ser a chave para melhorar a robustez do sistema. Uma melhoria nos dados das efemérides do GPS, aliada ao aumento das frequências disponíveis, pode levar o sistema à precisão submétrica em tempo real com pequena infraestrutura terrestre.

A atualização do segmento de controle também vem sendo anunciada como essencial para a melhoria de todo o sistema, aumentando a capacidade de monitoração de todos os sinais da constelação, fazendo o controle da rede de satélites mais robusto, melhorando a acurácia dos serviços civil e militar e adicionando novas funções que são necessárias ao controle dos satélites modernos.

2.6 – Outros Sistemas de Posicionamento

2.6.1 – O GLONASS

Este sistema é o equivalente russo ao GPS. O segmento espacial do GLONASS também compreende 24 satélites em órbitas de altitude de aproximadamente 19.000 Km, e tem como proposta um serviço similar ao do GPS; no momento, sabe-se, prejudicado pelos atuais problemas econômicos da Federação Russa. Dados de setembro de 2000 [13] salientam que, entre os problemas importantes para o bom funcionamento do sistema, está a não atualização da constelação, onde, dos 24 satélites, apenas 10 estão operacionais. Conforme Polishuk [12], somente 7 deles estão transmitindo. A tendência é de que a precisão e o acesso se tornem cada vez mais pobres; é provável ainda que os problemas aumentem com a idade dos satélites.

O sistema GLONASS foi configurado com os satélites divididos em três planos orbitais separados por 120°. Os sinais são transmitidos na banda L, com portadoras nas frequências de 1.250MHz (L2) e 1.600MHz (L1), sendo que o código de espectro espalhado de alta precisão é modulado em ambas as portadoras e o código civil de baixa precisão só é disponível em L1.

A descontinuidade do SA no GPS anula a principal vantagem do uso do GLONASS e dificulta o aumento dos incentivos técnicos para o seu crescimento e os investimentos em

hardware e tecnologia. O GLONASS é hoje um sistema de uso internacional limitado e não alcança o objetivo de um sistema de navegação global por satélites. A Sequoia Research Corporation (SCR) tem monitorado as operações e o comportamento do GLONASS dando suporte à Administração de Aviação Federal Americana desde 1992.

O governo da Federação Russa aprovou, em agosto de 2001, um programa chamado *Global Navigation System* com vistas ao desenvolvimento e ao uso do GLONASS, aplicando a tecnologia *SatNav* para o desenvolvimento da economia e da segurança de estado, oferecendo serviços para usuários russos e internacionais. Esse programa tem orçamento na ordem de 23,6 Brn e um período de duração de 2002 a 2011.

O programa prevê a modernização dos futuros satélites, do segmento de controle e a busca de cooperação internacional. Em um de seus subprogramas, estão previstos como objetivos: o desenvolvimento, a preparação da indústria e a manufatura de equipamentos de aplicação civil, o uso do sistema na área de transportes, tanto para pesquisa quanto para o desenvolvimento e trabalhos na área geodésica. O objetivo maior é estabelecer uma infraestrutura eficaz para o uso efetivo do sistema e, por fim, incentivar a pesquisa e o desenvolvimento para a criação de meios técnicos para usuários especiais na Federação Russa [12].

2.6.2 – O GALILEO

O sistema GALILEO é a contribuição europeia para a futura geração de sistemas de navegação por satélites. Será capaz de transmitir sinais de posicionamento e de tempo através de um controle civil internacional, a fim de aumentar a demanda de usuários, e terá uma abrangência ilimitada de atividades.

Desde 1994, a União Europeia vem estabelecendo uma estratégia para habilitar a Europa a entrar na próxima geração de sistemas de navegação por satélites. A fase de definição do programa, iniciada em dezembro de 1999, teve por objetivo o projeto e o desenvolvimento das características do sistema, e foi concluída no final do ano 2000 [13].

Existem previsões de que o primeiro satélite da constelação seja lançado no final de 2003, com um período de dois anos para a validação destes satélites. O calendário poderá

ser modificado na dependência de conjunturas políticas, de impacto do marketing, da capacidade industrial e das janelas de lançamento de satélites.

O custo total do projeto é estimado em 3 bilhões de euros, e este investimento virá de fundos públicos da Comissão Européia, da Agência Espacial Européia (ESA), e possivelmente de membros e de fundos privados de uma variedade de investidores. Até o momento, para a fase de definição, já foram investidos no programa 80 milhões de dolares, metade dos quais veio da Comissão Européia e, a outra metade, da Agência Espacial Européia. O sistema GALILEO pretende abranger as necessidades da maioria dos seus usuários e entrar em operação comercial por volta do ano 2008.

Como no caso do GPS, a arquitetura do GALILEO é planejada para dar cobertura planetária e realizar serviços continuamente em qualquer ponto do mundo. O sistema será construído com três segmentos: o espacial, terrestre e o do usuário.

A estrutura do segmento espacial é baseada numa constelação de 30 pequenos satélites de órbita média, com altitude de aproximadamente 20.000 Km, solução adotada também pelo GPS e pelo GLONASS, pois oferece um risco técnico mínimo. Essa arquitetura espacial será combinada com uma infra-estrutura terrestre apropriada que possibilitará o serviço de navegação e posicionamento, determinando também as órbitas, a sincronização e o gerenciamento do sistema de operação como um todo [14].

O sistema GALILEO proporcionará gratuitamente aos usuários a precisão de 6m e acesso da ordem de 99%. Tal nível de desempenho é suficiente para possibilitar o uso em aviação civil, sem a necessidade de nenhum sistema adicional de aproximação, do tipo CAT-1, para localizar cargas em seu local de armazenagem, fazer navegação em vales de gelo e montanhas e para apoiar serviços de resgate com utilização de Radar de Abertura Sintética (SAR), entre outros.

O sistema propõe dois diferentes níveis de controle de acesso: o CAS-1, que trataria das aplicações de uso comercial e profissional, e o CAS-2, voltado para aplicações críticas de segurança e governamentais, nas quais não se podem tolerar interrupção ou perturbações. Tanto num caso como no outro, o usuário encontrará precisão horizontal melhor que 1m (95%), com excelente nível de integridade [14].

O programa GALILEO dará aos EUA e à Europa a oportunidade de uma definição conjunta do sistema GNSS-2 para as duas próximas décadas, obtendo melhores níveis de

serviços para os usuários e reduzindo a pressão sobre os orçamentos públicos. A experiência da Federação Russa com o GLONASS também a torna candidata a trabalhar com a Europa. Essa cooperação poderá alavancar o crescimento do número de parceiros industriais com experiência, proporcionando a redução de riscos e de custos, pois a estrutura modular e flexível do projeto otimiza os segmentos espacial e terrestre.

Segundo Salabert [14], o avanço técnico gerado pelo advento do GALILEO trará um substancial benefício econômico, social e estratégico para a Europa e para o resto do mundo.

2.7 – Conclusões

Neste capítulo foi realizada uma revisão dos fundamentos e aplicações emergentes de sistemas de posicionamento por satélite. Ressaltaram-se os pontos básicos da arquitetura do sistema de posicionamento global (GPS), no que tange ao segmento espacial e de controle. Foram descritas também as propriedades, os problemas de precisão e acesso, e as perturbações do sinal GPS. Por fim, considerou-se a modernização do atual sistema e os aspectos e possibilidades do sistema russo, GLONASS e o novo sistema europeu, GALILEO.

CAPÍTULO 3

O CANAL GPS E SEUS EFEITOS NO SINAL

3.1 – Introdução

A perturbação do sinal GPS devida aos efeitos de múltiplos percursos, sombreamento, *Doppler*, ionosfera e troposfera também influem na precisão com que a posição da antena do receptor GPS é determinada. Antes de ser emitida pelo satélite, a informação (dado de navegação) é submetida a um espalhamento espectral. A técnica de espalhamento espectral propicia uma forma de múltiplo acesso codificado (CDMA) que é importante para o GPS, pois o usuário pode receber simultaneamente sinais de vários satélites, e todos estes sinais ocupam a mesma frequência do canal. Ao atravessar a atmosfera, o sinal GPS também sofre efeitos de propagação, cuja intensidade vai depender do ângulo de elevação do satélite e das condições atmosféricas da localização do usuário.

A comunicação móvel pode, por sua vez, ser definida como aquela em que pode existir movimento relativo entre as partes. São exemplos desse caso, a comunicação entre aeronaves, entre aeronaves e um centro de controle, entre veículos, a telefonia celular e também os sistemas de posicionamento global (GPS). Os canais associados a sistemas de comunicação móvel podem ser classificados em dois tipos: canal via satélite e canal terrestre.

O canal via satélite é um canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). O canal de comunicação terrestre tem como características principais a propagação por multipercursos e o efeito *Doppler*. O sinal recebido pelo terminal móvel é formado pela soma vetorial dos vários sinais oriundos dos diferentes caminhos entre o transmissor e o receptor. Esses multipercursos são formados pela reflexão e/ou difração e/ou espalhamento do sinal transmitido em superfícies próximas do receptor, tais como árvores, prédios, água, etc. Sabe-se que a soma vetorial desses vários sinais pode resultar numa interferência construtiva ou destrutiva, fazendo com que o sinal varie rapidamente e gerando um fenômeno conhecido como desvanecimento por multipercursos.

O efeito *Doppler* é a distinção de uma frequência diferente daquela que está sendo transmitida por uma determinada fonte. Este efeito ocorre devido ao movimento relativo entre a fonte e o receptor. Na realidade, como o sinal é recebido de várias direções, e como as características das estruturas variam conforme a posição do terminal móvel, cada sinal dos múltiplos percursos sofrerá diferentes desvios *Doppler* e, como resultado, tem-se então um espectro *Doppler*. Este espectro é formado a partir da variação aleatória da frequência percebida em cada multipercurso, conforme a variação das estruturas ao redor do receptor, dando origem a um ruído que é o responsável pela existência de um patamar mínimo para a probabilidade de erro de bit em vários sistemas de comunicação móvel digital, patamar este que não é reduzido, mesmo com o aumento da potência de transmissão [15].

Devido à grande variabilidade das estruturas normalmente encontradas em canais de rádio móvel terrestres, a potência recebida é variável. Quando grandes obstáculos, como edifícios, morros ou similares, se situam entre transmissor e receptor, aparece também o efeito denominado de sombreamento, que pode provocar perdas consideráveis na potência recebida e interromper momentaneamente a comunicação.

Neste capítulo serão discutidos os aspectos de geração e propagação do sinal GPS. Particularmente serão tratadas a técnica de espalhamento espectral do sinal e, em seguida, os principais tipos de perturbação e distorção aos quais o sinal está sujeito entre o satélite e o receptor.

3.2 – O Espalhamento Espectral e a Geração do Código PRN no Sinal GPS

Um sinal espalhado espectralmente ocupa uma largura de faixa muitas vezes superior à necessária, independentemente da largura de faixa do sinal original. Existem duas maneiras de gerar um sinal espalhado espectralmente: o espalhamento por seqüência direta e o espalhamento por saltos em frequência.

No GPS, é utilizado o espalhamento por seqüência direta, conhecido como DS-SS, que é uma técnica em que a seqüência de símbolos de informação bipolar $\{\pm 1\}$ é multiplicada por uma seqüência pseudo aleatória, PN, também bipolar, ou, de maneira equivalente, uma seqüência de símbolos de informação unipolar $\{0,1\}$ é somada (módulo 2) a uma seqüência PN também unipolar. O resultado de uma das operações anteriores modula

uma portadora senoidal, normalmente em fase (PSK) [16]. Como a seqüência PN possui taxa muitas vezes maior que a taxa de bits originais, o espectro resultante possui uma largura de faixa elevada. A Figura 3.1 mostra uma possível implementação do processo.

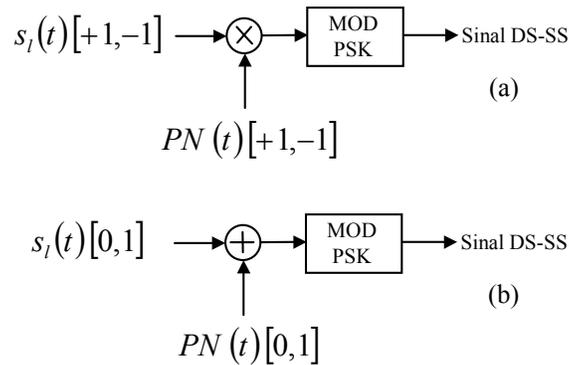


Figura 3.1 – Processo de geração de um sinal DS-SS (a) por multiplicação e (b) por soma módulo 2

Para a implementação da técnica de divisão de código por múltiplo acesso (CDMA) utiliza-se a geração do código PRN como mostra o diagrama de blocos da Figura 3.2. Cada código PRN sintetizado é derivado de dois outros geradores de código. Em cada um deles, a saída do gerador do segundo código é atrasada em relação ao primeiro antes de suas saídas serem combinadas por um circuito "ou exclusivo".

No caso do código C/A, o atraso é único para cada satélite visível conforme mostra a Tabela 3.1, que também descreve as combinações para todos os números PRN previamente definidos. Os primeiros 32 números PRN são reservados para o segmento espacial, os 5 últimos, do PRN 33 ao 37, são reservados para outros usos, tais como transmissores de terra, sendo que o 34 e o 37 são idênticos.

Satélite Visível Número PRN	Seleção do “TAP”	Atraso Código C/A (Chips)	C/A Chips (OCTAL) 10 Primeiros
1	2 ⊕ 6	5	1440
2	3 ⊕ 7	6	1620
3	4 ⊕ 8	7	1710
4	5 ⊕ 9	8	1744
5	1 ⊕ 9	17	1133
6	2 ⊕ 10	18	1455
7	1 ⊕ 8	139	1131
8	2 ⊕ 9	140	1454
9	3 ⊕ 10	141	1626
10	2 ⊕ 3	251	1504
11	3 ⊕ 4	252	1642
12	5 ⊕ 6	254	1750
13	6 ⊕ 7	255	1764
14	7 ⊕ 8	256	1772
15	8 ⊕ 9	257	1775
16	9 ⊕ 10	258	1776
17	1 ⊕ 4	469	1156
18	2 ⊕ 5	470	1467
19	3 ⊕ 6	471	1633
20	4 ⊕ 7	472	1715
21	5 ⊕ 8	473	1746
22	6 ⊕ 9	474	1763
23	1 ⊕ 3	509	1063
24	4 ⊕ 6	512	1706
25	5 ⊕ 7	513	1743
26	6 ⊕ 8	514	1761
27	7 ⊕ 9	515	1770
28	8 ⊕ 10	516	1774
29	1 ⊕ 6	859	1127
30	2 ⊕ 7	860	1453
31	3 ⊕ 8	861	1625
32	4 ⊕ 9	862	1712
33	5 ⊕ 10	863	1745
34	4 ⊕ 10	950	1713
35	1 ⊕ 7	947	1134
36	2 ⊕ 8	948	1456
37	4 ⊕ 10	950	1713

Tabela 3.1 – Designação do Código - Fase e Seqüências de Códigos C/A Iniciais

O código C/A do GPS é um código Gold [4] com uma seqüência de comprimento de 1023 bits (chips). Cada taxa de chip para o código C/A é de 1,023 MHz, então o período de repetição da seqüência pseudoaleatória é de 1ms.

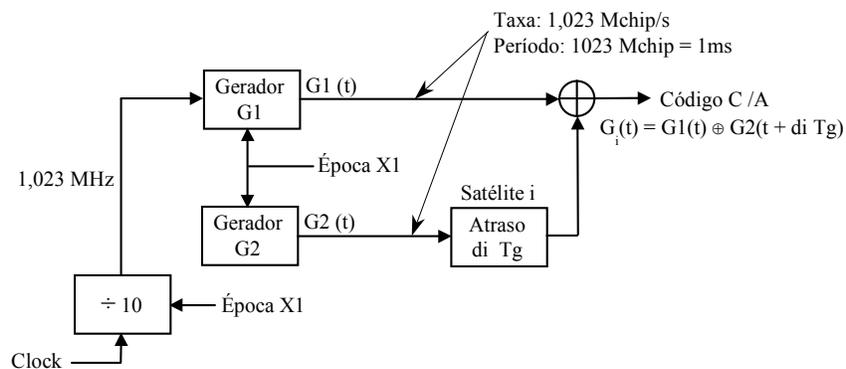


Figura 3.2 – Gerador de Código C/A GPS[4]

A arquitetura do gerador de código está apresentada na Figura 3.3, e o polinômio que descreve esta arquitetura é $G1 = 1 + X^3 + X^{10}$ com estado inicial 1. O código C/A, único para cada satélite visível, é o resultado de um "ou-exclusivo" de uma versão atrasada da seqüência de saída G2 e da seqüência de saída direta de G1.

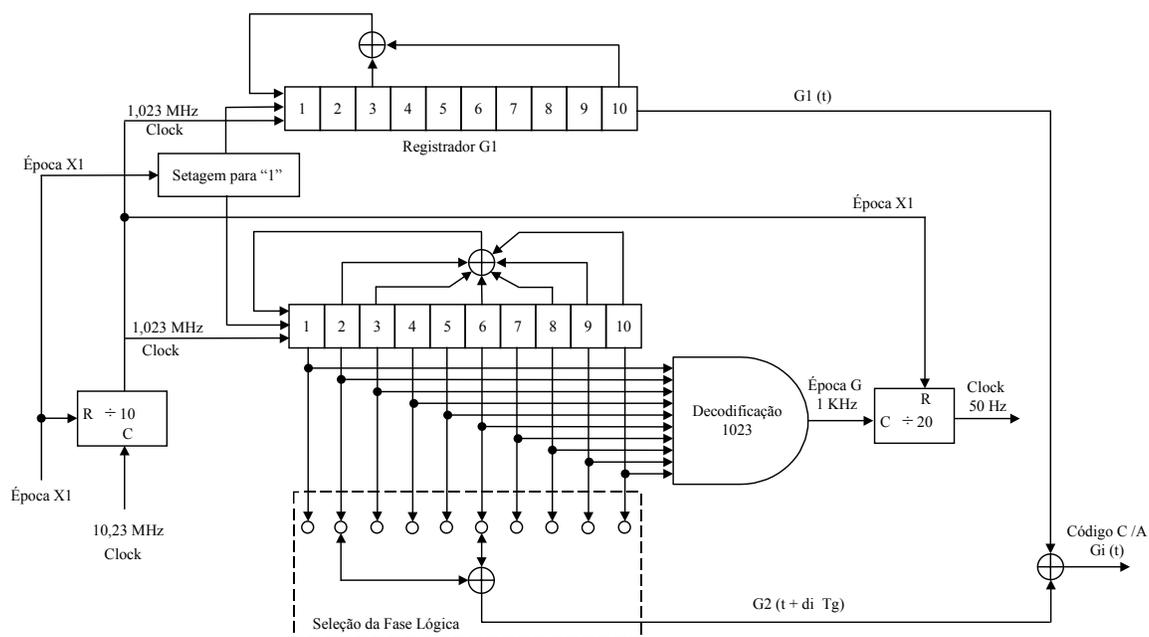


Figura 3.3 – Arquitetura do Gerador do Código C/A [4]

3.3 – Os Efeitos Troposféricos no Sinal GPS

Os efeitos específicos da troposfera no sinal GPS terá uma componente atuante na medida de posição de um receptor GPS. A troposfera é definida como a camada que vai da superfície da terra até uma altitude média de 50 km, e os principais efeitos devidos a ela são atenuação, cintilação e atraso.

Uma vez que a atmosfera é constituída de gases secos e vapor de água, a composição entre as camadas seca e úmida afeta o atraso de propagação do sinal de forma diferente. O vapor de água fica confinado na troposfera e, em geral, está presente abaixo da altitude de 12 km acima do nível do mar, sendo que a maior parte fica concentrada abaixo de 4 km.

A atmosfera seca é relativamente uniforme em sua composição e, nas frequências do GPS, isto é, entre 1 e 2 GHz, o oxigênio é a fonte dominante de atenuação. Esta atenuação é da ordem de 0,035 dB para o satélite no zênite, podendo ser 10 vezes maior para pequenos ângulos de elevação. Os efeitos do vapor de água, da chuva e da atenuação, do nitrogênio na frequência do GPS são desprezíveis.

A cintilação troposférica é causada por irregularidades e turbulências na atmosfera refrativa. Segundo a literatura, ocorre a uma altitude pequena e seu efeito varia com o tempo e depende da frequência, do ângulo de elevação e das condições atmosféricas. De maneira geral, nas frequências do GPS, estes efeitos são pequenos.

O atraso troposférico no sinal GPS é causado pela refração atmosférica e depende do percurso do raio e do índice de refração dos gases ao longo do percurso. Para uma atmosfera simétrica em azimute sobre a antena, o atraso depende somente do perfil vertical da atmosfera e do ângulo de elevação do satélite [6], [17].

O atraso troposférico no sinal GPS ocorre tanto na atmosfera seca como na úmida. Na atmosfera seca, o atraso é causado principalmente pelo nitrogênio e pelo oxigênio. Por exemplo, um atraso no zênite na atmosfera seca corresponde a aproximadamente 2,3 m (7,66ns), variando com a temperatura e com a pressão atmosférica local de maneira predizível. O efeito devido à atmosfera seca varia menos de 1% em algumas horas; por outro lado o atraso devido à atmosfera úmida ou ao vapor da água geralmente é menor,

cerca de um décimo do atraso na atmosfera seca, sofrendo variações da ordem de 10% a 20% em algumas horas.

A refração atmosférica, causada pela atmosfera seca e pela úmida, produz atraso no sinal. O índice de refração, n , varia com a altitude, h , é dado pela Equação (3.1) sendo que N é a refratividade. Este índice é ligeiramente maior que 1 e causa um excesso no atraso de grupo na forma de onda do sinal.

$$n(h) = 1 + N(h) \times 10^{-6} \quad (3.1)$$

Uma vez que a troposfera é não ionizada e não dispersiva em frequência, o atraso de grupo $\Delta\tau$ é geralmente constante para frequências abaixo de 15 GHz e igual a

$$\Delta\tau = \int_{path} N(h) dh \times 10^{-6} \quad (3.2)$$

onde $path$ é o percurso entre receptor e satélite.

Na literatura é comum a utilização de medidas de atraso em unidades de distância preferencialmente que em unidades de tempo, desta forma o atraso de grupo é da ordem de 2,4 m (8ns) para um satélite no zênite e pode exceder 20 m (66,6ns) quando o satélite está a uma elevação menor que 5°. Em casos de necessidade de grande precisão, o atraso pode ser modelado e removido, sendo que muitos modelos já foram desenvolvidos e a literatura mostra ainda várias pesquisas nessa área[4].

3.4 – Os Efeitos Ionosféricos no Sinal GPS

A ionosfera se estende em várias camadas, desde 50 km até 1000 km, acima da superfície da terra. É uma região de gases ionizados que sofrem variações com as condições solares, com a atividade magnética, com o ciclo de manchas solares, com a estação do ano, com grandes flutuações durante o dia e com variações a cada dia. Encontram-se, na literatura, relatos de que em zonas temperadas a ionosfera é bem comportada e estável. Já em zonas equatoriais ou perto dos polos magnéticos, sofre flutuações consideráveis [5].

Devido aos elétrons livres na ionosfera, o sinal GPS não atravessa essa região na velocidade da luz no vácuo. O parâmetro da ionosfera que produz a maior parte dos efeitos no sinal GPS é o TEC (*Total Electron Content*). Uma unidade TEC é igual a 1×10^{16} elétrons/m². Os valores de TEC na ionosfera estão entre 10^{16} e 10^{19} elétrons/m². As

variações na ionosfera alteram a velocidade de propagação, e o efeito cumulativo depende do ângulo de penetração do sinal através da ionosfera.

Esta região de gases ionizados causa dois efeitos principais. O primeiro deles é a combinação do atraso de grupo e o avanço de fase da portadora, que varia com o percurso que o sinal faz ao atravessar a ionosfera. O segundo efeito é a própria cintilação ionosférica que para algumas latitudes causa flutuações rápidas na amplitude e na fase do sinal recebido.

A base para definir estes efeitos é o índice de refração ionosférico. Numa primeira aproximação matemática, com uma precisão melhor que 1%, este índice é definido como

$$n \approx 1 - \frac{X}{2} \quad (3.3)$$

onde

$$X = \frac{N e^2}{\epsilon_0 m \omega^2} = \frac{f_n^2}{f^2} \quad (3.4)$$

sendo

$e = -1,602 \times 10^{-19}$ C (carga do elétron);

$\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12}$ F/m (permissividade no espaço livre)

$m = 9,107 \times 10^{-31}$ Kg (massa do elétron em repouso)

$\omega = 2\pi f$

f_n = frequência do plasma (<20MHz)

f = frequência de operação do sistema em Hz

Os principais efeitos da ionosfera podem ser modelados a partir do índice de refração, desta forma determina-se o atraso de grupo para uma só frequência como no caso dos receptores civis mais simples, como:

$$\Delta t = \frac{\Delta r}{c} \quad (3.5)$$

onde

$$\Delta r = \int_{path} (1-n) dl \quad (3.6)$$

sendo c a velocidade da luz no vácuo, dl o elemento diferencial de comprimento, que é medido ao longo de uma linha reta imaginária que liga o receptor e o satélite e n o índice de refração de primeira ordem na banda L: $n \approx 1 - X/2$,

onde

$$X = \frac{40,3}{f^2} \int_{path} Ne dl \quad (3.7)$$

e o atraso de grupo ionosférico é dado por

$$\Delta t = \frac{40,3}{c f^2} \int_{path} Ne dl \quad \text{segundos.} \quad (3.8)$$

A quantidade $\int Ne dl$ é o TEC em elétrons/m² e é integrado ao longo do percurso (*path*) entre o receptor e o satélite, sendo Ne a densidade volumétrica de elétrons na atmosfera, medida em elétrons/m³. As variações temporal e espacial do TEC são responsáveis pelas variações do atraso para o usuário GPS.

Já o avanço de fase da portadora para uma só frequência, quando comparado à fase da portadora na ausência dos efeitos ionosféricos, pode ser expresso como:

$$\Delta \phi = \frac{1}{\lambda} \int (1 + n) dl \quad \text{ciclos} \quad (3.9)$$

ou

$$\Delta \phi = \frac{40,3}{c f} \int_{path} Ne dl = \frac{1,34 \times 10^{-7}}{f} \int_{path} Ne dl, \quad \text{ciclos} \quad (3.10)$$

A relação entre o avanço de fase da portadora e o atraso de grupo é dada pela Equação (3.11).

$$\Delta \phi = -f \Delta t \quad (3.11)$$

Quando observamos todo o ciclo de avanço de fase da portadora, temos $1/f$ segundos do tempo de atraso. No caso do GPS utilizando apenas a frequência L1, um ciclo de avanço de fase da portadora é equivalente a 0,635 ns do atraso de grupo. O sinal de menos indica que o avanço de fase da portadora e o atraso de grupo se movem em direções opostas.

Um dos modelos utilizados para a correção do atraso ionosférico é o de Klobouchar, que remove em torno de 50% do atraso ionosférico em médias latitudes [18].

Segundo Spilker [2], ocorre um atraso três vezes maior quando os satélites se encontram em ângulos de elevação mais baixos que quando no zênite. Para um sinal chegando com incidência vertical, a faixa de atraso está em torno de 10 ns (3 m) à noite e de no máximo 50 ns (15m) durante o dia. Para sinais vindos de satélites com baixo ângulo de elevação, isto é, entre 0° e 10° , o atraso pode variar de 30 ns (9 m) até 150 ns (45 m) durante o dia [4].

3.5 – Os Efeitos de Multipercurso e Sombreamento no Sinal GPS

Antes de chegar ao usuário, os sinais transmitidos pelos satélites seguem múltiplos percursos devido aos efeitos de reflexão e difração. O receptor GPS recebe vários sinais provenientes das múltiplas trajetórias provocadas por reflexões em superfícies de natureza diferente, como prédios, oceanos, árvores, estruturas metálicas e outras. Estes sinais, de amplitude e fase diversas, compõem-se para dar origem a um sinal ora reforçado, ora atenuado, correspondendo ao desvanecimento a curto prazo [4].

Os efeitos de multipercurso não só distorcem o código PRN e os dados de navegação, que estão modulados na portadora, mas também distorcem a fase da portadora e podem causar perda completa dos sinais dos satélites em visada.

No receptor GPS, o sinal pode ser considerado como a soma de três tipos de vetores: dois que representam componentes coerentes, originárias do caminho direto e da reflexão na superfície da terra, e uma componente difusa, provocada por reflexão em superfícies diversas [19]. Relatos de experimentos revelam que a componente difusa chega de um ângulo de elevação acima de 0° , e que sua amplitude é descrita estatisticamente por uma distribuição de Rayleigh com uma fase uniformemente distribuída, sendo não seletiva em frequência.

O vetor resultante, soma da componente direta com a componente de desvanecimento de Rayleigh, resulta num sinal cuja envoltória é estatisticamente descrita pela distribuição de Rice. Considerando que v representa a envoltória do sinal, normalizada

em relação à raiz quadrada da potência total na entrada do receptor, a função densidade de probabilidade de v , para $v > 0$, é dada pela Equação (3.12),

$$p(v) = 2v \sqrt{\frac{1+K}{S}} \exp[-K - (1+K)v^2] I_0(2v \sqrt{K(1+K)}) \quad (3.12)$$

onde K representa a relação de potências entre as componentes direta e difusa, I_0 é a função de Bessel de ordem 1, e S é a potência da componente difusa, isto é, a amplitude do *fading* Rice [19]

A estatística da fase do fading Rice é descrita na Equação (3.13) como

$$p(\theta) = \frac{e^{-K}}{2\pi} + \frac{\sqrt{K} \cos \theta \exp(-K \sin^2 \theta)}{2\sqrt{\pi}} (2 - \operatorname{erfc}(\sqrt{K \cos \theta})) \quad (3.13)$$

onde $p(\theta)$ representa a função densidade de probabilidade de θ e

$$\operatorname{erfc}(X) = \left(\frac{2}{\sqrt{\pi}} \right) \int_X^{\infty} \exp(-t^2) dt \quad (3.14)$$

Na Equação (3.14) ignora-se o efeito *Doppler*, ou seja o deslocamento da frequência do sinal recebido devido à velocidade do receptor. Cabe observar que o desvio máximo é dado por v/λ , onde v é a velocidade do receptor e λ é o comprimento de onda [17].

Com respeito ao sombreamento, quando este se dá de maneira parcial, pode ser caracterizado como se muitos obstáculos pequenos, tais como certos tipos de vegetação, estivessem perturbando a componente direta. Neste caso, o receptor teria uma visada parcial e, como consequência, uma atenuação A que diminuiria a potência da componente direta e seu espalhamento, causando um *fading* profundo com perturbação da fase coerente.

O sombreamento parcial pode ser representado como

$$\vec{S}_{\text{sombreamento parcial direto}} = A \cdot \vec{S}_{\text{direto}} + \vec{S}_{\text{espalhado}} \quad (3.15)$$

Quando há presença de sombreamento total, não existe a componente direta, e todo sinal recebido pode ser associado com a componente difusa.

$$\vec{S}_{\text{sombreamento}} = \vec{S}_{\text{difuso}} \quad (3.16)$$

Há estudos realizados sobre técnicas de redução do sinal resultante de multipercurso e sua implementação. O multipercurso aparece geralmente junto dos sinais que chegam ao receptor vindos de satélites com baixos ângulos de elevação. Entre várias técnicas de alívio dos efeitos de multipercurso, o projeto da antena pode ser realizado de maneira que os ganhos sejam baixos para estes ângulos, dificultando a recepção destes sinais. A melhor

localização da antena, o tipo de antena, o tipo de plano de terra podem vir a colaborar para a tarefa de diminuição dos erros devidos ao multipercurso.

3.6 – O Efeito de *Doppler Shift* no Sinal GPS

O efeito de *Doppler shift* é causado pela diferença de velocidade relativa entre transmissor e receptor. A variação de frequência depende de vários parâmetros, tais como a distância entre o transmissor e o receptor, a velocidade da onda eletromagnética e sua velocidade relativa.

Para um receptor com velocidade constante v , movendo-se em determinada direção, e que tenha um ângulo θ com a linha de visada entre receptor e transmissor, a variação de frequência é:

$$f_d = \pm f_c \frac{v}{c} \cos \theta \quad (3.17)$$

onde f_c é a frequência da portadora em Hz e c a velocidade da luz no vácuo. Esta expressão não leva em conta os efeitos relativísticos e tem influência apenas em velocidades menores que a da luz.

Há que considerar também, no contexto GPS, que o *Doppler shift* depende de vários outros parâmetros, tais como a altitude do satélite, a velocidade de rotação da Terra e o ângulo de elevação de onde a estação é vista pelo satélite. A variação de frequência pode ser modelada por

$$\Delta f = \frac{1}{c} \frac{d D(t)}{d t} \quad (3.18)$$

onde Δf é a variação entre a frequência *Doppler* e a frequência f_c , c é a velocidade da luz no vácuo, e $D(t)$ é uma função no tempo para a distância entre o satélite e a estação na Terra [20].

3.7 – Os Efeitos de Perdas de Ciclos no Sinal GPS

Quando a recepção GPS é iniciada, a diferença entre a portadora recebida do satélite e a sua réplica gerada no receptor dá origem a uma parte fracionária da fase de batimento

da portadora, que inicializa um contador de ciclos inteiros. Durante o período de uso do receptor, este contador é incrementado de um ciclo sempre que a fase de batimento muda de 2π para 0. No início das medições do receptor GPS, o número de ciclos inteiros entre o satélite e o receptor é desconhecido e, numa determinada época, a fase observada é igual à soma da parte fracionária gerada anteriormente, com o número inteiro de ciclos contados desde o início da recepção. Este número de ciclos inteiros é chamado de ambigüidade, e, se a contagem não for interrompida no número inteiro, ele permanece constante. [9].

Na maioria das medições com o receptor GPS, pode ocorrer a obstrução de um ou mais sinais dos satélites em visada, o que ocasionará perda de sinal, acarretando também uma perda na contagem do número inteiro de ciclos medidos no receptor. Este evento, muito citado na literatura [2], [4], [6], é denominado *perda de ciclos (cycle slips)*.

As suas causas não se restringem ao bloqueio do sinal, que pode decorrer da presença de construções, árvores, pontes, etc., e também de variações bruscas na atmosfera, da interferência de RF, e de problemas com o *software* e com o *hardware* do receptor. Na maioria das vezes, esses erros podem ser corrigidos, e a literatura menciona diversas técnicas de correção desenvolvidas [5] [6], [9].

3.8 – Os Efeitos de Ruído Intencional de Relógio

O termo ruído de relógio engloba na realidade três tipos de efeitos sobre o sinal GPS: o ruído intencional, o efeito do atraso de fase entre receptor e transmissor e atrasos de fase dos relógios dos satélites. Os efeitos destes erros vão perturbar os resultados de posicionamento de um usuário de um receptor GPS.

O efeito do ruído intencional normalmente era inserido pelo departamento de defesa americano (DOD) com propósito explícito de degradar o desempenho da precisão da medida. Este efeito, denominado de SA e descrito no Capítulo 2, foi cancelado a partir de maio de 2000 por determinação do governo americano.

Desta forma, existe principalmente o efeito do atraso de fase existente entre o relógio local do receptor GPS e o relógio padrão do sistema e também todos os demais efeitos perturbadores da medida de precisão, envolvendo os atrasos de fase entre os diversos relógios locais dos vários satélites da constelação, por exemplo.

O ruído de relógio é assim chamado por ser considerado um ruído aditivo, que perturba precisão da medida. O seu efeito pode ser associado a um atraso de fase, ou a uma dificuldade do receptor GPS levar a cabo o processo de correlação entre os diversos sinais recebidos ao mesmo tempo, provenientes dos vários satélites em visada no momento da recepção.

De todos os efeitos discutidos até agora, o ruído de relógio é talvez o mais complicado. Isto porque, na prática, o modelo do ruído de relógio é determinado experimentalmente através de medidas físicas. Assim sendo, por simplicidade e pela própria falta de literatura associada a esse modelamento, em geral o ruído de relógio é considerado um processo estocástico genérico.

Apresentam-se, a seguir, quatro tipos de modelos de ruído de relógio, comumente referenciados pela literatura, que correspondem a modelos estatísticos clássicos de séries temporais [21],[22]. Os valores de parâmetros sugeridos correspondem a quantidades obtidas por experimentação prática, relatada na literatura.

3.8.1 - Modelo de Gauss-Markov

O modelo de Gauss-Markov [22] é representado na equação $x(t+2) + 2\beta\omega_0 x(t+1) + \omega_0^2 x(t) = w$, onde $x(t)$ é a série temporal representando o ruído de relógio, e t indexa o tempo discreto.

Os parâmetros desta equação estão relacionados como mostrado, onde:

β = fator de amortecimento [s/rad];

ω_0 = frequência angular de ressonância [rad/s];

w = constante do modelo [V].

Na implementação do modelo, w será assumido como 1V, através da geração de um ruído branco. Segundo Spilker [2] o parâmetro β varia entre 0,2 e 0,8 sendo sugerido o uso do valor de $\beta = 0.707164$ e $\omega_0 = 0.012000$ rad/s sendo que a variação de β corresponde à faixa de valores do parâmetro que melhor ajusta o modelo às medidas físicas realizadas por [2].

3.8.2 - Modelo do Filtro Digital

O modelo do filtro digital [23], conhecido como modelo paramétrico clássico é representado pela equação $H(z) = a_0 + a_1.z^{-1} + a_2.z^{-2} + \dots + a_F.z^{-F}$ onde F é a ordem do filtro, e segundo vários artigos consultados, F em geral é inferior a 10. Assume-se $F = 10$ pois, na literatura [2], [22], os modelos experimentais mais precisos de ruído de relógio são obtidos utilizando-se $F = 10$.

O ruído de relógio $x(t)$ é obtido pela filtragem de um ruído branco gaussiano pelo sistema $H(z)$.

Os Parâmetros a serem fornecidos pelo usuário são os onze coeficientes $a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7, a_8, a_9, a_{10}$ que correspondem a números reais, cujo formato é especificado como: xx.xxxxxxxxxxxxxx. Ou seja, quatorze casas decimais após a virgula.

Na literatura [2],[22] verifica-se a sugestão dos valores:

$a_0 = -1.36192741558063$
 $a_1 = -0.15866710938728$
 $a_2 = 0.13595421610672$
 $a_3 = 0.21501267664869$
 $a_4 = 0.30061078095966$
 $a_5 = -0.12390183286070$
 $a_6 = 0.10063573000351$
 $a_7 = 0.02694677520401$
 $a_8 = -0.12898590228866$
 $a_9 = 0.085083106570666$
 $a_{10} = -0.05600186282898$

Recomenda-se, na literatura clássica de séries temporais [23], que os coeficientes sejam normalizados de forma a assegurar potência unitária na saída do filtro digital. Consequentemente, as amplitudes destes coeficientes são quase sempre limitadas no intervalo $[-3,3]$.

3.8.3 - Modelo Determinístico

O modelo determinístico é representado pela equação $x(t) = A.\sin(\omega t + \phi)$, onde $x(t)$ representa o ruído de relógio e os parâmetros são:

A = amplitude de variação do ruído de relógio (associado à potência de ruído) [V];

ω = frequência central [rad/s];

ϕ = fase do ruído [rad].

O parâmetro ω (frequência central) é uma função da portadora do GPS, portanto o usuário não necessita fornecer.

Os valores sugeridos na literatura [2] são:

$A = 0,707164$ V; podendo variar entre 0.2 e 0.9 V;

$\phi = \{0, \pi/2, -\pi/2\}$;

$\omega = 0,012$ rad/s.

As variações de A e ϕ , correspondem às faixas de valores desses parâmetros que melhor ajustam o modelo às medidas físicas realizadas por [2].

3.8.4 - Modelo Senoidal

O modelo senoidal é representado pela equação $x(t) = A(n) \cdot \sin(\omega t + \phi(t))$ e corresponde praticamente ao mesmo modelo anterior, salvo que os parâmetros A(t) e $\phi(t)$ dependem do tempo t.

Os parâmetros a serem fornecidos pelo usuário são:

A(t) = amplitude de variação do ruído de relógio (associado à potência de ruído) [V];

ω = frequência central [rad/s];

$\phi(t)$ = fase do ruído [rad].

Alguns valores são sugeridos na literatura [22],[23]:

$A(t=0) = 0,707164$ V; A pode variar entre 0.2 e 0.9 V;

$\phi(t = 0) = \{0, \pi/2, -\pi/2\}$;

$\omega = 0,012$ rad/s.

As variações temporais sobre A e ϕ podem ser obtidas como se segue [22],[23]:

$$A(t) = A \cdot \exp(-t) \quad (3.19)$$

$$A(t) = A / t \quad (3.20)$$

$$A(t) = A \cdot \exp(-\phi(t) \cdot t) \quad (3.21)$$

$$\phi(t) = k(t) \cdot \frac{\pi}{2} \quad (3.22)$$

onde k é uma variável aleatória gaussiana de média nula, cuja amplitude varia entre $[-2,2]$.

3.9 – Os Efeitos de Interferências no Sinal GPS e Técnicas de Atenuação

Como se sabe, o GPS foi desenvolvido para atender a objetivos militares e também civis. Em razão de suas aplicações militares, a estrutura do sinal foi projetada para poder tolerar certo nível de interferências, intencionais ou não. Na presente seção serão descritos alguns efeitos de tais interferências no sinal C/A e algumas técnicas de cancelamento.

Qualquer sistema de rádionavegação pode ser perturbado por uma interferência de potência suficientemente alta, e o sistema GPS não é exceção, sem contar que, obviamente, pode ter seu sinal atenuado no caminho entre o satélite e o receptor.

Como já foi dito anteriormente, o sinal C/A é de espectro espalhado, tolerando maiores quantidades de interferência co-canal ou de canal adjacente, do que um sinal de banda estreita.

Entre as possíveis fontes de interferências não intencionais sobre os receptores GPS estão aquelas situadas fora da banda de frequências do GPS, causadas por transmissores próximos aos receptores e pelo uso de receptores GPS com filtros de RF inadequados.

Mesmo que os transmissores tenham filtros adequados, que evitam interferência irradiada, produtos de harmônicas ou de intermodulação de vários transmissores em terra, ou embarcados em aeronaves, podem recair dentro da banda de frequência L1. Os sinais pulsados de radar também podem causar interferências se os filtros do transmissor do radar forem inadequados.

O sinal GPS C/A ocupa uma faixa de aproximadamente 2,5 MHz, centrada em 1,57542 GHz. Bandas próximas são utilizadas pela marinha, pela aeronáutica, por comunicações por satélite, por rádio-base celular e outras.

Segundo Spliker [2], existem canais de frequência imediatamente abaixo da banda de L1 que formam a ligação satélite-terra, e nas bandas de 1610 MHz e 1626,5 MHz, reservadas para transmissores de telefonia celular baseada em satélite. Ambos os sinais TDMA e CDMA são licenciados pela *Federal Communication Commission* (FCC) nos

EUA nas bandas mencionadas e podem causar interferência se os receptores GPS não tiverem filtros adequados.

Harmônicas de canais de televisão imprópriamente filtradas também podem ser fontes potenciais de interferência nas proximidades das torres de transmissão de TV. Por exemplo, nos Estados Unidos, os canais de transmissão de TV são espaçados de 6 MHz e se estendem acima de 800MHz. Satélites americanos militares de comunicação estão na banda de 240-400 MHz. Outra possível fonte de interferência são a 12ª e a 13ª harmônicas da ligação ar-terra da aviação civil VHF, que ocorre na banda de 118 a 136 MHz.

Algumas das muitas técnicas de atenuação de interferências aplicáveis aos receptores GPS são as seguintes:

- Filtragem de RF /FI para redução de interferências do canal adjacente ou de interferências fora de banda;
- Uso de maior número de bits por amostra aliado a um controle automático de ganho para redução de efeitos de supressão de sinais não lineares;
- Uso de filtros adaptativos junto aos DLL (*delay lock loop*) e PLL (*phase lock loop*);
- Detecção da interferência seguida de uma modificação apropriada no processamento do sinal do DLL.
- Uso de técnicas categorizadas como processamento de sinal espacial: redes de antenas adaptativas, antenas de múltiplos feixes ou antenas de nulos adaptativos.

3.10 – Conclusões

Neste capítulo foi realizada uma revisão a respeito do espalhamento espectral e da geração do código PRN no sinal GPS. Foram salientados, de maneira resumida, os efeitos de propagação sofridos pelo sinal e os efeitos de interferências, que podem ser de cunho intencional ou não. Algumas técnicas de atenuação aplicáveis aos receptores GPS foram referenciadas. Entre elas está aquela que aplica rede de antenas adaptativas, ou seja, o uso de técnicas de processamento de sinal espacial.

CAPÍTULO 4

O RECEPTOR GPS

4.1 – Introdução

O receptor do usuário constitui o terceiro segmento do sistema GPS e é o elemento-chave no desenvolvimento das aplicações terrestres, marítimas ou aeroespaciais. Estas, por sua vez, são divididas de acordo com a velocidade do receptor, em estáticas (geodésicas), de baixa dinâmica, de média dinâmica e de alta dinâmica.

No primeiro caso, para as aplicações geodésicas, é necessário que os erros de posição sejam de dois milímetros em média. Para tanto, utilizam-se técnicas diferenciais através das informações de duas ou mais estações receptoras de GPS instaladas em locais diferentes e com recepção simultânea, e também os cálculos das diferenças duplas ou triplas.

Já o sistema de navegação aérea, conhecido como de média dinâmica, conforme programa da Organização Internacional da Aviação Civil (ICAO), prevê a utilização dos sistemas de navegação por satélites como auxílio às aeronaves, levando a uma substituição gradativa dos atuais sistemas de radionavegação (OMEGA, VOR, ILS, MLS, LORAN e outros) até o ano 2005 nos EUA e Europa, e até o ano 2015 nos países em desenvolvimento [24].

Hoje, o sistema ainda não oferece a confiabilidade necessária para a operação aérea de pouso e decolagem. No momento, a aplicação do GPS para vôo em rota e para o direcionamento das aeronaves após o pouso, para regiões de estacionamento, tem mostrado desempenho satisfatório, embora a sua utilização ainda não esteja padronizada.

As aplicações aeroespaciais de alta dinâmica relacionadas ao GPS abrangem a possibilidade de lançamentos de mísseis balísticos e foguetes espaciais e, no quesito navegação, possibilitam a recuperação de cargas úteis, a mudança de órbita de satélites ou o controle e o posicionamento destes.

Portanto, para compreender melhor o funcionamento e o desempenho de um receptor, é necessário que se conheça as suas aplicações e a sua arquitetura. A escolha do tipo de receptor a ser utilizado é função direta da sua aplicação, e há que levar em conta

vários aspectos ligados à integração com outros sistemas, tais como o GLONASS, a resistência às vibrações, a resistência térmica, a capacidade de solução de posicionamento no modo diferencial, a portabilidade, o preço e a qualidade [25].

Neste capítulo serão discutidos alguns aspectos relacionados ao desempenho do receptor, sua arquitetura e considerações sistêmicas da inclusão do processamento das antenas adaptativas no contexto do receptor.

4.2 – Algumas Considerações a Respeito do Desempenho do Receptor GPS

O processo de aquisição dos sinais dos satélites compreende múltiplos passos.

Para o bom desempenho do receptor e para que cada sinal dos satélites possa ser encontrado, são necessárias buscas simultâneas de frequência e compensação de código (*code offset*), seguidas da sincronização de *bits* de dados, quadros (*frames*), de efemérides e de dados de relógio do satélite.

O tempo de aquisição do sinal do satélite pelo receptor pode variar de 1 a 20 min, dependendo do número de canais disponíveis, dos algoritmos empregados e das condições da relação sinal-ruído.

Um receptor pode captar um sinal de satélite e perdê-lo temporariamente. Em áreas densamente povoadas pode-se ter até 50% da visada do céu bloqueada por prédios; mesmo em áreas menos povoadas, árvores e pequenas montanhas podem bloquear o sinal dos satélites. Uma vez que o tempo de bloqueio é de alguns segundos, os receptores modernos podem voltar a captar os sinais em menos de 15s.

Para que o receptor não precise reverter para o modo de aquisição completa, os parâmetros-chave são a máxima incerteza *Doppler* e a incerteza do relógio do receptor. Sabe-se que a incerteza *Doppler* é função da dinâmica da plataforma onde o receptor/antena está instalado, visto que a dinâmica do satélite é conhecida através da mensagem de dados de navegação. A incerteza do relógio do receptor, isto é, a sua variação de frequência, depende do tipo de relógio e das condições ambientais (temperatura, vibração e choque) de onde o receptor está instalado.

4.3 – A Arquitetura do Receptor GPS

É praticamente impossível elaborar uma lista de classificação dos tipos de receptores GPS dada a grande variedade de projetos realizados nestes últimos 25 anos e também devido à grande rapidez do avanço tecnológico.

Aqui serão focalizados os aspectos do processamento de um receptor de uma única frequência (L1) e de código espalhado, e essa análise pode ser estendida para o caso de duas frequências (L1 e L2). A idéia é delinear, de maneira sucinta, a arquitetura do receptor GPS, abrangendo o funcionamento da maioria dos componentes deste dispositivo. As informações aqui apresentadas são, na maioria, extraídas de Spilker [2] e Kaplan [4].

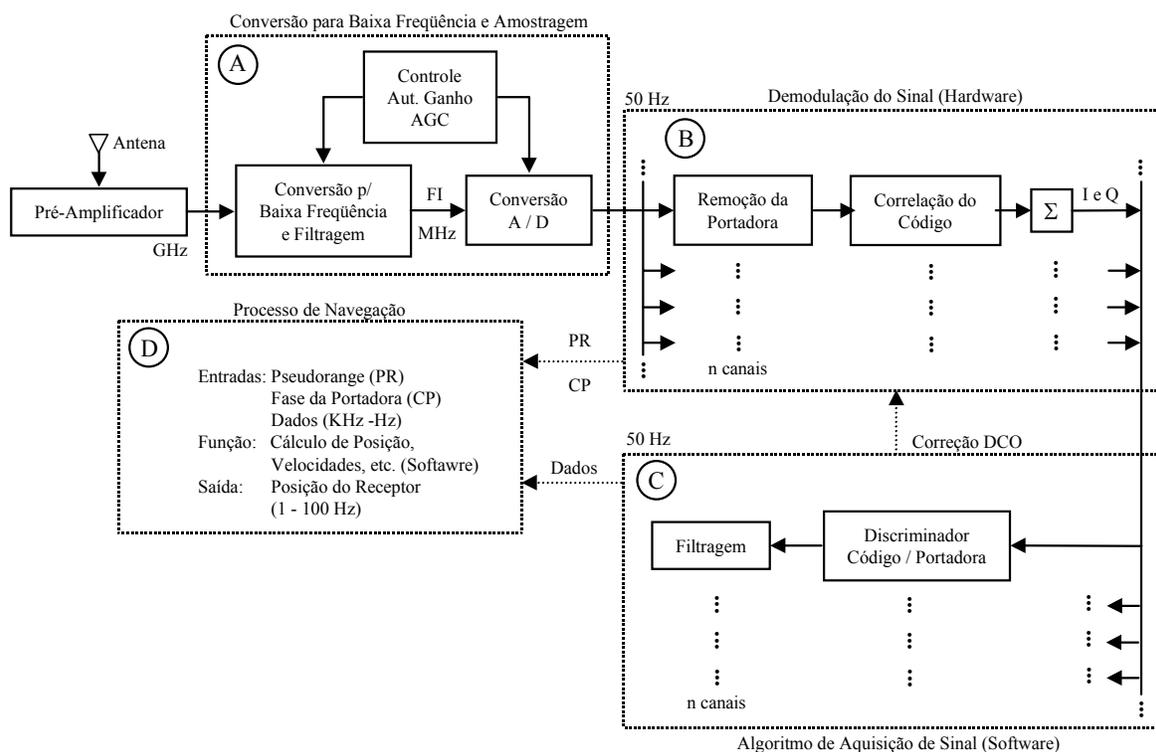


Figura 4.1 – Diagrama de blocos simplificado de receptor GPS

O diagrama dos blocos de um receptor GPS genérico é apresentado na Figura 4.1 e consiste nas seguintes funções: antena e pré-amplificador, conversão para baixa frequência e amostragem, demodulação do sinal via hardware, algoritmos de busca de sinal via software e processamento de dados de navegação.

4.3.1 – Antena e Pré-Amplificador

Os parâmetros mais importantes que caracterizam uma antena estão ligados ao seu ganho versus azimute e elevação, à impedância de entrada, ao tipo de polarização, à estabilidade de fase, à capacidade de rejeição a sinais de multipercursos e a interferências, ao perfil aerodinâmico, ao tamanho e peso, à adequabilidade a condições ambientais e, finalmente, ao custo.

No caso de uma antena a ser utilizada com um receptor GPS, normalmente prefere-se que ela tenha polarização circular direita para a melhor captura dos sinais vindos dos satélites, que também são circularmente polarizados à direita. Na maioria das aplicações, é desejável que o diagrama de irradiação da antena seja o mais omnidirecional possível, existindo uma grande variedade de antenas que cumprem estas especificações. Geralmente utilizam-se antenas do tipo hélice ou antenas de microlinha. [26], [27].

Um dos objetivos perseguidos na escolha da antena é a sua capacidade de rejeição de sinais de multipercursos e de interferências vindos de satélites com baixos ângulos de elevação ou de reflexões na terra, no mar ou em superfícies metálicas próximas da antena. A redução desses efeitos pode ser obtida utilizando-se, por exemplo, um dispositivo chamado *choke ring*, constituído por um conjunto de círculos concêntricos condutores, em cujo centro é fixada a antena, onde os sinais vindos de ângulos de baixa elevação são anulados. Suas desvantagens são o tamanho e a impossibilidade de ser utilizado em aplicações dinâmicas.

Outra maneira de obter uma redução ou cancelamento dos sinais interferentes é o uso de uma rede de antenas em fase, onde a fase relativa entre os elementos é combinada e controlada na recepção. Esse dispositivo é de alto custo e geralmente utilizado com receptores militares.

Pode-se também projetar uma rede de antenas que anule o ganho da antena nas direções dos interferentes como uma forma de supressão de interferência espacial, utilizando uma estrutura adaptativa muito similar à que se utiliza em equalização adaptativa [2], [28]. Este trabalho, que tem por objetivo melhorar o ganho da antena na direção dos sinais dos satélites e sua atenuação na direção dos interferentes enquadra-se nesse campo de estudo [28] [29].

Quanto ao pré-amplificador, constitui-se geralmente de um circuito que proporciona proteção contra danos, filtragem e amplificação de baixo ruído. Este dispositivo determina a figura de ruído para o sistema receptor inteiro, e tem ganho da ordem de 25 a 40 dB. Amplificadores de baixo ruído (LNA) mais comuns têm figuras de ruído de menos de 2 dB, mas a adição de filtragem, a proteção contra danos e outras perdas associadas aos circuitos, normalmente resultam numa figura de ruído de 3 a 4 dB.

4.3.2 – Conversão do Sinal para Baixa Frequência e Amostragem

Como se sabe pela literatura, portadoras em altas frequências são necessárias para propagação dos sinais através da atmosfera. Entretanto, como o processo de filtragem e demodulação é difícil de ser realizado, utiliza-se a conversão para baixas frequências por combinações com cosseno para reduzir a frequência da portadora recebida para outra de mais fácil gerenciamento. De maneira geral, várias combinações são realizadas antes de se encontrar a frequência intermediária (FI) final. A Equação (4.1) mostra o processo analiticamente incluindo os erros do processo de combinação.

$$\begin{aligned}
 S_{FI1} &= S_{GPS} \cos(\omega_{L1}t) \cdot 2 \cos(\omega_{L0}t) \\
 S_{FI1} &= 2S_{GPS} \left(\frac{1}{2} \cos((\omega_{L1} + \omega_{L0})t) + \frac{1}{2} \cos((\omega_{L1} - \omega_{L0})t) \right) + \\
 &\quad \text{harmônicas} + LO\text{feedthroug} h + \text{ruídoimagem}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Onde:

S_{FI1} = sinal na frequência de FI₁ após combinação e filtragem

S_{GPS} = sinal GPS recebido (incluindo componentes de modulação)

Quando o sinal desejado é convertido para baixa frequência, o termo de diferença de frequências especifica a frequência de FI e a filtragem é realizada para remover quaisquer outras frequências indesejadas do sinal. No processo de combinação não linear, são geradas frequências harmônicas, geralmente muito mais altas que a frequência de FI e fáceis de serem filtradas. Alimentado através do oscilador local (LO), existe uma pequena componente de frequência do oscilador local que vaza através do processo de demodulação.

O ruído imagem é causado pela energia do ruído na frequência imagem vindos do

processo de combinação, localizado em $\omega_{L1} - 2\omega_{LO}$ e $\omega_{L1} - 2\omega_{FI}$. Definindo-se as amplitudes de ruído como n_1 e n_2 , o ruído imagem final após filtragem é dado por

$$\begin{aligned} S_{IN1} &= n_1 \cos(\omega_{FI} t) \\ S_{IN2} &= n_2 \cos(-\omega_{FI} t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

O ruído imagem pode ser evitado pela filtragem das freqüências imagem antes do processo de combinação. O plano de freqüências de um receptor especifica todas as freqüências anteriormente mencionadas, isto é, a do oscilador local (LO), a intermediária (FI), a da portadora, a imagem, e as harmônicas, com a diferença de que somente o sinal desejado está presente e todas as outras freqüências são rejeitadas pelo processo de filtragem.

O projeto do plano de freqüências é a chave para a manutenção da qualidade do sinal de FI. O desempenho dos filtros usados no processo de conversão para baixa freqüência é também fator-chave para a remoção de interferências fora de banda e aumentando assim a taxa de sinal-ruído na FI final.

Uma vez que o sinal foi convertido para baixas freqüências e filtrado, ele está pronto para ser amostrado. Como foi mostrado por Parkinson [2], uma resolução de 5 bits resulta em somente 0,5 dB de perda e a quantização com mais bits não resulta em melhoria significativa. Um circuito de controle automático de ganho (AGC) é então usado para maximizar a resolução da amostragem. O AGC faz um escalonamento da amplitude do sinal recebido de maneira que o conversor analógico-digital (A/D) use a resolução total do conversor A/D como sinal recebido e como flutuação de potência de ruído.

4.3.3 – Demodulação do Sinal Digital

Após a conversão para freqüência baixa e amostragem, o sinal digitalizado contém a informação GPS moduladas e espalhadas numa freqüência de FI.

A demodulação é um processo de remoção de qualquer portadora residual e da modulação espalhada pelo código de correlação. De maneira geral, o sinal é dividido em componentes em fase (I) e em quadratura de fase (Q) antes da amostragem ou após a remoção residual da freqüência de offset. As amostras I e Q são necessárias para a implementação dos algoritmos de rastreamento do sinal digital.

A remoção da portadora é geralmente realizada por uma das duas formas: combinação de cosseno ou rotação de fase. A primeira delas realiza o mesmo processo utilizado para a conversão para frequência baixa, mas aqui é feito de forma digital. A segunda maneira, detalhada por Parkinson [2], usa um algoritmo que remove a componente de frequência alta que poderá resultar da combinação com o cosseno. Qualquer um dos processos requer a geração de um cosseno na estimação da fase ou da frequência do sinal de FI, e este cosseno é gerado por um oscilador controlado digitalmente (DCO).

A correlação do código é um processo inverso ao espalhamento do sinal. O código de ruído pseudo-aleatório (*pseudo-random noise*), PRN, usado pelo satélite é localizado e correlacionado ao sinal recebido. Quando a sequência gerada localmente é correlacionada com a do sinal recebido, o sinal GPS original é reconstituído.

Como as amostras se propagam através do processo de remoção da portadora e de correlação do código, elas são acumuladas e descarregadas em intervalos de tempo fixo, geralmente de alguns milésimos de segundos. Pelo fato de o processo de correlação do código e a remoção da portadora operarem numa amostra do sinal de FI que ocorre normalmente numa taxa de relógio de até 2 MHz [2], este processo deve ser realizado por meio de um *hardware* dedicado, projetado para aumentar a velocidade do processo. A saída deste bloco é um descarregamento periódico destas amostras de alta frequência acumuladas que dão os valores somados de I e Q na baixa frequência. Estes últimos são processados por *software* por computadores embutidos no receptor.

4.3.4 – Métodos de Rastreamento de Sinal

Os métodos de rastreamento de sinal de um receptor GPS determinam a precisão e nível de robustez deste último. O conjunto de métodos aplicados constitui o chamado processo de navegação. Enquanto a precisão de posicionamento é resultado do processo de navegação, o circuito de rastreamento do sinal pode fornecer continuamente resultados da pseudo-distância (PR) e dados observados da fase da portadora (CP) com a qualidade e a precisão que os algoritmos requerem. Infelizmente, existe uma relação de compromisso entre a robustez e a precisão da malha de rastreamento. O projeto de uma malha de rastreamento de sinal que atenda a requisitos de robustez e precisão tem sido objeto de muitos estudos e trabalhos [2], [30], [31].

Na realidade, existem duas partes do sinal que devem ser rastreadas: o código espalhado e a portadora residual. Ambos devem ser adquiridos simultaneamente para a correta demodulação do sinal recebido. Caso a trava (*lock*) seja perdida tanto no código como na portadora, o receptor perderá o sinal e terá que adquiri-lo novamente. Dos dois componentes, o código mostra-se mais fácil de ser adquirido em ambientes dinâmicos. É mais difícil segurar a frequência da portadora do que o código, e é ainda mais difícil manter fixa a fase da portadora.

Conforme está mencionado na literatura [2], a fase da portadora travada é necessária para que se possa medir a fase da portadora para a resolução da ambigüidade. Sendo aproximadamente 19 cm o comprimento de onda da portadora de L1, adquirir a fase da portadora com precisão é tarefa difícil para o receptor. Um erro de fase de 90° entre o sinal recebido e a frequência gerada no DCO é equiparado a uma faixa de desalinhamento de 4,7 cm, e ajustar a portadora do DCO para manter a fase travada (*lock*) neste sinal em ambientes com grande variação *Doppler* é muito difícil e este é um ponto crítico no projeto de um receptor GPS [2].

Já a aquisição do código é um processo que usa a função de autocorrelação da sequência PN para manter o alinhamento entre a modulação do código no sinal e a réplica gerada no receptor. Normalmente se usa um *Delay locked loop* (DLL), no qual o sinal é dividido e alimenta múltiplos correladores (*correlators*) com códigos gerados localmente que são defasados por uma questão de frações de *chip*. Uma alternativa é a utilização de um *Tau-Dither tracking loop* (TDL), similar ao DLL, mas que utiliza somente um correlador que se alterna entre os *offset* dos códigos.

Sabe-se pela literatura [2] que as malhas de rastreo de código podem ser coerentes ou não coerentes, operando com ou sem informação de portadora de fase. Desalinhamentos entre o sinal recebido e o código gerado localmente são percebidos pela comparação das autocorrelações dos correladores paralelos. Essas autocorrelações são as amostras acumuladas I e Q geradas no bloco B da Figura 4.1. A acumulação faz o papel de um processo de filtragem passa baixas, que aumenta efetivamente a relação sinal-ruído. As amostras I e Q geradas pelo bloco B estão numa taxa de 1KHz. Para os receptores do código C/A, a acumulação sobre 1 ms (análoga à taxa de descarregamento de 1 KHz) se iguala a um ganho de processamento (G_p) de 30 dB. A acumulação de 20 amostras de 1

KHz utiliza 43 dB do ganho de processamento disponível, mas existe um compromisso entre o descarregamento de I e Q das amostras acumuladas em taxas mais altas (com baixa relação sinal-ruído) e daquelas observáveis com alta relação sinal-ruído e taxas mais baixas [4]. A somatória indicada no bloco C da Figura 4.1 finaliza este processo adicional de acumulação.

A frequência da portadora recebida pode também ser adquirida e removida do sinal amostrado. A frequência recebida se modifica constantemente devido ao efeito *Doppler* e à variação da frequência do relógio do receptor.

A aquisição da portadora pode ocorrer tanto pela aquisição da frequência como pela da fase. No entanto, a aquisição da frequência é mais robusta que a da fase, mas em contrapartida não é tão precisa [32]. Quando estão disponíveis, os valores I e Q da correlação do código são usados como observáveis para o discriminador de frequências ou de fase [4]. Estes discriminadores efetuam a medida do erro do ruído de fase ou de frequência entre o sinal recebido e a frequência local do DCO. Como as observáveis do código, as medidas I e Q de 1 KHz geradas no bloco B da Figura 4.1 são somadas novamente, a fim de aumentar a relação sinal-ruído e melhor estimar o erro de frequência ou de fase na saída do discriminador. Dependendo do tempo de integração, isto é, se este for muito longo e o receptor estiver numa plataforma de alta dinâmica, a malha de aquisição não conseguirá adquirir o sinal. Este é um compromisso importante a observar quando se projeta um receptor GPS.

Como foi mencionado, os discriminadores dão uma estimativa ruidosa do erro de fase ou de frequência, devido à baixa relação sinal-ruído. A malha do filtro no bloco C da Figura 4.1 efetua a filtragem no erro demodulado do sinal observado. Este filtro é a chave para o bom desempenho da aquisição do sinal. Estes filtros são muito bem descritos na literatura por Ward [4] e [32]. Eles controlam efetivamente a rapidez com que as frequências do DCO podem mudar, controlando a faixa dinâmica sobre a qual o receptor pode operar. Entretanto, como a largura de faixa da malha do filtro é aumentada, as correções do DCO também aumentam e, conseqüentemente, diminuem a qualidade das medidas do PR e CP.

A malha da aquisição da portadora é freqüentemente usada para ajudar a malha do código, pois o processo de aquisição do código é muito menos preciso que o processo de

aquisição da portadora [4]. Essa operação resulta em medidas GPS de alta qualidade, mas coloca mais peso sobre a malha de aquisição da portadora.

4.3.5– Processamento de Navegação

Este bloco do receptor recebe as medidas das pseudo-distâncias (PR) e fase da portadora (CP) vindas do *hardware* digital e também os bits de dados da malha de aquisição do sinal. Utiliza os dados observados do GPS para calcular a posição, a velocidade e a aceleração (quando possível). Esse processo é, em geral, apoiado por um algoritmo iterativo de mínimos quadrados ou por um filtro de Kalman [33]. Os algoritmos de navegação usados para calcular estas quantidades não são objeto desta tese, mas é importante entender quais quantidades são necessárias e saber que elas se originam dentro dos blocos B e C na Figura 4.1.

A medida de PR vem do correlador digital do canal. É obtida da velocidade da luz multiplicada pelo tempo de atraso, calculado do tempo do receptor em segundos, onde a sequência PN é ajustada, objetivando a perfeita correlação com o sinal recebido. A medida da portadora de fase (CP) é a diferença entre o ciclo DCO da portadora de fato, contado durante um período especificado, e aquela realizada num contador nominal (com *Doppler* e erro de relógio zero) no mesmo período. Esta medida é fundamentalmente a integração da frequência *Doppler*, que fornece a medida do movimento relativo de cada satélite ao longo da sua linha de visada. Os bits de dados são estimados numa seção de algoritmos de aquisição do sinal a partir das amostras I e Q processadas.

4.4 – Considerações Sistêmicas Relacionadas ao Receptor GPS e às Antenas Adaptativas

Como se sabe o conceito de formação de feixes adaptativos como uma aplicação de filtragem adaptativa data dos anos 50 [34]. O objetivo da aplicação dos feixes adaptativos neste trabalho é variar os pesos adaptativos associados a cada antena da rede para que se consiga uma melhora na recepção. Uma grande variedade de algoritmos e circuitos para adaptação tem sido desenvolvida desde então, cada um deles com diferentes estratégias de

otimização e de restrições. A investigação da antena adaptativa espacial relacionada à precisão da medida de posicionamento com GPS é um trabalho que também vem sendo realizado. Um circuito esquemático de uma antena adaptativa ideal é mostrada na Figura 4.2.

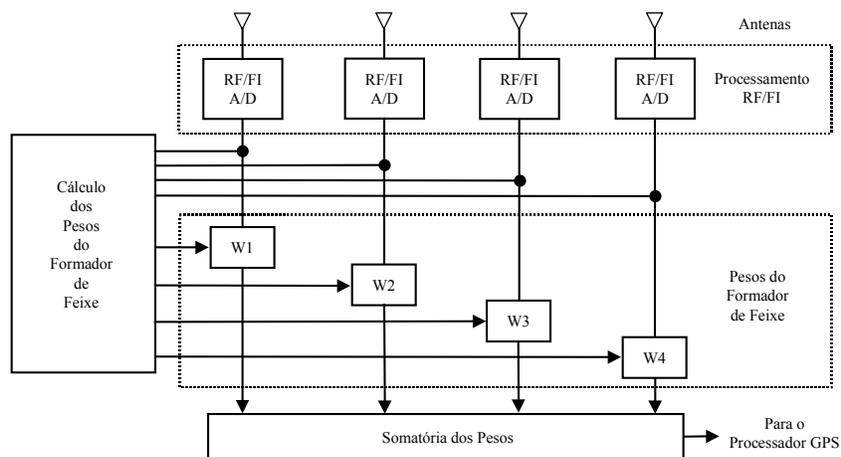


Figura 4.2 – Antena Adaptativa Ideal

O objetivo das antenas adaptativas é privilegiar o ganho na direção da fonte desejada, isto é, na direção do satélite GPS. Seu desempenho pode ser avaliado em termos de redução da potência do sinal interferente e suas implicações no receptor, em termos de probabilidade de erro de *bit*, erro de rastreamento de código, etc.

Entre os fatores que alteram o desempenho geral, dois deles merecem ser destacados: primeiro, a relação sinal-ruído térmico é melhorada, a menos que haja ortogonalidade entre os vetores de direcionamento (*steering vectors*) e os sinais interferentes e entre os vetores de direcionamento e os sinais desejados, o que é uma ocorrência rara. Segundo, a antena adaptativa mantém um ganho constante no estimador de direção de chegada, entretanto, diferenças entre as estimações e a direção verdadeira dos sinais do satélite resultarão em redução do ganho do sinal [35].

A diminuição da relação sinal-ruído sofrido pelo sinal do satélite GPS depende da configuração da antena e da separação espacial entre o sinal interferente e o sinal do satélite. Se a separação espacial é grande, pode-se dizer que os sinais interferentes e desejados aproximam-se da ortogonalidade e desta forma, a perda do sinal desejado é

pequena. Se os sinais dos satélites e dos interferentes são próximos em ângulo (por ventura, quando o satélite está próximo do horizonte e o sinal interferente também) a perda de sinal pode ser significativa.

A equalização imprópria dos canais do receptor também dificulta a tarefa de remoção dos interferentes por parte da antena adaptativa. De outro lado, se existirem muitos sinais interferentes que chegam até a rede de antenas e se estes forem em maior número que o grau de liberdade que possibilita a anulação dos interferentes (número de antenas -1), algum sinal interferente poderá competir com o sinal desejado.

4.4.1 – Algumas Arquiteturas de Antenas Adaptativas

O projeto de receptores digitais foi estabelecido na metade dos anos 80, mas estava limitado pela complexidade dos circuitos integrados de aplicação específica (ASIC) e pelas técnicas de processamento digital de sinais daquela época. O desenvolvimento da área até hoje vem trazendo grandes modificações e possibilidades de melhoria de qualidade, redução de dimensões e custo dos receptores.

Quanto ao projeto de múltiplas antenas para aplicação em GPS, verifica-se na literatura a aplicação militar de redes de antenas com controle de diagramas na recepção, conhecidos como CRPA (*controlled reception pattern antenna*). Estes modificam o ganho do diagrama de irradiação de maneira a possibilitar vantagens na recepção dos sinais desejados [36], [37].

O sistema processador do CRPA tem um controlador de ganho e fase conectado em cada antena da rede e um circuito que soma todos os sinais na saída. A entrada do controle para a modificação do ganho e fase para cada antena é derivada de um processador que tem por função minimizar o nível de interferência. Existem muitos algoritmos que podem ser utilizados nesta proposta e que não serão mencionados aqui. A saída do processador CRPA é, então, um conjunto de sinais de satélites GPS, filtrados espacialmente, que podem ser na frequência L1 ou L2, ou em alguma frequência intermediária conveniente. A característica da arquitetura CRPA é a existência de um pré-processador para sinais GPS que são então passados para um receptor GPS convencional.

Outra arquitetura conhecida é a dos chamados Receptores de Direcionamento de Feixe GPS (*Beam-Steering GPS Receivers*) [38], cujo diagrama de blocos ilustrativo pode ser visto na Figura 4.3. Cada entrada de RF da antena é convertida para um sinal digital, e todas estas entradas são enviadas para uma seção de processamento no receptor onde os pesos das antenas, adaptados por um algoritmo, são aplicados antes que o processamento do sinal de correlação e de código seja executado. Estudos [76] mostram implementações práticas com até 16 antenas em receptores com até 12 canais.

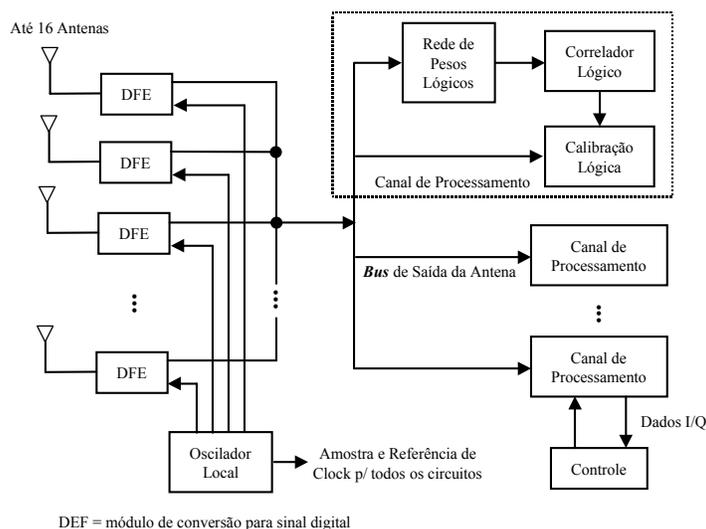


Figura 4.3 – Receptores de Direcionamento de Feixe GPS [38]

Outra arquitetura para acomodar o processamento das antenas adaptativas mostrada na literatura é aquela que usa a técnica de correlação realimentada (*correlation feedback*) para derivar os vetores peso. A Figura 4.4 mostra um diagrama de blocos simplificado da malha de controle principal da rede adaptativa GAS-1N AE da USAF [38].

Esta figura mostra que cada sinal da antena é amplificado por um dos quatro amplificadores de baixo ruído que definem a figura de ruído do sistema. Um dos canais é projetado como canal de referência e é associado com um elemento particular da rede de antenas, sendo que os restantes três elementos pertencem aos canais auxiliares. Cada canal auxiliar contém um modulador vetorial que varia a amplitude e fase da entrada de sinal de RF de acordo com o controle da sua entrada I e Q. O canal de referência também contém um circuito modulador vetorial idêntico, só que este tem os valores das entradas I e Q fixos

para a produção de um peso fixo (*clamped*). As quatro saídas do modulador vetorial são somadas para derivar um sinal composto e as saídas de RF somadas são combinadas para uma frequência mais baixa (FI) onde um controle automático de ganho (AGC) é aplicado e após isso nova combinação é feita para conversão para banda base e para amostras I e Q.

Antes dos moduladores vetoriais, uma amostra do sinal da saída de RF de cada um dos canais auxiliares é desacoplada e usada pelo processador de correlação. Estas amostras são seqüencialmente selecionadas por um circuito de combinação antes da conversão para banda base e conversão digital. O processador digital e os algoritmos utilizados para o encontro dos pesos são o coração do sistema.

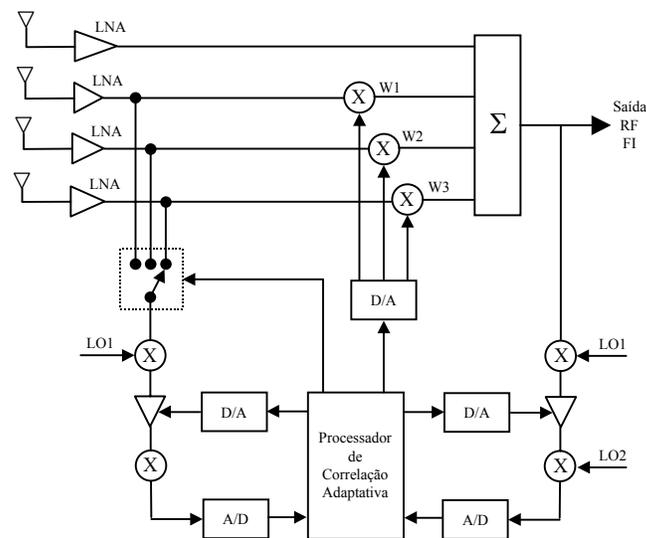


Figura 4.4 – Malha de Controle da rede Adaptativa GAS – 1N AE (USAF) [38]

4.5 – Conclusões

Neste capítulo foram feitas algumas considerações a respeito do receptor GPS, sua arquitetura e desempenho. Utilizando-se de um diagrama de blocos funcional, foram apresentados aspectos do processamento e a maioria das funções do receptor. Considerações sistêmicas a respeito do uso de processamento de antenas adaptativas junto aos receptores GPS foram realizadas.

A continuidade deste trabalho, mais especificamente sua parte II, estará focada no processamento adaptativo, incluindo diversas propostas e soluções, tanto algorítmicas como

estruturais. Estas soluções podem ser compatibilizadas com quaisquer das arquiteturas descritas anteriormente, cuja escolha específica não é o objetivo desta tese.

CAPÍTULO 5

O SIMULADOR DO CANAL DE COMUNICAÇÃO GPS

5.1 - Introdução

No presente capítulo apresentamos uma ferramenta computacional que possibilita uma aproximação mais realista do ambiente onde os sinais GPS se propagam. Esta ferramenta foi desenvolvida com o intuito de testar técnicas mais avançadas de processamento de sinais, voltadas para a aplicação em questão.

O simulador do canal de comunicação GPS faz parte ainda de um trabalho de uma equipe multi-institucional e multidisciplinar realizado entre a UNICAMP/FEEC, INPE, CTA/IAE e a empresa Neuron, sob o apoio de um projeto CNPq/RHAE denominado Gerador de Sinais GPS.

O projeto Gerador de Sinais GPS tem como objetivos principais a obtenção de um produto de tecnologia de ponta que pode ser utilizado como ferramenta para desenvolvimento de sistemas utilizando GPS, com aplicação imediata em projetos em curso nos institutos de pesquisas espaciais. Está também previsto para utilização como equipamento de teste de receptores comerciais, como ferramenta para laboratórios de pesquisa de universidades, visando a capacitação de estudantes na área de GPS. O aumento da capacitação da empresa NEURON na área de GPS também é um aspecto crucial, visto que isto permite o oferecimento de novos serviços e produtos.

Como objetivos secundários, observa-se que este projeto possibilita à UNICAMP o desenvolvimento de trabalhos de iniciação científica e de futuras teses no tema, sem contar que promove a integração da NEURON com a universidade e os institutos de pesquisa, criando vínculos para o desenvolvimento de novos projetos e produtos.

Neste Capítulo descreveremos o simulador do canal de comunicação GPS dentro do contexto do projeto principal, Gerador de Sinais GPS. A ferramenta computacional apresentada possibilita a simulação de vários efeitos que perturbam o canal de comunicação e que foram descritos no Capítulo 3. Serão, então, apresentados alguns resultados sobre os

efeitos do canal, particularmente em termos de densidade espectral de potência do sinal da saída do simulador, considerando todo o conjunto de efeitos.

5.2 - Princípios do Gerador de Sinais GPS

O desenvolvimento de software para simuladores GPS já foi abordado anteriormente no Brasil [39]. Esse desenvolvimento, todavia, contemplou um conjunto de requisitos mais simples que os pretendidos no projeto CNPq/RHAE e também não incluiu a simulação da constelação, propagada para qualquer época, nem a interface visual.

O Gerador de Sinais GPS proposto no projeto CNPq/RHAE é composto pelos seguintes módulos: geometria da constelação GPS, modelamento do canal de comunicação, modulador de RF e interface com o usuário conforme pode ser visto no diagrama de blocos da Figura 5.1.

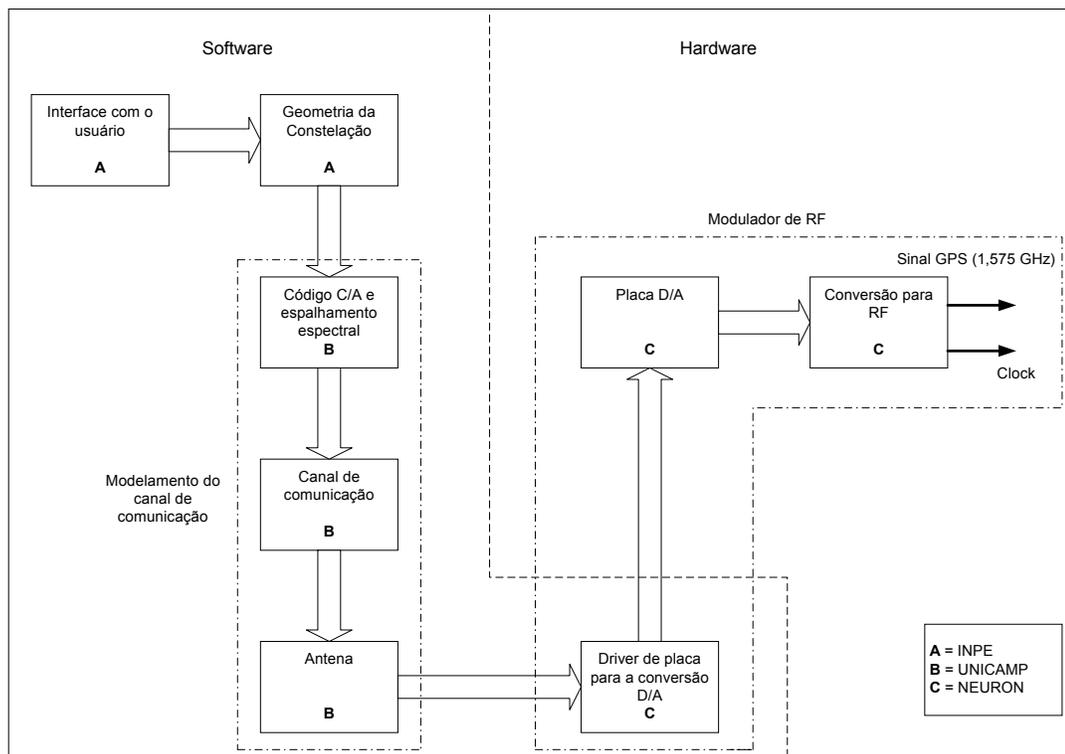


Figura 5.1 - Diagrama de Blocos do Gerador de Sinais GPS

O trabalho foi dividido em atividades entre os grupos participantes conforme mostrado na Tabela 5.1.

MÓDULO	ATIVIDADE	GRUPO
Geometria da Const. GPS	Aquisição de efemérides	INPE
	Modelamento da constelação	
	Transformação de coordenadas	
	Simulação do alvo	
	Interface visual	
Canal de Comunicação	Formatação da mensagem	UNICAMP/CTA
	Modelamento do <i>fading</i>	
	Modelamento do <i>Doppler</i>	
	Modelam. de multipercurso	
	Modelamento do ganho da antena	
	Geração código C/A	
	Espalhamento espectral	
	Modelamento ionosférico	
	Modelamento troposférico	
Modelamento ruído de relógio		
Modulador de RF	Conversão D/A	NEURON
	Conversão para RF	

Tabela 5.1- Divisão do Trabalho por Grupo Participante no Projeto

O primeiro módulo, a cargo do grupo do INPE (A), é responsável, de maneira geral, pelo cálculo das posições relativas entre os satélites em visada e o receptor GPS para cada instante de tempo desejado, transformação de coordenadas e simulação da posição do alvo.

O segundo módulo, de modelamento do canal de comunicação, prevê a avaliação dos efeitos da propagação e do meio sobre os sinais dos satélites, gerando um sinal na banda base que reflete essa influência. Também se responsabiliza pelo modelamento do ganho da antena versus ângulo de elevação ou azimute, espalhamento do sinal, geração do código C/A e formatação da mensagem.

O terceiro módulo, chamado modulador de RF, transforma via hardware os sinais em banda base para RF, de forma que possam ser adquiridos pelo receptor GPS. O módulo de interface com o usuário permite a configuração do equipamento e apresenta de forma amigável os resultados solicitados.

5.2.1 - O Módulo do Modelo do Canal de Comunicação

A partir dos dados da órbita, relógio e posição dos satélites gerados pelas tarefas realizadas pelo grupo do INPE, e adicionados aos dados de posição do usuário em teste, o bloco UNICAMP/CTA realizou as tarefas dividindo-as conforme descrito na Tabela 5.1 [47].

Para cada satélite visível foi realizada as seguintes etapas:

- colocação dos dados disponíveis no protocolo ICD-GPS-200;
- conversão dos dados em sinal banda base na forma de trem de pulsos binários amostrados;
- Espalhamento espectral do sinal;
- Geração dos códigos C/A;
- Inclusão dos efeitos:
 - *Fading*;
 - *Doppler*;
 - Sombreamento;
 - Multipercurso;
 - Ionosféricos;
 - Troposféricos;
 - Ruído de relógio;
 - Ganho da antena receptora.
- Somatória dos sinais de todos os satélites;
- Geração de saída de dados numa seqüência de amostras do sinal resultante gravado num arquivo;
- Possibilidade de gravar dados dos resultados dos efeitos no sinal separadamente;
- Saída gráfica dos dados por efeito simulado;
- Saída gráfica do resultado da densidade espectral de potência na saída final após a somatória de todos os sinais dos satélites.
- Geração dos programas em linguagem C++ e de programa executável para utilização junto a interface visual.

Com se sabe, as perturbações geradas pelas interferências no canal são uma das responsáveis pelas alterações de desempenho do receptor GPS e, conforme descrito no Capítulo 4, uma rede de antenas adaptativas pode ser utilizada em conjunto com um receptor GPS. Um dos objetivos é possibilitar o uso dos sinais na saída do simulador de canal GPS como ferramenta de teste das técnicas de processamento adaptativo espacial estudadas e avaliadas neste trabalho num ambiente o mais próximo possível daquele associado aos sinais GPS.

5.3 – Estrutura do Simulador do Canal de Comunicação GPS

O Simulador do Canal de Comunicação GPS proporciona a observação e o modelamento dos efeitos das diferentes fontes de erros, conforme citado no Capítulo 3, possibilitando sua análise nos cenários urbano, suburbano, rural, espacial e ideal, em relação ao posicionamento de um receptor hipotético.

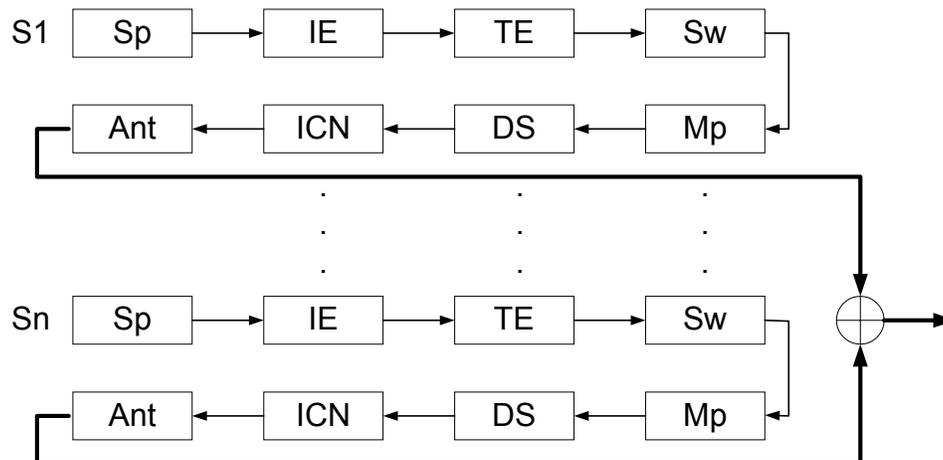
A entrada do simulador do canal é formada por dados enviados pelo grupo de pesquisa responsável pela parte referente ao bloco A da Figura 5.1. É composta pela mensagem de navegação, dados de azimute, elevação, altitude, latitude, longitude, distância radial e *daynum* dos satélites da constelação, visíveis por um receptor GPS num local, período e plataforma pré-determinados.

A partir desses dados, o simulador efetua, para cada satélite visível, o espalhamento da mensagem pelo código C/A, permitindo na recepção o múltiplo acesso por divisão de código (CDMA), a inclusão dos efeitos escolhidos para o canal e a posterior soma dos sinais de todos esses satélites. A Figura 5.2, a seguir, apresenta um diagrama de blocos detalhando a estrutura do simulador para supostos canais referentes aos satélites visíveis S1 até Sn.

Quando da aplicação das antenas adaptativas, o módulo referente ao modelamento do ganho da antena (Ant) é desconsiderado. O simulador de canal foi projetado de modo a oferecer a possibilidade de análise de cada tipo de efeito separadamente ou num conjunto a ser determinado pelo usuário.

Como se sabe, primeiramente o sinal cruza a atmosfera, que é não homogênea, e isso introduz atrasos devido à ionosfera e à troposfera. Além disso, o deslocamento dos satélites com respeito à Terra acarreta em uma variação *Doppler* (*Doppler shift*) na

freqüência da portadora, conforme explicado no Capítulo 3. Quando o sinal chega ao receptor, ele já sofreu várias reflexões devido a obstáculos naturais ou artificiais do ambiente. Desta forma, a ocorrência de efeitos de *fading* devido a multipercurso e sombreamento são esperados.



Sp = Espalhamento pelo código C/A; IE = Efeito Ionosférico; TE = Efeito troposférico; DS = Variação Doppler; Sw = Sombreamento; Mp = Multipercurso; ICN = Ruído de relógio intencional; Ant = antena

Figura 5.2 - Diagrama de Blocos do Simulador do Canal

Para a simulação dos efeitos de multipercurso é gerada uma seqüência Rayleigh que representa a componente difusa do sinal, conforme explicado no Capítulo 3. Desta maneira é obtido um ruído multiplicativo para cada canal. Esta seqüência é adicionada à seqüência lognormal com parâmetros da média (μ_{dB}) e do desvio padrão (σ_{dB}), que correspondem à componente direta do sinal multiplicada por um fator de atenuação. A Figura 5.3 apresenta esta estrutura.

Os blocos Rayleigh e lognormal têm como entrada o fator denominado aqui de K_{direto} que é a relação de potência entre a componente difusa e direta, e os parâmetros μ_{dB} e σ_{dB} para a seqüência lognormal. A saída é somada para a obtenção de uma nova seqüência que corresponde à atenuação e à rotação de fase do canal, para cada instante de tempo.

Depois disso, a seqüência sofre o efeito *Doppler* é multiplicada, instante a instante, pelos sinais dos satélites visíveis que estão sendo simulados.

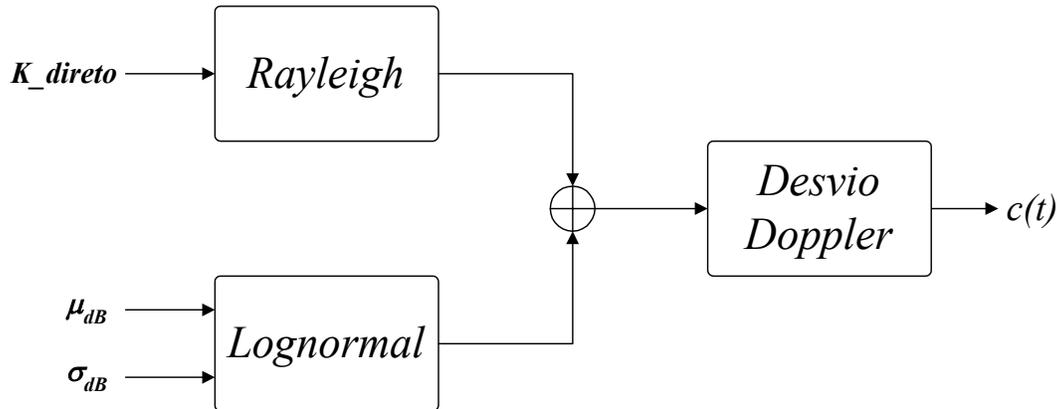


Figura 5.3 – Estrutura de Simulação do Canal de Comunicação

Objetivando possibilitar a simulação de diferentes tipos de ambiente e sabendo-se que suas caracterizações são feitas pela presença ou não de linha de visada entre satélite e receptor, e pela densidade do obstáculo no lugar, os parâmetros Rayleigh e lognormal são então variados.

A variação dos fatores K_{direto} , μ_{dB} e σ_{dB} é estabelecida conforme o ambiente a ser caracterizado, sendo que a média (μ_{dB}) e o desvio padrão (σ_{dB}) são função do ângulo de elevação dos satélites. As faixas de valores da média e do desvio padrão foram derivadas de estudos encontrados na literatura, onde se verifica o erro de posicionamento de receptores GPS relacionado com os efeitos de multipercurso [40],[41],[42],[43].

Perdas de potência devido à propagação dos sinais vindos dos satélites, localizados a uma grande distância e também perturbações intencionais no sinal, como a adição de ruído de relógio no sistema pelo gerenciamento GPS, também têm influência prejudicial para o posicionamento do receptor.

O modelo do ruído de relógio é escolhido no início da simulação e utiliza parâmetros definidos pelo usuário conforme descrito no Capítulo 3.

Os blocos ionosférico e troposférico recebem dados das mensagens vindas dos satélites GPS (S_1, \dots, S_n) e usa as equações do modelo apresentado no Capítulo 3, possibilitando a estimação dos atrasos, que devem ser convertidos em tempo discreto.

Resumindo, as amostras do sinal GPS são atrasadas de acordo com a soma dos atrasos estimados.

5.4 – Possibilidades do Simulador de Canal

O pacote de *software* do simulador de canal GPS foi implementado no ambiente MATLAB, versão 5.3, para ser utilizado em conjunto com computadores pessoais. Tem uma estrutura dividida em blocos, conforme apresentado, e permite fácil manipulação dos dados de entrada, tanto para a saída de todos os efeitos e sinais dos satélites somados, quanto para a saída de um efeito ou mais a ser escolhido [47], [72].

Na sua forma original, isto é, quando utilizado dentro do Gerador de Sinais GPS, os programas foram convertidos para a linguagem C++. Foi criado um arquivo executável para possibilitar a utilização em conjunto com a interface visual, desenvolvida pelo grupo responsável pelo bloco A do Gerador de Sinais GPS.

A partir dos modelos escolhidos e conforme definido no Capítulo 3, o início do processo se dá com a escolha pelo usuário de um cenário que se adeque às suas necessidades de estudo dos efeitos das perturbações do canal. O cenário é definido com a completa descrição de dados para uma simulação particular, levando a um pré estabelecido conjunto de modelos e programas.

Em primeiro lugar define-se a localização em termos de latitude e longitude do receptor e do tipo de plataforma onde vai ser instalado, ou seja, o tipo do alvo. Necessita-se informar a altitude inicial do alvo e sua velocidade.

Aqui são permitidas a seleção de um receptor instalado em um carro com velocidade constante, percorrendo sua trajetória num movimento retilíneo e uniforme, ou parado. É também possível selecionar como plataforma de localização do receptor um satélite de órbita baixa ou um veículo espacial do tipo foguete de sondagem, que tiveram sua trajetória pré definida pelas tarefas realizadas no bloco A do Gerador de Sinais GPS.

O tempo de simulação, e de atualização do dado pode ser escolhido conforme necessidade do usuário, mas esta tarefa também deve ser realizada em consonância com as tarefas do bloco A da Figura 5.1.

Nesta ferramenta pode-se optar por qualquer um dos seguintes ambientes: urbano, suburbano, rural, espacial e ideal, identificados no programa principal com a denominação de “tipo de canal”. Esta definição vai levar a diferentes escolhas nos parâmetros dos modelos de multipercurso, *fading* e sombreamento que são realizadas internamente ao programa.

A seleção do tipo de perturbação do canal arremete internamente aos modelos de multipercurso, *shift Doppler*, ionosfera, troposfera e ruído de relógio.

Outro fator a ser escolhido diz respeito aos valores de ganho da antena do receptor versus ângulo de elevação do satélite visível. Isto é feito por meio de uma variedade de tabelas geradas a partir dos resultados de medidas práticas de diagramas de irradiação e de ganho versus elevação em duas diferentes elevações (0° e 45°), chamadas de incidência na antena, com azimute variando de 0° a 360° , e também medidas nos ângulos de polarização, denominados de ângulos de rotação da antena, em $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ$ e 180° . Utilizou-se uma antena de microlinha GPS com pré-amplificador para a realização desta tarefa e as medidas foram feitas na câmara anecóica do CTA. Este último bloco, como foi dito anteriormente, fica desabilitado quando utiliza-se a ferramenta para a análise de desempenho de um *array* adaptativo.

5.5 – Resultados Obtidos

Como descrito anteriormente e mostrado na Figura 5.2, o simulador do canal de comunicação permite uma análise modular dos efeitos perturbadores modelados nos diferentes cenários, isto é, urbano, suburbano, rural, ideal e espacial, em períodos e locais pré-determinados.

A partir desta definição e dos dados da constelação gerados pelo grupo do INPE, é possível iniciar a simulação dos efeitos escolhidos isoladamente ou combinados conforme necessidade do usuário. Os resultados desta simulação são gravados em um arquivo digital que também podem ser visualizados em forma gráfica. Esta tarefa foi realizada para todos os tipos de efeitos modelados.

Escolheu-se localizações no hemisfério norte e sul, e períodos de alta e baixa atividade solar. As cidades escolhidas foram: Helsinki (Finlândia), Fortaleza (Brasil), Arequipa (Perú), Manaus (Brasil), LasVegas (Estados Unidos) e Campinas (Brasil).

As datas de observação foram 14 de julho de 2000, 08 de setembro de 2000 e 21 de abril de 2002 respectivamente às 10:45h, 23:50h e 15h, referenciados ao tempo UTC. O período de simulação foi de 600 s. Para as cidades de Campinas, Manaus e LasVegas, as simulações foram realizadas para 30 s no dia 18 de fevereiro de 2002 às 9h UTC. O número dos satélites visíveis é assinalado em cada Figura que representa os efeitos.

5.5.1 – Análise dos Efeitos Ionosféricos no Canal de Comunicação GPS

Conforme descrito no Capítulo 3, utilizou-se o modelo de Klobuchar para o cálculo dos atrasos ionosféricos, o qual foi desenvolvido para regiões temperadas. Segundo a literatura, a estimativa do atraso assim obtida tem um erro médio de 50% do valor calculado [4]. O modelo de Klobuchar assume que o atraso ionosférico vertical pode ser aproximado pela metade de uma função cossenoidal durante o dia, e por uma constante durante a noite, considerando períodos de baixa atividade solar. É importante observar que não se conhece um método bem estabelecido para estimação do atraso, durante períodos de alta atividade solar.

Para a visualização do atraso ionosférico em função do ângulo de elevação, foram realizadas inúmeras simulações, onde variou-se principalmente o local e hora da observação .

Os parâmetros α e β , já comentados no Capítulo 3, são fornecidos pelo grupo do INPE e são constantes durante o período da transmissão. Apresentaremos a seguir os resultados mais relevantes.

Nas Figuras 5.4, 5.5 e 5.6 observa-se o atraso ionosférico de cada satélite visível para as cidades de Arequipa, Fortaleza e Helsinki. Estas localidades foram escolhidas objetivando a observação e pontos no hemisfério norte (zonas temperadas) e no hemisfério sul (zona equatorial). Cabe lembrar que os efeitos da atividade solar são diferentes para cada uma dessas regiões.

Observa-se que o atraso decresce com o ângulo de elevação, que a amplitude de variação do atraso ionosférico situa-se entre 4 e 22 ns. Este resultado está de acordo com os valores de atraso médio apresentados na literatura [4], resultantes de medidas realizadas em períodos de baixa atividade solar.

Nas Figuras 5.7 e 5.8 pode-se observar o atraso ionosférico para a cidade de Arequipa. Nota-se, na Figura 5.7, que entre os dez satélites visíveis, dois deles têm atrasos muito elevados e os outros estão com atrasos entre 4 e 24ns, considerados normais. Os valores altos de atraso podem ser explicados pelo fato da simulação considerar um período de alta atividade solar.

Observando as Figuras 5.9 e 5.10, para simulações realizadas para a cidade de Fortaleza, observa-se o mesmo tipo de comportamento. Salienta-se aqui que as duas cidades estão localizadas em latitudes próximas.

Na Figura 5.11 vê-se o comportamento do atraso em função do ângulo de elevação para a cidade de Helsinki. Não existe nenhuma evidência de grandes variações relacionadas ao período de intensa atividade solar, o que pode ser explicado pelas diferenças de características da propagação do sinal GPS entre o satélite e as regiões temperadas e equatoriais. Esta conclusão está em conformidade com a experimentação prática, onde se constata que os efeitos de explosões solares são muito mais acentuados na região equatorial, devido ao acúmulo anômalo de elétrons livres (fenômeno conhecido por *Equatorial electron jet* [44]), bem como devido à ocorrência de bolhas ionosféricas [45].

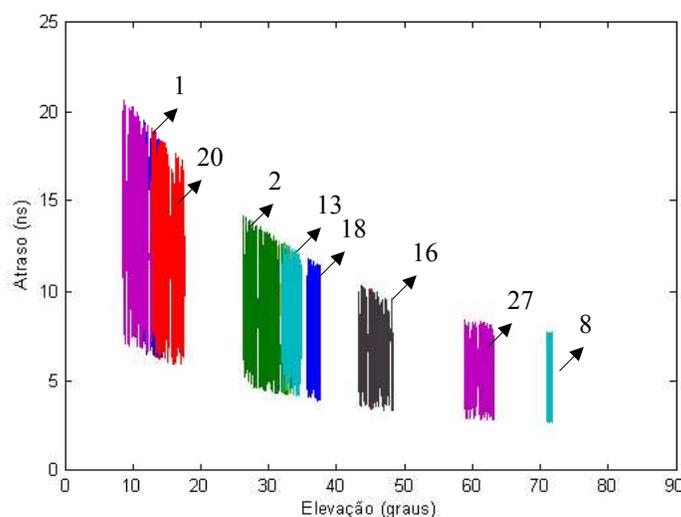


Figura 5.4 – Atraso Ionosférico – Arequipa – 14/07/00

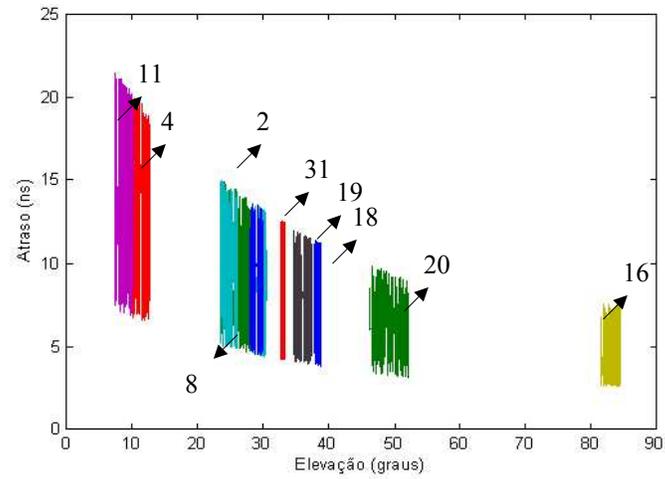


Figura 5.5 – Atraso Ionosférico – Fortaleza – 14/07/00

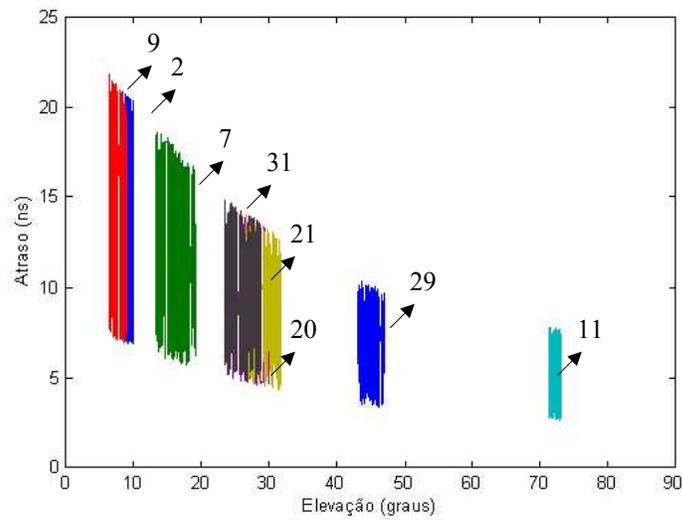


Figura 5.6 – Atraso Ionoférico – Helsinki – 14/07/00

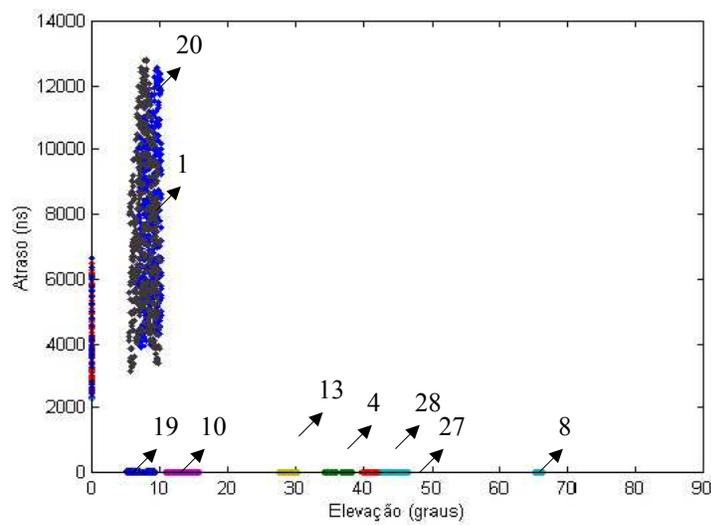


Figura 5.7 – Atraso Ionosférico – Arequipa – 21/04/02

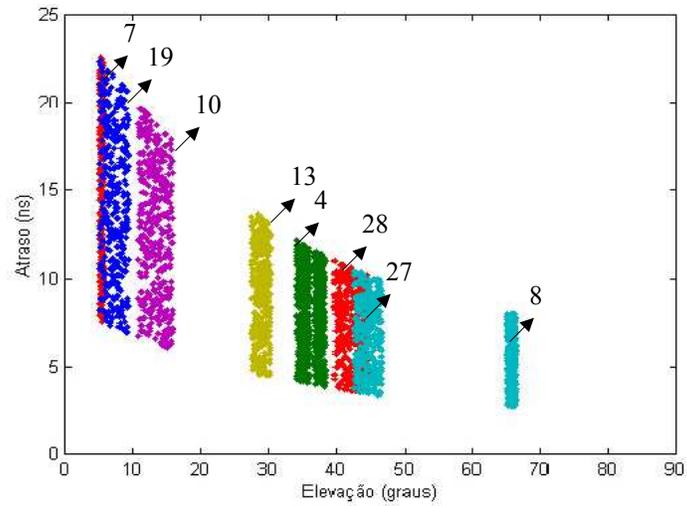


Figura 5.8 – Atraso Ionosférico – Arequipa – (zoom) – 21/04/02

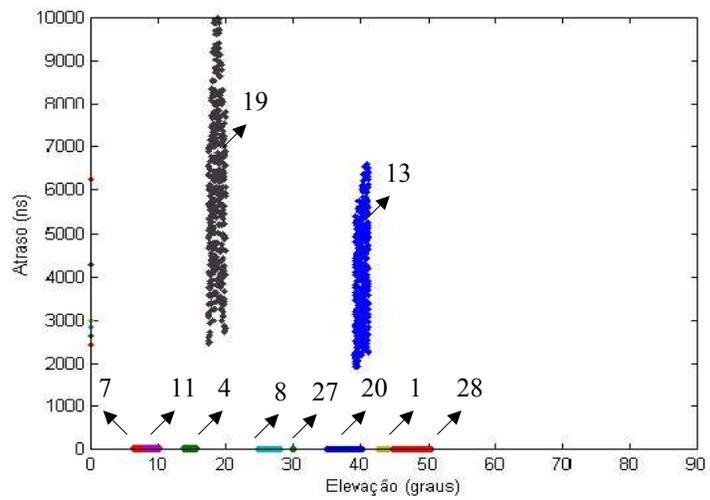


Figura 5.9 – Atraso Ionosférico – Fortaleza – 21/04/02

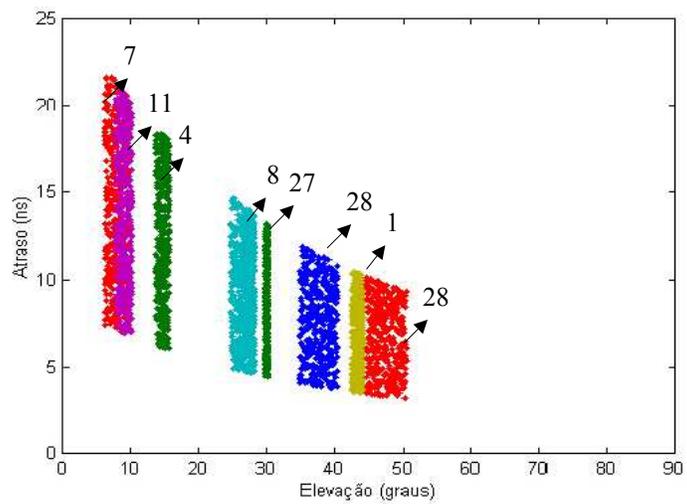


Figura 5.10 – Atraso Ionosférico – Fortaleza (zoom) – 21/04/02

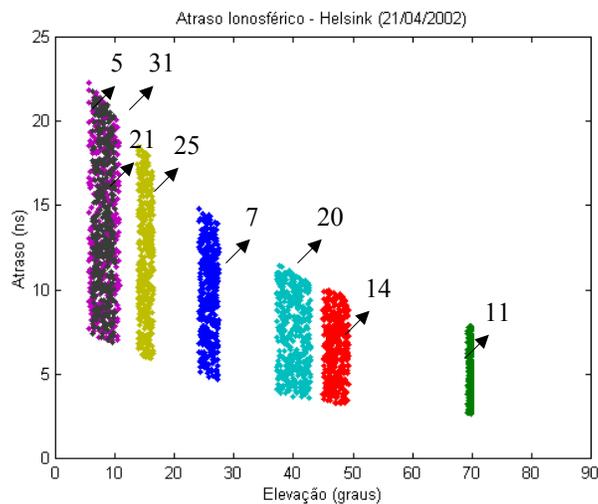


Figura 5.11 – Atraso Ionosférico – Helsinki – 21/04/02

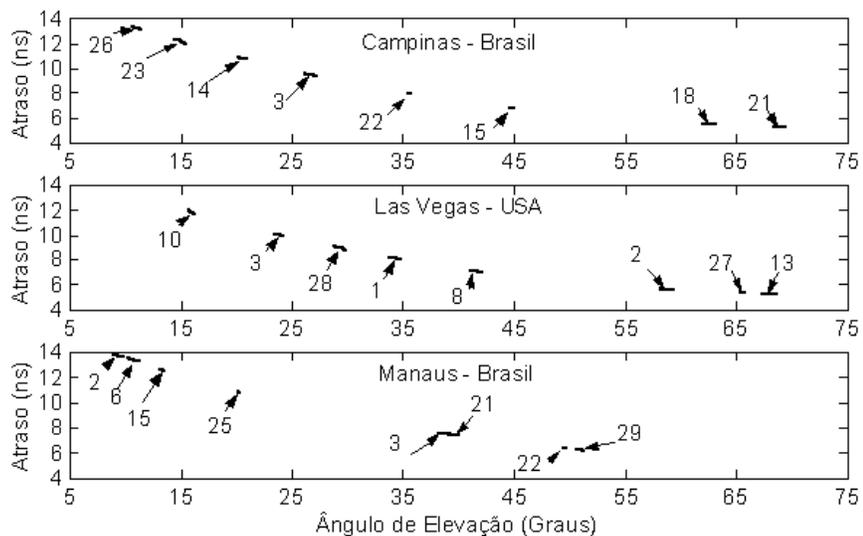


Figura 5.12 – Atraso Ionosférico –Campinas/Las Vegas/Manaus – 18/02/02

Na Figura 5.12, observa-se o atraso ionosférico para as cidades de Manaus, Campinas e Las Vegas. Não são esperadas grandes variações do conteúdo eletrônico total (TEC) quando se observa um período pequeno. Pode-se concluir que o atraso diminui com o aumento ângulo de elevação e a faixa de variação associada ao atraso é de 4 a 14ns.

5.5.2 – Análise dos Efeitos Troposféricos no Canal de Comunicação GPS

As condições de simulação, neste caso, são semelhantes às aquelas para o atraso ionosférico. Resultados para as cidades de Campinas, Las Vegas e Manaus podem ser vistos na Figura 5.13. Consta-se que o atraso troposférico diminui com o aumento do ângulo de elevação, e que a variação associada ao atraso situa-se numa faixa de aproximadamente 10 a 125ns.

Observa-se que estes valores de atrasos são mais elevados que os respectivos valores para os atrasos ionosféricos. Os atrasos associados a Manaus são os mais altos e aqueles associados a Las Vegas são os mais baixos, quando os ângulos de elevação são menores que 20°. Isto pode ser explicado pelas diferentes características físicas da troposfera na região equatorial e na região do hemisfério norte. De fato, o atraso troposférico depende das condições meteorológicas e da densidade de vapor d'água na troposfera. Assim sendo, regiões equatoriais úmidas apresentarão naturalmente um atraso ionosférico maior que regiões temperadas ou tropicais. Observando as Figuras 5.14 a 5.16 (baixa atividade solar) verifica-se comportamento similar, onde o atraso troposférico varia entre os valores 20-140ns. Nas Figuras 5.17 a 5.19 (alta atividade solar) nota-se apenas um pequeno aumento do atraso para os ângulos de baixa elevação e os valores encontram-se entre 20 e 160ns. Consequentemente, o nível de atividade solar tem pouca influência sobre o atraso troposférico.

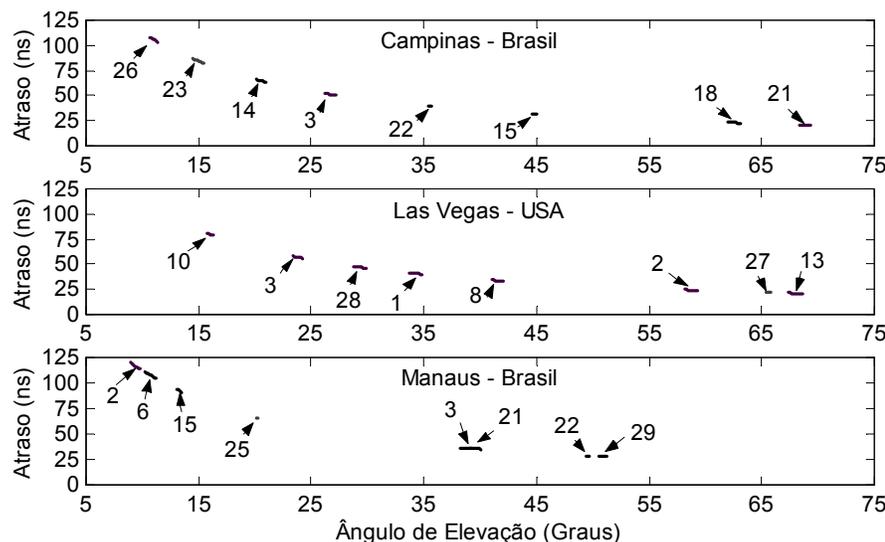


Figura 5.13 – Atraso Troposférico – Campinas/Las Vegas/Manaus-18/02/02

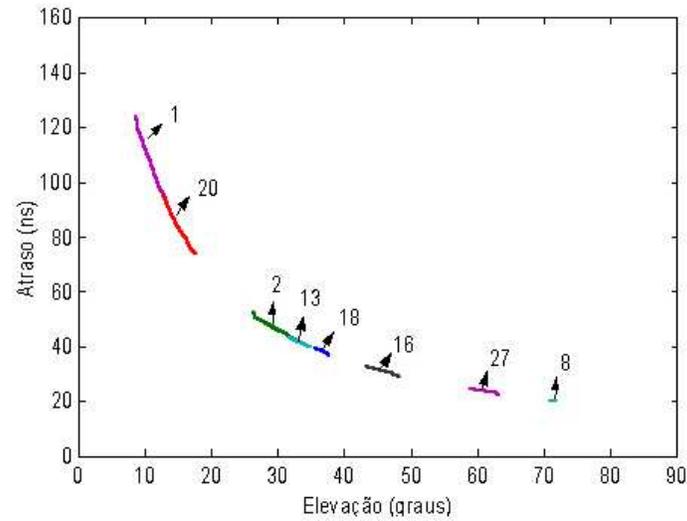


Figura 5.14 – Atraso Troposférico – Arequipa – 14/07/00

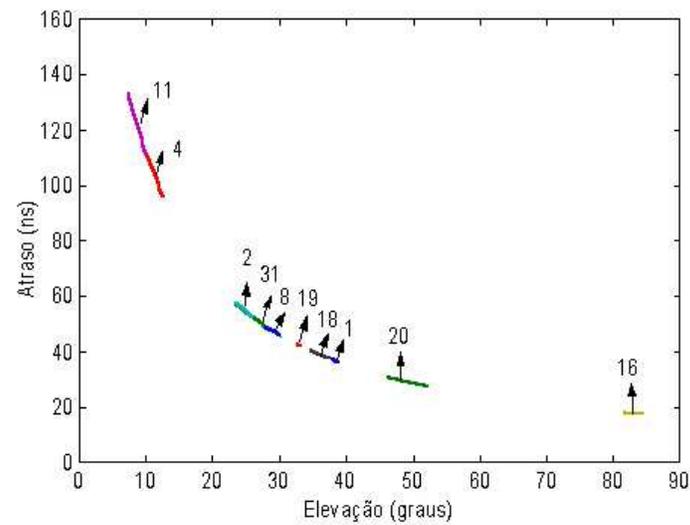


Figura 5.15 – Atraso Troposférico – Fortaleza – 14/07/00

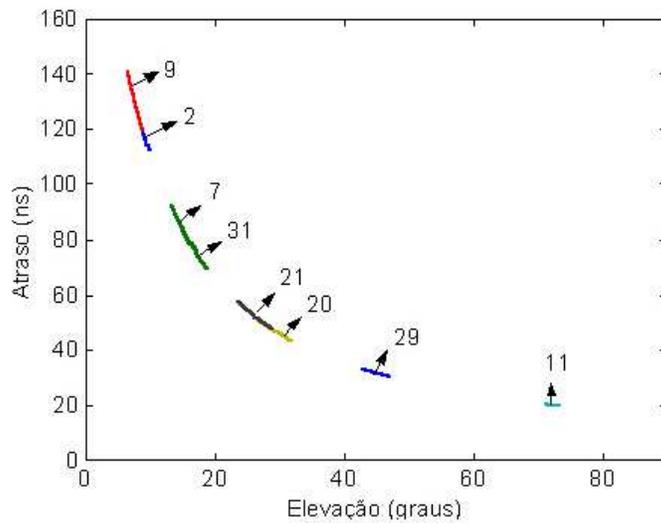


Figura 5.16 – Atraso Troposférico – Helsinki – 14/07/00

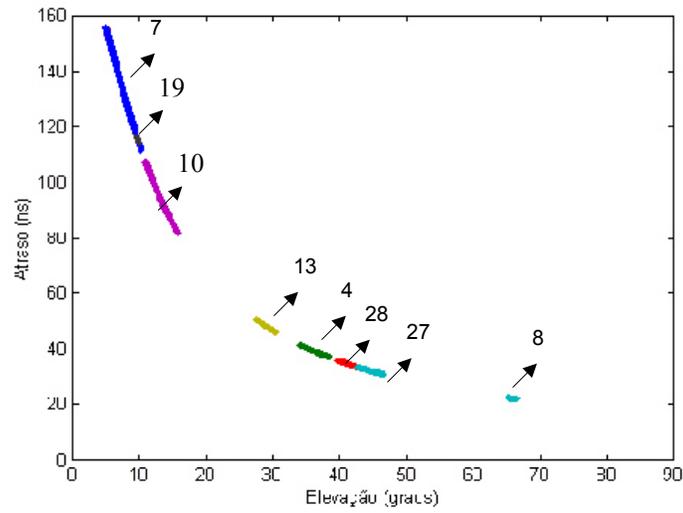


Figura 5.17 – Atraso Troposférico – Arequipa – 21/04/02

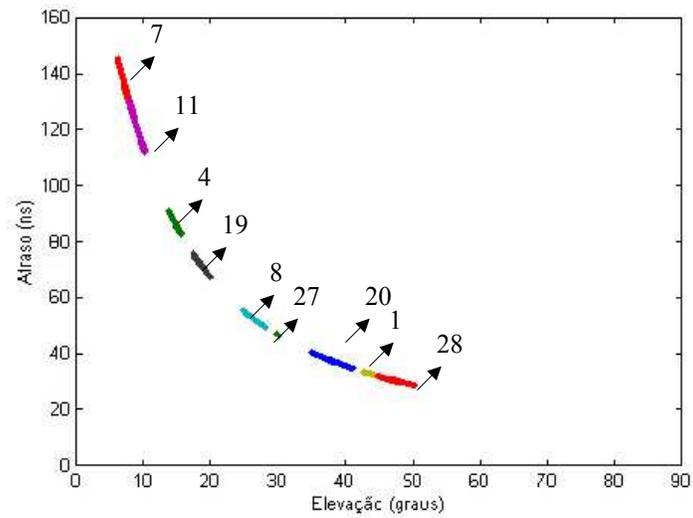


Figura 5.18 – Atraso Troposférico – Fortaleza – 21/04/02

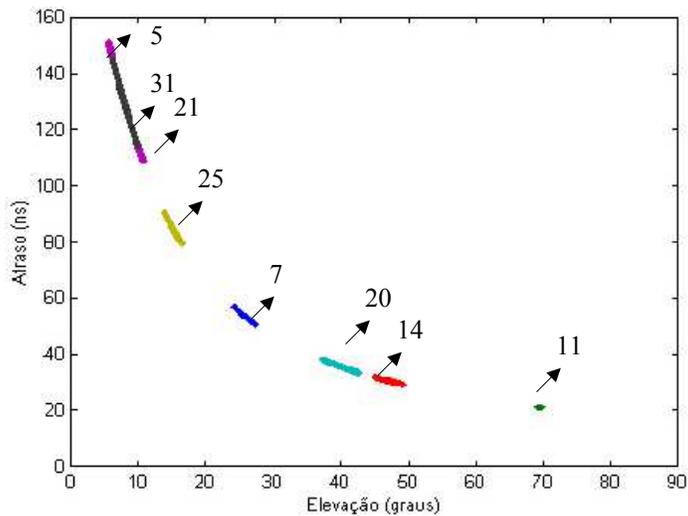


Figura 5.19 – Atraso Troposférico – Helsinki – 21/04/02

5.5.3 – Análise dos Efeitos de *Doppler Shift* no Canal de Comunicação GPS

O fenômeno de *Doppler shift* associado ao sinal recebido foi descrito no Capítulo 3 e ocorre devido ao movimento relativo do receptor em relação ao satélite. O cálculo deste parâmetro mostra a variação da frequência em torno da portadora, isto é 1,57542 GHz . Notou-se uma variação máxima na faixa de no máximo ± 5 kHz, resultado condizente com a literatura [40],[41],[46]. A Figura 5.20 mostra o *Doppler shift* para as cidades de Manaus, Las Vegas e Campinas.

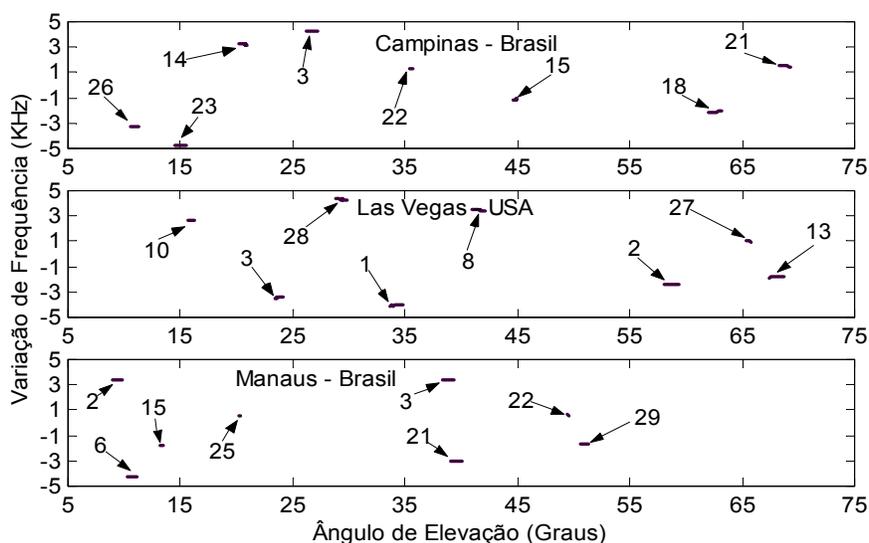


Figura 5.20 – Variação *Doppler* – Campinas/Las Vegas/Manaus – 18/02/02

5.5.4 – Análise do Conjunto de Efeitos no Canal de Comunicação GPS

Nesta seção serão mostrados alguns resultados da densidade espectral de potência do sinal à saída do simulador de canal, onde poderão ser observadas as variações causadas pela modificação do ambiente, pela introdução de novos efeitos, pela presença de multipercurso e sombreamento, efeito *Doppler* e ruído intencional de relógio.

Esta análise será realizada de forma a se tentar caracterizar o comportamento do sinal diante desses efeitos. Primeiramente será apresentado o sinal logo após o espalhamento espectral, na saída da antena do satélite, considerando apenas um satélite

visível (vide Figura 5.21). Aqui é importante observar o formato do gráfico e o nível de potência transmitido.

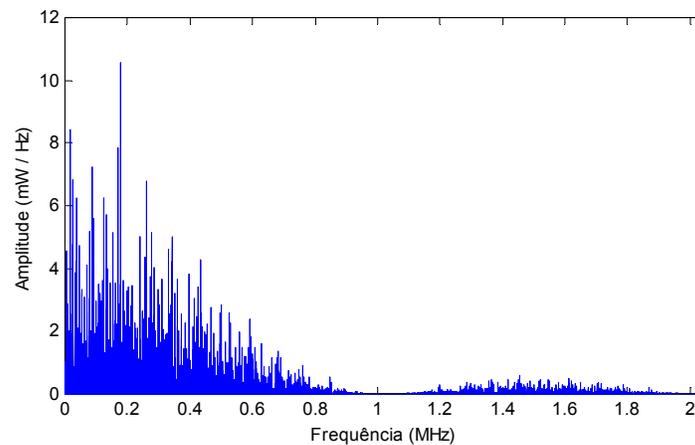


Figura 5.21 – Densidade Espectral de Potência do Sinal Gerado por um Único Satélite

Supondo oito satélites visíveis, iniciou-se uma simulação considerando que o receptor GPS estava embarcado num veículo com velocidade constante de 100 Km/h, em ambiente considerado rural, nas cidades de Las Vegas e Manaus. A densidade espectral de potência é mostrada nas Figuras 5.22 e 5.23, respectivamente. Neste caso, contrariamente à Figura 5.21, a entrada dos sinais no receptor GPS envolve todas as distorções associadas com a transmissão e caracteriza o fenômeno físico específico de multipercurso, sombreamento e *fading*. Comparando-se as amplitudes das Figuras 5.21 à 5.23, verifica-se que em 5.22 e 5.23 foi considerada a perda de potência devido à propagação do sinal do satélite no espaço livre até o alcance do receptor. As amplitudes são estabelecidas tais que a potência média do sinal alcance o receptor com o valor padrão médio de -160 dBW.

As Figuras 5.22 e 5.23 caracterizam a propagação no ambiente rural e devem ser comparadas com a Figura 5.21. Nota-se que, embora o formato dos gráficos de densidade espectral de potência nas Figuras 5.21, 5.22 e 5.23 pareçam muito similares, na realidade o efeito de multipercurso altera significativamente as amplitudes relativas na faixa de 0 a 0,8MHz. Observa-se um aumento do ganho entre 0 e 0,2MHz, bem como na faixa situada entre 0,3 e 0,6MHz.

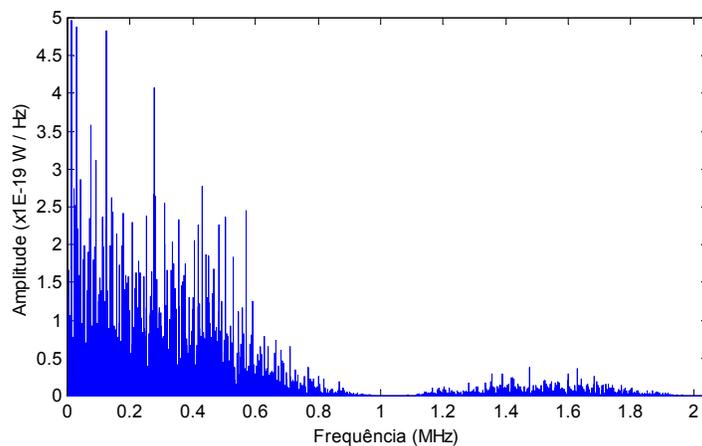


Figura 5.22 - - Densidade Espectral de Potência do Sinal Recebido – rural – Las Vegas

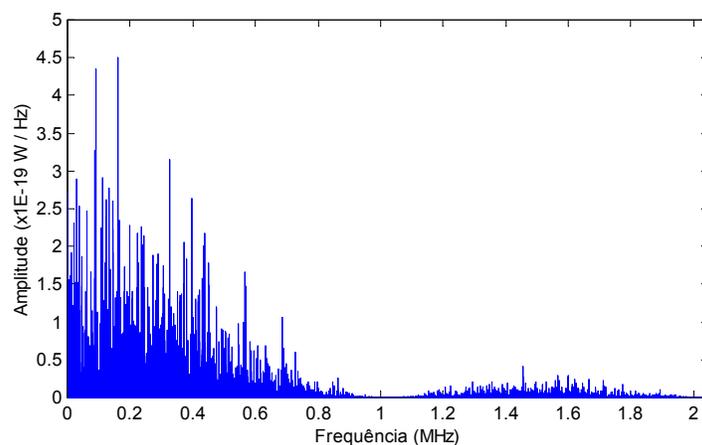


Figura 5.23 - Densidade Espectral de Potência do Sinal Recebido – rural – Manaus

As Figuras 5.24 e 5.25 caracterizam a propagação no ambiente urbano para as cidades de Las Vegas e Manaus respectivamente, e devem ser comparadas à Figura 5.21. Inicialmente, observa-se uma elevada atenuação na componente do sinal direto (linha de visada). Além disso, a multipercurso em ambiente urbano altera de forma acentuada a distribuição de potência na faixa de 0.1 a 0.4 MHz. Comparemos agora os efeitos do ambiente rural (Figuras 5.22-5.23) e do ambiente urbano (Figuras 5.24-5.25). A amplitude do espectro no primeiro caso é muito mais elevada que no segundo, o que pode ser explicado pelo efeito de multipercurso em vários obstáculos e pelo bloqueio da componente principal do sinal devido ao sombreamento. Em termos da distribuição de potência, o espectro de Manaus não se altera muito, ao passo que o espectro de Las Vegas passa de

uma distribuição uniforme de potência na faixa 0.1 a 0.6MHz (Figura 5.24) para uma distribuição que decai com o aumento da frequência, considerando-se a mesma faixa (Figura 5.25).

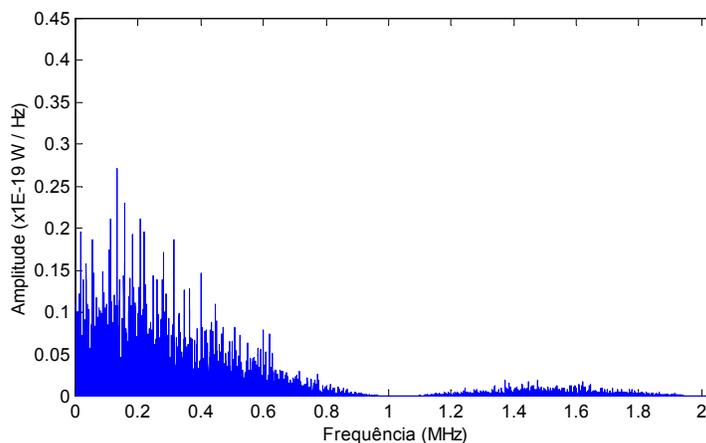


Figura 5.24 - Densidade Espectral de Potência do Sinal Recebido – urbano – Las Vegas

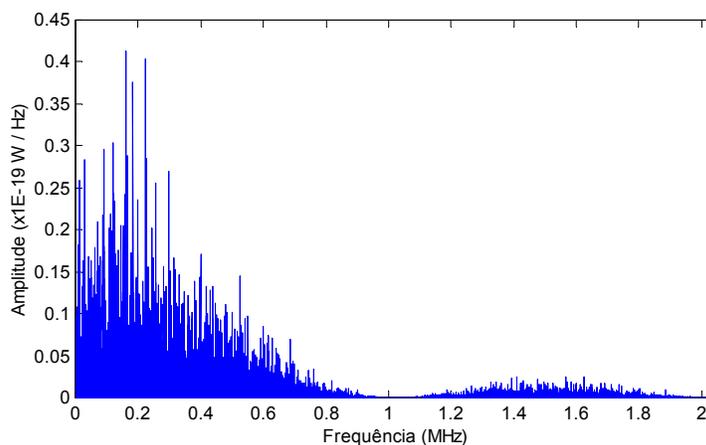


Figura 5.25 - Densidade Espectral de Potência do Sinal Recebido – urbano – Manaus

As Figuras 5.26 a 5.29 mostram a densidade espectral de potência para o caso da simulação de duas localidades diferentes, mas pertencentes a latitudes próximas na zona equatorial, que são as cidades de Fortaleza e Arequipa. São considerados os efeitos de sombreamento, multipercurso para os ambientes rural e urbano. Algumas simulações consideraram o ruído de relógio, e outras não. A comparação geral destas Figuras mostra que o ruído de relógio representado pelos modelos aqui utilizados acrescenta uma distorção aditiva de baixa amplitude.

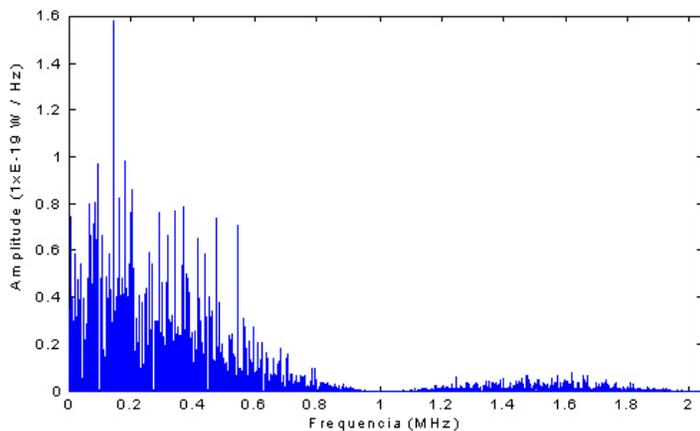


Figura 5.26 - Densidade Espectral de Potência do Sinal Recebido – s/ *clock* – rural – Arequipa

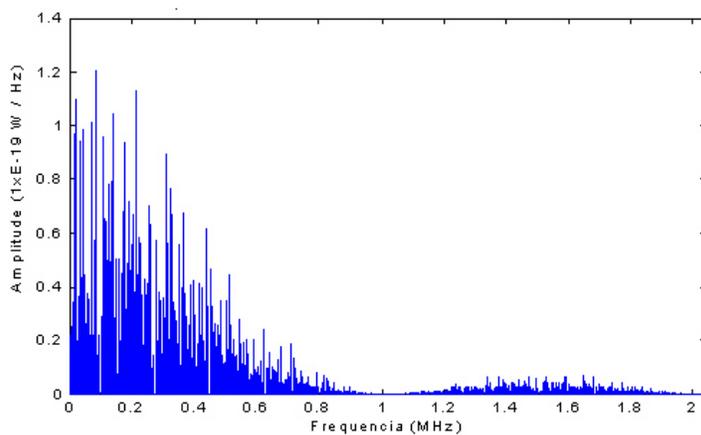


Figura 5.27 - Densidade Espectral de Potência do Sinal Recebido – s/ *clock* – rural – Fortaleza

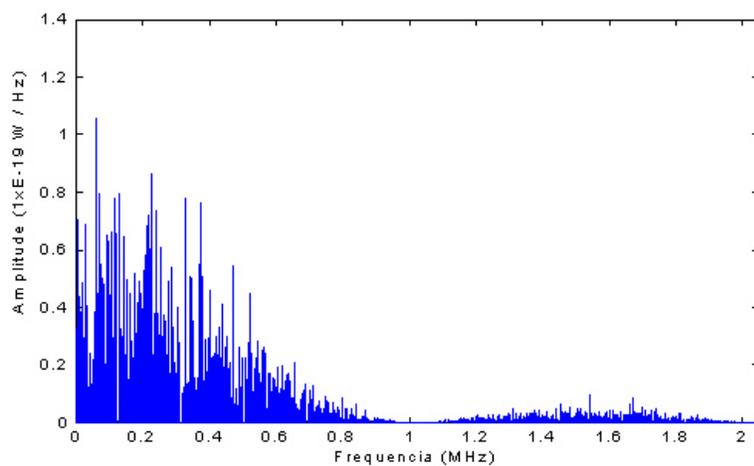


Figura 5.28 - Densidade Espectral de Potência do Sinal Recebido – Total – rural – Arequipa

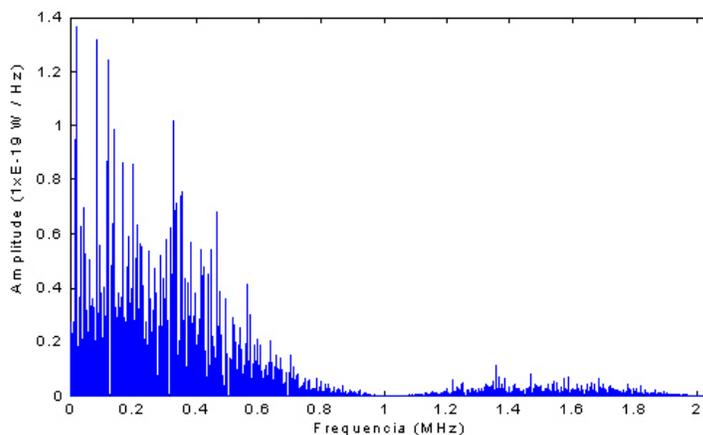


Figura 5.29 - Densidade Espectral de Potência do Sinal Recebido – Total – rural – Fortaleza

5.6 – Conclusões

Neste Capítulo apresentamos uma ferramenta computacional, cuja principal função no contexto desta tese é prover condições mais realistas de teste das técnicas de processamento de sinal que são apresentadas na segunda parte desta tese. Desta forma, no Capítulo 9 apresentam-se os resultados especificamente relacionados à utilização dos dados deste simulador como sinal de entrada para as técnicas propostas.

Os princípios deste simulador estão baseados em modelos clássicos da literatura e possibilita estudar separadamente cada efeito perturbador associado à propagação do sinal GPS, bem como deduzir valores de atrasos e de desvios de frequência coerentes com a literatura. Algumas características fundamentais das densidades espectrais de potência do sinal de entrada no receptor GPS foram observadas, o que permitiu extrair características importantes associadas aos fenômenos perturbadores. Um relatório mais detalhado do simulador está apresentado em [47].

Tendo em vista a complexidade dos fenômenos físicos envolvidos e o elevado tempo de implementação e testes do programa do simulador do canal de comunicação, este pode ser considerado como um primeiro passo para a elaboração de um gerador de sinais GPS mais complexo. A partir do conhecimento básico dos diversos efeitos perturbadores da propagação do sinal GPS, e após a aquisição de experiência em aspectos práticos do ambiente MATLAB (otimização dos programas, interface com outros sistemas, limitações),

sabe-se realizável a proposta original do gerador de sinais GPS e do simulador do canal de comunicação como ferramenta de testes de técnicas de processamento de sinal.

A partir do Capítulo seguinte inicia-se a segunda parte desta tese onde, tendo colocada a problemática da aplicação GPS, passamos a discutir essas técnicas de processamento de sinal e as novas configurações que constituem as principais contribuições deste trabalho.

CAPÍTULO 6

PRINCÍPIOS DE ANTENAS ADAPTATIVAS

6.1 - Introdução

O processamento adaptativo de sinais, em sua configuração de filtragem espacial, encontra aplicações em radares, sonares, telecomunicações, exploração geofísica, pesquisa biomédica e, ultimamente, nos sistemas de comunicações móveis e de posicionamento global (GPS).

Segundo Compton [28], os sistemas de antenas adaptativas datam dos anos 50. Em 1956, Altman e Sichak [48] propuseram o uso de *phase lock-loops* para a combinação de sinais de diferentes antenas num sistema com diversidade e, nos anos 60, estes arranjos foram estudados com mais profundidade em [49]. Mais tarde, estudaram-se também novos tipos de redes de antenas adaptativas, tais como o LMS, o Applebaum e o de Griffiths [50].

A Figura 6.1 mostra um diagrama funcional de uma rede de antenas adaptativas que consiste nas antenas, no conjunto de pesos formador do diagrama de irradiação, e na unidade de controle dos pesos adaptativos, baseada num processador de sinais e trabalhando de acordo com um determinado critério de otimização.

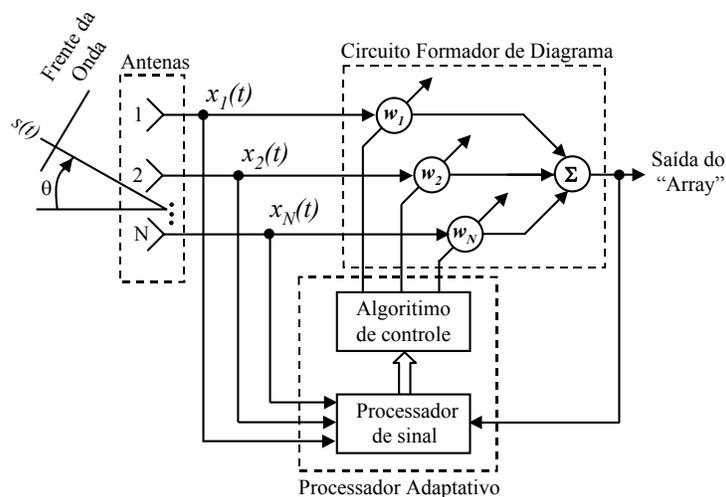


Figura 6.1 – Rede de Antenas Adaptativas de N elementos

A rede de antenas é disposta para dar cobertura adequada numa certa região espacial. A seleção das antenas e sua distribuição física no conjunto traz limitações na capacidade do sistema. A saída de cada n -ésimo elemento da rede de antenas é direcionada para o circuito formador do diagrama, onde a saída de cada elemento é multiplicada por um peso complexo, somada com a de todos os outros elementos, já multiplicado pelos respectivos pesos. Os valores dos pesos dentro do circuito formador do diagrama, em conjunto com as antenas e sua distribuição física, determinam a sensibilidade do diagrama da rede.

Várias distribuições geométricas da antena são amplamente citadas na literatura, tais como a linear ou planar, onde os sensores formam geralmente uma grade retangular ou situam-se sobre círculos concêntricos [51].

Quanto aos algoritmos adaptativos, eles são o fator chave para o desempenho da rede de antenas adaptativas, responsáveis pelo encontro dos valores ótimos dos vetores dos pesos das antenas conforme representado na figura 6.1.

Existem diversas técnicas de processamento de sinais que podem ser utilizadas e muitos são os algoritmos encontrados na literatura. Entre eles estão os algoritmos supervisionados, que são aqueles que necessitam do conhecimento de um sinal de referência que será utilizado como seqüência de treinamento para o algoritmo. Outros sistemas alternativos também são interessantes, e entre eles estão os que atuam junto ao critério de mínima variância com restrições lineares, proposto por Frost [52] e aquele que contempla o critério de mínimos quadrados acrescido de restrições, proposto por Resende [53]. Estes necessitam do conhecimento da direção de chegada dos sinais para o início do processamento.

Uma outra eficiente alternativa que tem sido mostrada na literatura contempla a utilização dos algoritmos autodidatas. Neste caso, não há conhecimento do sinal desejado nem de sua direção de chegada, mas apenas de alguma informação estatística, como veremos mais adiante neste capítulo.

Aqui serão descritos os modelos de sinais, bem como o equacionamento relacionado à configuração geométrica de uma rede de antenas linear e planar. Serão também realizadas considerações a respeito das técnicas de formação de feixes disponíveis na literatura. Quanto aos algoritmos adaptativos, entre os conhecidos como supervisionados, com

restrições e autodidatas, trataremos aqui alguns tipos que se adequam à aplicação de antenas adaptativas aplicadas no cancelamento ou minimização dos sinais interferentes no contexto do receptor GPS.

6.2 – Modelo de Sinais

Para uma rede de antenas conforme o mostrado na Figura 6.1, formado por N antenas receptoras, as formas de onda recebidas correspondem às N saídas; $x_1(t)$, $x_2(t)$,... $x_N(t)$. Estas N saídas são convenientemente descritas pelo vetor do sinal recebido $\mathbf{x}(t)$, onde

$$\mathbf{x}(t) \triangleq \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} \quad \text{para } 0 \leq t \leq T \quad (6.1)$$

e a faixa de t descreve o intervalo de tempo de observação. A componente do sinal desejado no vetor do sinal recebido é chamada de $\mathbf{s}(t)$ e a componente de ruído de $\mathbf{n}(t)$. Consequentemente, quando o sinal desejado está presente o vetor do sinal recebido pode ser escrito como:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad \text{para } 0 \leq t \leq T \quad (6.2)$$

Para sinais aleatórios ou não aleatórios, o vetor do sinal desejado pode ser representado por

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_n(t) \end{bmatrix} \quad \text{para } 0 \leq t \leq T \quad (6.3)$$

Seja então uma fonte genérica situada em algum ponto do espaço e um sinal vetorial $\mathbf{s}(t)$ que está relacionado a um sinal escalar $s(t)$ representado na forma:

$$\mathbf{s}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{m}(t-\tau) s(\tau) d\tau \quad (6.4)$$

onde o i -ésimo elemento de $\mathbf{m}(t)$ é $m_i(t)$ e representa os efeitos da propagação da fonte para a i -ésima antena. Desta forma, é analisado o caso onde as antenas são ideais, então $m_i(t)$ é um simples atraso no tempo descrito como $\delta(t-\tau_i)$, e a componente do sinal desejado em

cada antena é idêntica, exceto por um atraso no tempo e, assim sendo, pode-se escrever a Equação (6.4) como:

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} s(t - \tau_1) \\ s(t - \tau_2) \\ \vdots \\ s(t - \tau_n) \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

O modelo considerado para os sinais que chegam às antenas supõe a propagação de uma onda plana vinda de uma direção α , onde α é vetor unitário, conforme pode ser visto na Figura 6.2. Sabe-se que a fonte encontra-se muito afastada e desta forma as ondas, quando atingem as antenas, podem ser consideradas planas.

Neste caso, os vários atrasos no tempo são dados por [34]:

$$\tau_i = \frac{\alpha \cdot \mathbf{r}_i}{c} \quad (6.6)$$

onde c é a velocidade da luz, e cada coordenada da antena é dada pelo vetor \mathbf{r}_i e $\alpha \cdot \mathbf{r}_i \triangleq \alpha^T \mathbf{r}_i$, onde T denota a transposta.

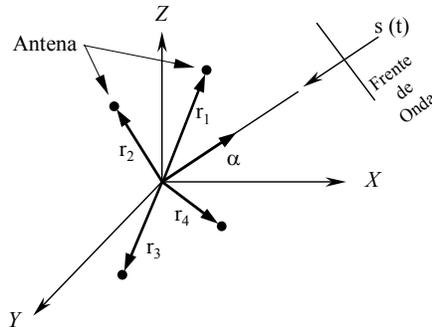


Figura 6.2 – Onda Plana Incidente

A medida do atraso no tempo em cada antena é um meio de determinação da direção de chegada do sinal $s(t)$.

Deve-se levar em conta que as propriedades de atraso no tempo sugeridas nas Equações (6.5) e (6.6) se aplicam para quaisquer sinais associados à propagação de ondas planas, incluindo o caso de sinais aleatórios.

Sabe-se que uma rede de antenas possibilita maior sensibilidade do que uma antena sozinha, embora existam limitações de largura de feixe e modificações do diagrama de

irradiação. Para exemplificar, este conceito será mostrado para uma rede de antenas linear de elementos igualmente espaçados e, em seguida, estendido para uma rede planar.

As posições das antenas na rede determinam a sua resolução e os efeitos interferométricos causadores dos lóbulos secundários não desejados (*grating lobes*). Em geral o aumento da resolução é diretamente proporcional à dimensão da rede de antenas e à separação entre os elementos. Uma rede de antenas de alta resolução melhora a relação sinal-ruído (SNR) de saída quando a separação angular entre os sinais desejados e os interferentes é pequena. A capacidade de alta resolução implica também em diagramas de irradiação com nulos profundos e estreitos, fato que reduz a capacidade da rede de antenas localizar um nulo numa região angular maior. Uma rede de antenas de N elementos tem $N-1$ graus de liberdade, isto é, até $N-1$ possibilidades de nulos no diagrama de irradiação.

6.2.1 Rede de Antenas Linear

Considerando uma rede de antenas linear, que constitui a mais simples distribuição geométrica a ser estudada, e objetivando simplificar sua apresentação dando uma melhor interpretação física desta técnica, a análise de uma rede de antenas de N elementos será feita a seguir.

Seja um conjunto de N antenas isotrópicas, linear e uniforme, que estão posicionadas ao longo do eixo z , tal com ilustrado na Figura 6.3. Considera-se que estas antenas têm respostas em amplitude idênticas, mas cada elemento sucessivo tem resposta de fase progressiva β , que representa a defasagem entre a corrente de um dado elemento em relação à do elemento precedente [54].

Sabe-se que o fator de rede é dado pela somatória fasorial das contribuições dos sinais de cada elemento da rede de antenas, existindo uma excitação de fase progressiva β entre os elementos.

Para observações de campo distante, o fator de rede pode ser escrito como:

$$FA = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)(k d \cos \gamma + \beta)} = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)\varphi} \quad (6.7)$$

onde

$$\varphi = k d \cos \gamma + \beta \quad (6.8)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (6.9)$$

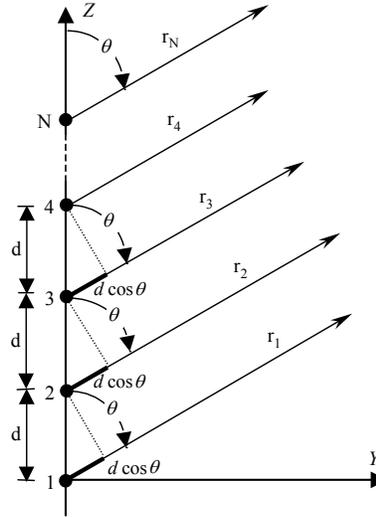


Figura 6.3 – Rede de Antenas Linear

Considera-se a_n o coeficiente de excitação de amplitude e γ o ângulo entre o eixo da rede de antenas (eixo z) e o vetor de origem do ponto de observação.

Em geral, o ângulo γ pode ser obtido para a geometria da Figura 6.3 como:

$$\begin{aligned} \cos \gamma &= \hat{a}_z \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_z \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \cos \theta \\ \cos \gamma &= \cos \theta \quad \Rightarrow \quad \gamma = \theta \end{aligned} \quad (6.10)$$

Isso ocorre porque o sistema mostrado na Figura 6.3, onde os elementos estão dispostos ao longo do eixo z, tem simetria em torno deste, isto é, não existem variações em ϕ . Isto não ocorreria se os elementos estivessem dispostos ao longo de x ou y. A colocação dos elementos ao longo de z, x ou y não modifica as características da rede de antenas, pois numericamente eles têm diagramas idênticos, mesmo com as formulações matemáticas diferentes [54].

Em uma rede de antenas linear e uniforme sabe-se que a K-ésima amostra do i-ésimo sinal incidente pode ser representada como:

$$s_i(k) = c(k) e^{j(wk + \phi(k))} \quad (6.11)$$

onde $c(k)$ e $\phi(k)$ são denominados o módulo e fase do sinal e w a frequência angular da portadora.

O sinal de saída do n -ésimo elemento, considerando-se i sinais incidentes com uma direção de chegada φ_i , onde $1 \leq i \leq I$, pode ser escrito como:

$$x_n(k) = \sum_{i=1}^I a_n(\varphi_i) s_i(k) e^{j(f_n(\varphi_i))} , \quad (6.12)$$

onde: $a_n(\varphi_i)$ é a resposta complexa de n -ésimo elemento da rede de antenas na direção φ_i e $f_n(\varphi_i)$ é a função dependente da geometria da rede que explicita a fase acrescida ao sinal no n -ésimo elemento, em relação a fase do elemento de referência.

A fim de considerar todos os N elementos e todos os i sinais incidentes escreve-se a equação acima em notação matricial:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}(\varphi)\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) , \quad (6.13)$$

onde:

$$\varphi = [\varphi_1 \ \varphi_2 \ \cdots \ \varphi_I]^T \quad (6.14)$$

e

$$\mathbf{s}(k) = [s_1(k) \ s_2(k) \ \cdots \ s_I(k)]^T \quad (6.15)$$

sendo $\mathbf{n}(k)$ um vetor de dimensão N representando o ruído térmico.

$\mathbf{A}(\varphi)$ é uma matriz cujas colunas são vetores que representam a resposta da rede de antenas a cada uma das I direções de chegada dos sinais, ou seja:

$$\mathbf{A}(\varphi)_{N \times I} = [\mathbf{a}(\varphi_1) \ \mathbf{a}(\varphi_2) \ \cdots \ \mathbf{a}(\varphi_I)] \quad (6.16)$$

$$\mathbf{a}(\varphi_i) = [a_1(\varphi_i) e^{j f_1(\varphi_i)} \ a_2(\varphi_i) e^{j f_2(\varphi_i)} \ \cdots \ a_N(\varphi_i) e^{j f_N(\varphi_i)}]^T \quad (6.17)$$

Os vetores $\mathbf{a}(\varphi_i)$ são os chamados vetores de direcionamento ou de propagação da rede de antenas.

O fator de rede neste caso, considerando as antenas dispostas ao longo da direção z , será dado pelo produto interno do vetor peso da rede de antenas e o vetor de direcionamento.

$$FA = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\varphi_i) , \quad (6.18)$$

onde $w = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_N]^H$ é o peso complexo.

Se os elementos não forem isotrópicos, o campo total poderá ser formado pela multiplicação do fator de rede, definido anteriormente, pela equação de campo do elemento simples, utilizando o princípio de multiplicação de diagramas de irradiação [55].

Resultados de simulações apresentadas por Mozingo e Miller [34] mostram a amplitude do fator de rede no plano de azimute, onde, mantendo o espaçamento entre elementos em $d/\lambda_0 = 0,5$ e aumentando o número de elementos omnidirecionais idênticos, a largura de feixe diminui e o número de nulos e lóbulos laterais aumenta, com o aumento do número de elementos na rede.

Observando a variação da amplitude do fator de rede quando é mantido o número de elementos (por exemplo 7 elementos) e quando se varia o espaçamento entre eles, verifica-se que os nulos não ficam bem delineados quando o espaçamento é muito pequeno. À medida que o espaçamento aumenta, até 0,5, vão se formando nulos bem pronunciados e lóbulos laterais. À medida que a relação d/λ_0 tende a 1, verifica-se uma grande perturbação nos diagramas do fator de rede. Quando esta relação é igual a 1, os lóbulos laterais em $\theta = \pm 90^\circ$ têm ganho igual ao lóbulo principal, e surgem os lóbulos secundários indesejáveis (*grating lobes*).

6.2.2 Rede de Antenas Planar

Aliado à idéia de se dispor antenas ao longo de uma linha para formar uma rede de antenas linear, estes elementos irradiadores podem ser posicionados ao longo de uma grade retangular para a formar uma rede de antenas retangular ou planar. Estas redes podem ser utilizadas para controlar e modificar o formato de um diagrama de irradiação, caracterizando-se por sua versatilidade e possibilidade de obtenção de diagramas mais simétricos e com lóbulos secundários menores. Para o melhor entendimento desta formulação será apresentada a análise de uma rede de $M \times N$ elementos.

Considera-se uma rede planar o conjunto formado por antenas discretas dispostas no plano x-y como mostra a Figura 6.4, onde a origem das coordenadas coincide com o centro da antena. É formado por M elementos em cada coluna paralela ao eixo x e uniformemente

espaçado de d_x ; e N elementos em cada linha paralela ao eixo y e uniformemente espaçado de d_y .

A rede de antenas completa é formado por $M \times N$ elementos. O espaçamento e a variação de fase progressiva entre os elementos ao longo do eixo x são representados por d_x e β_x . Para a direção y , são representados por d_y e β_y .

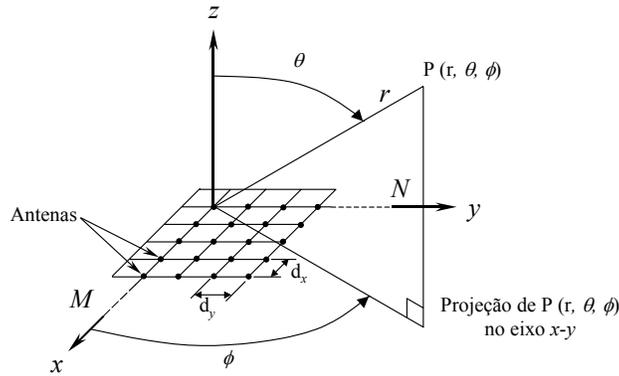


Figura 6.4 – Rede de Antenas Planar

O fator de rede para o arranjo planar é o produto dos fatores de rede nas direções x e y [54]:

$$FA = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[\sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(k d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(k d_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} \quad (6.19)$$

ou

$$FA = S_{xm} S_{yn} \quad (6.20)$$

onde I_{m1} é o coeficiente da amplitude de excitação de cada elemento, e

$$S_{xm} = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(k d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \quad (6.21)$$

$$S_{yn} = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(k d_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} \quad (6.22)$$

Quando os coeficientes das amplitudes de excitação dos elementos da rede de antenas na direção y são proporcionais aos da direção x , a amplitude do (m,n) -ésimo elemento pode ser escrita como:

$$I_{mn} = I_{m1} I_{1n} \quad (6.23)$$

Se a amplitude de excitação é uniforme, $I_{mm} = I_0$, então o fator de rede pode ser expresso como:

$$FA = I_0 \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(k d_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x)} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(k d_y \sin\theta \sin\phi + \beta_y)} \quad (6.24)$$

Portanto, as considerações a respeito dos espaçamentos dx e dy são as mesmas que no caso da rede de antenas linear, a fim de evitar a formação de lóbulos secundários indesejáveis [62].

Como no caso da rede de antenas linear, cada um dos fatores de rede das linhas e colunas $S_{xm}(\theta, \phi)$ e $S_{yn}(\theta, \phi)$ de uma rede de antenas planar pode ter uma direção arbitrária através da introdução de uma seqüência de fase variada para os elementos das linhas e colunas.

A fim de considerar todos os $M \times N$ elementos e todos os i sinais incidentes escreve-se, para um instante k qualquer, a saída em notação matricial:

$$y_K(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} w_{m,n}^* x_{m,n}(k) \quad (6.25)$$

$$y_K(\theta, \phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) \quad (6.26)$$

$$\mathbf{w} = [w_{0,0}, w_{1,0}, \dots, w_{m-1,0}, w_{0,1}, \dots, w_{m-1,n-1}]^T \quad (6.27)$$

$$\mathbf{x}(k) = [x_{0,0}(k), x_{1,0}(k), \dots, x_{m-1,0}(k), x_{0,1}(k), \dots, x_{m-1,n-1}(k)]^T \quad (6.28)$$

Através de uma análise análoga ao caso linear e uniforme, deriva-se o fator de rede para a geometria planar, que pode ser expresso como:

$$FA = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\phi_i) \quad (6.29)$$

ou

$$FA(\theta, \phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta, \phi) \quad (6.30)$$

sendo o vetor de direcionamento dado por:

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = [1 \ a_{1,0}(\theta, \phi) \cdots a_{m-1,0}(\theta, \phi), a_{0,1}(\theta, \phi) \cdots a_{m-1,n-1}(\theta, \phi)] \quad (6.31)$$

A largura de feixe, o nível dos lóbulos principais e dos secundários podem ser analisados da mesma maneira que nas rede de antenas lineares. Sabendo-se que o feixe

resultante de duas dimensões é gerado no espaço em azimute-elevação, é natural que os gráficos do diagrama de irradiação sejam realizados em diagramas com três dimensões.

6.3 – Técnica de Formação de Feixes

A técnica de formação de feixes consiste em focar a onda eletromagnética irradiada por uma antena numa direção específica no espaço. O objetivo é receber de forma seletiva um sinal proveniente de uma determinada direção, ou transmitir o sinal numa dada direção. Na literatura, a rede de antenas que controla as fases e as amplitudes da corrente de excitação é geralmente denominado de rede de antenas formadora de feixe [51].

Esta rede de antenas pode ser formada de maneira analógica, digital ou mista. Quando a formação de feixes se faz via rádio-freqüência (RF), a rede é dita analógica e consiste normalmente em dispositivos que fazem variar a fase e a amplitude dos sinais. Na Figura 6.5, pode-se observar um formador de feixes via RF projetado para formar apenas um feixe, com peso uniforme. O circuito da rede de antenas formadora de feixe pode ser implementado utilizando guias de onda, linhas de transmissão ou circuito impresso de microondas.

O interesse em formar múltiplos feixes levou ao desenvolvimento de uma rede de antenas formadora de feixes mais complexa, conhecido como matricial. O exemplo mais difundido na literatura é o que utiliza a matriz Butler [56], onde são utilizados acopladores direcionais defasados de 90° , do tipo Branch-line [51] e defasadores fixos de 45° . A formação de feixes via matriz Butler é similar ao processo da transformada rápida de Fourier (FFT), mas existe uma diferença muito importante entre os domínios deste processo, pois a matriz Butler é analógica e a FFT é calculada supondo-se sinais digitalizados.

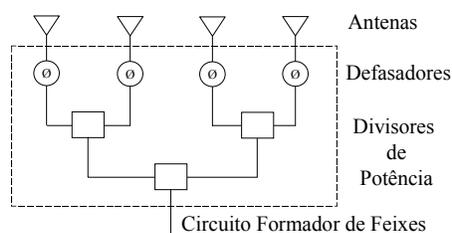


Figura 6.5 – Formador de Feixes de RF [51]

A necessidade de obter feixes que possam modificar sua orientação em relação a uma direção levou a uma técnica que modifica a fase do sinal da antena, conhecida como rede de antenas fasadas. Esta rede é constituída por um conjunto de antenas conectadas individualmente a um defasador, que controla a fase da corrente de excitação da antena ou a fase do sinal recebido, por um combinador de potências. A saída final é a somatória de todos os sinais vindos das antenas da rede, formando então o feixe na direção desejada.

Estes defasadores são classificados, na literatura, em dois tipos: os de variação contínua e os controlados digitalmente. Sabe-se que, operando em RF, serão bastante precisos e de maior custo. Existem alternativas, de forma a trabalhar no âmbito da frequência intermediária (FI), onde a rede formadora de feixes é implementada com resistores e linhas de atraso. Este tipo de implementação tem mais perdas, requer que cada antena tenha um circuito próprio de RF para FI e, quando o número de feixes é aumentado, degrada-se a relação sinal-ruído (SNR) devido ao aumento dos componentes de RF e FI.

Nos anos 80, pesquisadores da área de sistemas de radar e sonar iniciaram estudos agrupando conhecimentos da tecnologia de antenas e de sistemas digitais [51]. Neste sentido, considerou-se uma antena como um dispositivo que transforma sinais espaço-temporais em sinais estritamente temporais, permitindo utilizar várias técnicas de processamento de sinal.

Do ponto de vista conceitual, as saídas amostradas representam todos os dados que chegam na abertura da antena. Nenhuma informação é destruída, no mínimo até o início do processamento, e o compromisso adotado no estágio de processamento pode ser observado. A maior vantagem dessa técnica [51], baseia-se na possibilidade de aplicação de técnicas de processamento digital de sinal e de algoritmos no domínio espacial, uma vez que a informação de RF seja capturada na forma de uma seqüência digital.

A formação de feixes digitais baseia-se na conversão do sinal de RF de cada antena em duas seqüências de sinais binários em banda base, representando canais em fase e quadratura (I e Q). Os sinais digitais em banda base representam as amplitudes e fases dos sinais recebidos em cada elemento da rede. O processo de formação de feixe depende dos pesos destes sinais digitais e, por meio destes, efetua o ajuste das amplitudes e fases de maneira que, quando adicionados, formam o feixe desejado.

O fator de rede forma o feixe no domínio digital, isto é, dentro do processador. Não tem o mesmo significado físico como no caso da formação de feixe analógica, contudo seu desempenho no *link* de comunicação é feito bit a bit, tão real como no caso da formação de feixe analógica.

A chave desta tecnologia é a translação precisa do sinal analógico para o regime digital e isto é feito no receptor, o qual deve ser ajustado em amplitude e fase. Deve-se notar que não é necessário ajustes de *hardware*, mas a aplicação de um processo de calibração, que ajusta os valores da seqüência de dados transmitida antes da formação do feixe, e isto deve ser feito via *software*. A evolução da tecnologia de receptores parece ir ao encontro destas necessidades quando observamos uma tendência cada vez maior em aumentar as funções de *software* dentro dos receptores modernos [57], [73].

A grande vantagem da utilização de formação de feixes digitais é o aumento de flexibilidade com degradação mínima da relação sinal-ruído (SNR). A seguir, apresentaremos algumas famílias de algoritmos que permitem a viabilização dessa técnica, principalmente no contexto adaptativo.

6.4 – Algoritmos de Filtragem Espacial

Como foi dito anteriormente, um formador de feixes adaptativo é um dispositivo que permite a separação de sinais que estão numa mesma banda de frequências mas estão separados espacialmente, permitindo desta forma a distinção entre o sinal desejado e o sinal interferente. Uma rede de antenas formadora de feixe é capaz de automaticamente otimizar o fator de rede, pelo ajuste dos pesos, até que uma função objetivo pré-definida seja satisfeita. Isto significa que a otimização é encontrada e especificada por um algoritmo projetado para esta proposta.

A boa escolha do algoritmo para a derivação dos pesos adaptativos é de extrema importância e é um dos fatores que determinam a velocidade de convergência e a complexidade de *hardware* quando da sua implementação.

Existem diferentes classes de algoritmos e entre outras pode-se citar os classificados como supervisionados, com restrições e autodidatas. Os supervisionados são aqueles onde se supõe que exista uma seqüência de dados, referentes ao sinal desejado, já conhecida no

receptor, denominada sinal de referência ou seqüência de treinamento, que fica disponível por um certo tempo. Os algoritmos com restrições não possuem e nem necessitam deste sinal de referência disponível, mas sim da informação da direção de chegada dos sinais desejados (DOA). Já os algoritmos autodidatas não necessitam da informação do sinal de referência e nem da direção de chegada dos sinais, apenas requerem algumas informações das estatísticas dos sinais desejados.

Uma rede de antenas formadora de feixe genérico é representado na Figura 6.6. A dependência das amostras com o tempo é representada aqui com o índice k , sendo $d(k)$ o sinal de referência, isto é, aquele que se quer recuperar, e $e(k)$ o erro entre a saída e o sinal de referência. A escolha do vetor peso \mathbf{w} é baseada nas estatísticas do vetor de sinais que chegam das antenas, $\mathbf{x}(k)$. Basicamente, o objetivo é otimizar a resposta do formador de feixes relacionado a algum critério pré-estabelecido, tal que a saída $y(k)$ contenha uma contribuição mínima do ruído e da interferência.

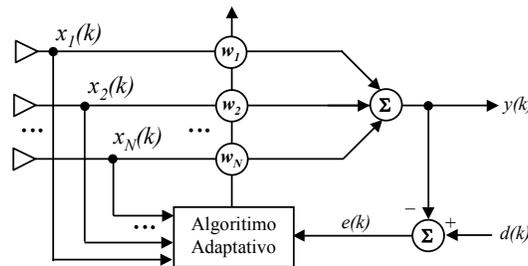


Figura 6.6 – Rede de Antenas adaptativas espacial linear de N coeficientes

Num instante k qualquer, a saída em notação matricial é dada por:

$$y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) \quad , \quad (6.32)$$

onde:

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ \cdots \ x_N(k)]^T \quad (6.33)$$

e

$$\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \cdots \ w_N]^T \quad (6.34)$$

Os pesos \mathbf{w} são calculados de forma a otimizar o critério do erro quadrático médio mínimo (MMSE) dado por:

$$\Psi = E[e^2(k)] = E\{[d(k) - y(k)]^2\} \quad (6.35)$$

Ou ainda

$$\Psi = E[d^2(k)] - 2\mathbf{w}^H \mathbf{r}_{dx} + \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \quad , \quad (6.36)$$

onde:

$$\mathbf{r}_{dx} = E[d(k)\mathbf{x}(k)] \quad (6.37)$$

e

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)] \quad (6.38)$$

são o vetor de correlação cruzada e a matriz de autocorrelação, respectivamente [33], [58].

Na busca da minimização da função custo, calcula-se o gradiente e iguala-se a zero. Desta forma, o melhor \mathbf{w} possível (\mathbf{w}_{opt}) será:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \quad (6.39)$$

A Equação (6.39) é conhecida como equação de Wiener-Hopf ou solução ótima de Wiener. É importante salientar que esta função tem apenas uma solução que anula o gradiente da função custo e, portanto, é uma função unimodal.

6.4.1 – Algoritmos Supervisionados

Como já foi dito anteriormente, esta classe de algoritmos supõe a existência de uma seqüência de referência ou de treinamento já conhecida a priori pelo receptor. A seguir, serão apresentados dois algoritmos supervisionados clássicos.

6.4.1.1 - Algoritmo LMS (*Least-Mean Square*)

Trata-se de um algoritmo de busca baseado no princípio da descida da função custo na direção oposta à do vetor gradiente (*steepest-descent*).

O conhecimento exato do vetor gradiente exige o conhecimento de \mathbf{R}_{xx} e \mathbf{r}_{dx} , o que não é sempre possível num contexto de tempo real.

A idéia do LMS [33] é usar uma aproximação estatística que consiste em substituir as médias por seu valor instantâneo:

$$\hat{\nabla}_w \Psi(k) = -2\hat{\mathbf{r}}_{dx} + 2\hat{\mathbf{R}}_{xx} \mathbf{w}(k) \quad (6.40)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(k) = \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \quad (6.41)$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{dx}(k) = \mathbf{x}(k) d^*(k), \quad (6.42)$$

De modo que:

$$\hat{\nabla}_w \Psi(k) = -2\mathbf{x}(k) d^*(k) + 2\mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \hat{\mathbf{w}}(k) \quad (6.43)$$

A expressão é dada por:

$$\hat{\mathbf{w}}(k+1) = \hat{\mathbf{w}}(k) + \frac{1}{2}\mu [\nabla_w \Psi(k)] \quad (6.44)$$

onde μ é o passo de adaptação.

Então, após a aproximação estatística tem-se:

$$\hat{\mathbf{w}}(k+1) = \hat{\mathbf{w}}(k) + \frac{1}{2}\mu [2\mathbf{x}(k) d^*(k) - 2\mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \hat{\mathbf{w}}(k)] \quad (6.45)$$

Chegando finalmente a expressão do LMS:

$$\hat{\mathbf{w}}(k+1) = \hat{\mathbf{w}}(k) + \mu\mathbf{x}(k) [d^*(k) - \mathbf{x}^H(k) \hat{\mathbf{w}}(k)] \quad (6.46)$$

A expressão do LMS é extremamente simples, não requer cálculos de médias ou de quadrados. Entretanto, sua velocidade de convergência para entradas correlacionadas é baixa se comparada à de outros algoritmos, como o RLS, apresentado a seguir.

6.4.1.2 - Algoritmo RLS (*Recursive Least-Squares*)

O algoritmo RLS é derivado a partir do critério de mínimos quadrados expresso por:

$$\psi(k) = \sum_{i=1}^k \delta^{k-i} |e(i)|^2 \quad (6.47)$$

e de forma similar ao procedimento anterior obtêm-se para os pesos ótimos:

$$\hat{\mathbf{w}}_{opt}(k) = \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k) \hat{\mathbf{r}}_{dx}(k) \quad (6.48)$$

onde $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ e $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$ são estimativas da autocorrelação e da correlação cruzada, atualizadas a cada iteração:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}(k) = \sum_{i=1}^k \delta^{k-i} \mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) \quad (6.49)$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{\mathbf{dx}}(k) = \sum_{i=1}^k \delta^{k-i} d(i) \mathbf{x}(i) \quad (6.50)$$

O fator δ ($0 \leq \delta \leq 1$) é chamado fator de esquecimento e tem por função fazer com que valores passados dos sinais tenham pesos menores do que os valores mais recentes no cálculo das matrizes de $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}$ e $\hat{\mathbf{r}}_{\mathbf{dx}}$.

A idéia do RLS é obter o conjunto wopt dado em (6.48) de forma recursiva de modo a evitar o cálculo da inversa da matriz a cada novos dados recebidos.

Rearranjando as expressões acima e utilizando o lema de inversões de matrizes [33] obtêm-se:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}^{-1}(k) = \delta^{-1} \left[\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}^{-1}(k-1) - \left[\frac{\delta^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}^{-1}(k-1) \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}^{-1}(k-1)}{1 + \delta^{-1} \mathbf{x}^H(k) \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}^{-1}(k-1) \mathbf{x}(k)} \right] \right] \quad (6.51)$$

A expressão final de atualização dos pesos do algoritmo RLS é:

$$\mathbf{w}(k) = \mathbf{w}(k-1) + \frac{\delta^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}^{-1}(k-1) \mathbf{x}(k)}{(1 + \delta^{-1} \mathbf{x}^H(k) \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}^{-1}(k-1) \mathbf{x}(k))} \left[d^*(k) - \mathbf{x}^H(k) \hat{\mathbf{w}}(k-1) \right] \quad (6.52)$$

É importante observar que, na prática, o algoritmo RLS requer que se inicialize a recursão pela escolha de um valor tal que assegure a não-singularidade da matriz de correlação.

6.4.2 – Algoritmos com Restrições

Os algoritmos com restrições permitem o cancelamento de interferentes pela imposição de restrições na adaptação dos pesos das antenas, de tal maneira que se mantenha uma determinada resposta de amplitude constante e de fase linear na direção do sinal desejado.

As restrições são obtidas a partir das estimativas das direções de chegada (DOA – *Direction of Arrival*) dos sinais incidentes, através da estimação de um espectro de ângulo.

Muitas são as técnicas apresentadas na literatura para a realização desta estimativa, entre elas podem-se destacar o algoritmo MUSIC [59] e ESPRIT [60], descritos na apêndice A.

A partir das direções estimadas, é possível aplicar sobre a rede de antenas os algoritmos adaptativos com restrições lineares. Tais algoritmos são baseados na minimização da potência, ou variância, do sinal de saída, comumente denominados na literatura LCMV (*Linear Constrained Minimum Variance*) [52].

Uma vez que o critério MV leva naturalmente a anular o sinal de saída, são as próprias restrições, impostas sobre os pesos da rede de antenas, que fornecem a conformação desejada à sua resposta. No caso, as restrições possibilitarão um ganho constante nas direções desejadas e um nulo na dos interferentes.

Assim o critério LCMV a ser utilizado é expresso por:

$$\mathbf{C}^T \mathbf{w} = \mathbf{f} \quad (6.53)$$

onde \mathbf{C} é a matriz de restrições para uma rede de antenas de N elementos em que existem k restrições, sendo que a dimensão de \mathbf{C} é $N \times k$, e \mathbf{f} é o vetor de restrições de dimensão $k \times 1$ tal que:

$$\mathbf{f} = [f_0, f_2, \dots, f_{I+D-1}] \quad (6.54)$$

Onde D e I são respectivamente o número de sinais desejados e de interferentes. Considerando a atenuação do ganho de 30dB abaixo do lóbulo principal, uma atenuação suficiente o cancelamento de sinais interferentes, podemos escrever:

$$\begin{aligned} f_i &= 0 \text{ dB}, \text{ para } i = 0, \dots, D-1, \text{ para os } D \text{ sinais desejados,} \\ f_i &= -30 \text{ dB}, \text{ para } i = D, \dots, D+I-1, \text{ para os } I \text{ sinais interferentes,} \end{aligned}$$

e ainda:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{jf(\theta_1)} & e^{jf(\theta_2)} & \dots & e^{jf(\theta_{D+I-1})} \\ e^{j2f(\theta_1)} & e^{j2f(\theta_2)} & \dots & e^{j2f(\theta_{D+I-1})} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(M-1)f(\theta_1)} & e^{j(M-1)f(\theta_2)} & \dots & e^{j(M-1)f(\theta_{D+I-1})} \end{bmatrix} \quad (6.55)$$

6.4.2.1 - Algoritmo de Frost

O algoritmo de Frost (FR) é uma técnica adaptativa com restrições, baseada no LMS.

É um algoritmo iterativo e, a cada iteração os coeficientes do vetor se movem na direção negativa do gradiente da função custo acrescida da função restrição pelo método dos multiplicadores de Lagrange [52].

Os multiplicadores de Lagrange η são escolhidos de maneira que o vetor peso $\mathbf{w}(k)$ alcance as restrições. Para isso, considera-se a matriz de correlação \mathbf{R}_{xx} conhecida, tal que a função com restrições a ser minimizada é:

$$F_{LCMV}[\mathbf{w}(k)] = \frac{1}{2} \mathbf{w}^T(k) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}(k) + \eta^T(k) [\mathbf{C}^T \mathbf{w}(k) - \mathbf{f}] \quad (6.56)$$

cujo gradiente é:

$$\nabla F_{LCMV}[\mathbf{w}(k)] = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}(k) + \mathbf{C} \lambda(k) \quad (6.57)$$

Após a k-ésima iteração, a fórmula de atualização do vetor de coeficientes é:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu [\mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}(k) + \mathbf{C} \lambda(k)] \quad (6.58)$$

onde μ é o passo de adaptação.

Os multiplicadores de Lagrange devem ser escolhidos de maneira que $\mathbf{w}(k+1)$ satisfaça às restrições impostas pela Equação (6.53), sendo que \mathbf{C} é a matriz de restrições da Equação (6.55) e \mathbf{f} , o vetor de restrições da Equação (6.53).

Após as manipulações algébricas, a fórmula de adaptação pode ser escrita como:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \left[\mathbf{I} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^T \right] \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}(k) + \mathbf{C}(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} [\mathbf{f} - \mathbf{C}^T \mathbf{w}(k)] \quad (6.59)$$

A técnica de Frost, por ser do tipo LMS, efetua a mesma aproximação da Equação (6.41) de modo a formar um algoritmo que dispense o conhecimento da matriz de autocorrelação, sendo assim adequado para aplicações em tempo real.

Considerando-se:

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \mathbf{x}(k) \mathbf{x}(k)^T \quad (6.60)$$

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \left[\mathbf{I} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^T \right] \mathbf{x}(k) \mathbf{x}(k)^T \mathbf{w}(k) + \mathbf{C}(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} [\mathbf{f} - \mathbf{C}^T \mathbf{w}(k)] \quad (6.61)$$

Efetuando manipulações algébricas chega-se ao algoritmo dado por:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \left[\mathbf{I} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^T \right] \mathbf{y}(k) \mathbf{x}(k)^T + \mathbf{C}(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} [\mathbf{f} - \mathbf{C}^T \mathbf{w}(k)] \quad (6.62)$$

6.4.2.2 - Algoritmo de Resende

O algoritmo rápido de mínimos quadrados com restrições, conhecido como CFLS [61], [62], pode ser considerado como a versão de mínimos quadrados da técnica desenvolvida por Frost.

A dedução completa do algoritmo de Resende pode ser vista em [61] e será resumidamente apresentada a seguir.

Assim, escreve-se:

$$\mathbf{w}(k) = \mathbf{\Gamma}(k) [\mathbf{C}^H \mathbf{\Gamma}(k)]^{-1} \mathbf{f} \quad (6.63)$$

onde:

$$\mathbf{\Gamma}(k) = \mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1}(k) \mathbf{C} \quad (6.64)$$

$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}(k)$ é a estimativa da matriz de correlação.

e

$$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}(k) = \sum_{i=1}^k \delta^{k-i} \mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) \quad (6.65)$$

e $\mathbf{x}(i)$ são os sinais incidentes no instante i , variando de i até k .

A Equação (6.65) pode ser escrita como:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{Q}(k+1) \mathbf{f} \quad (6.66)$$

onde:

$$\mathbf{Q}(k+1) = \mathbf{\Gamma}(k+1) [\mathbf{C}^H \mathbf{\Gamma}(k+1)]^{-1} \quad (6.67)$$

Sabendo-se que o algoritmo pode ser derivado quando uma recursão é obtida para $\mathbf{Q}(k+1)$

e quando a recursão é numericamente controlada, chega-se a:

$$\mathbf{u}(k+1) = \mathbf{C}^H \mathbf{g}(k+1) \quad (6.68)$$

e

$$\mathbf{v}^H(k+1) = \mathbf{x}^H(k+1) \mathbf{Q}(k) \quad (6.69)$$

onde $\mathbf{x}(k+1)$ são os sinais incidentes. Então, obtém-se:

$$\mathbf{Q}(k+1) = \mathbf{Q}'(K+1) + \mathbf{C} [\mathbf{C}^H \mathbf{C}]^{-1} [\mathbf{I} \mathbf{C}^H \mathbf{Q}'(K+1)] \quad (6.70)$$

Se $\mathbf{Q}'(k+1)$ apresenta uma matriz com erros de imprecisão numérica, um termo de correção pode ser introduzido, e a atualização da matriz é dada por:

$$\mathbf{Q}'(k+1) = \left[\mathbf{Q}(k) - \mathbf{g}(k+1) \mathbf{v}^H(k+1) \right] \left[\mathbf{I} + \frac{\mathbf{u}(k+1) \mathbf{v}^H(k+1)}{1 - \mathbf{v}^H(k+1) \mathbf{u}(k+1)} \right] \quad (6.71)$$

onde $\mathbf{g}(k+1)$ é o ganho adaptativo obtido pelo algoritmo FLS, \mathbf{u} e \mathbf{v} são vetores auxiliares e \mathbf{Q}' é uma matriz auxiliar.

Finalmente, as condições iniciais são:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(0) &= \mathbf{Q}(0) \mathbf{f} \\ \mathbf{Q}(0) &= \Gamma(0) \left[\mathbf{C}^H \Gamma(0) \right]^{-1} \\ \Gamma(0) &= \mathbf{R}_{xx}^{-1}(0) \mathbf{C} \end{aligned} \quad (6.72)$$

6.4.3 – Algoritmos Não Supervisionados ou Autoditatas

Esta classe de algoritmos procura recuperar o sinal desejado $d(k)$ sem a seqüência de treinamento e sem assumir qualquer conhecimento de sua direção de chegada [63].

Para isso foram propostos na literatura diversas funções custo. Embora multimodais, é demonstrado que essas funções possuem mínimos que correspondem a situações onde o sinal é recuperado. Para atingir esse mínimo foram derivados diferentes algoritmos denominados na literatura como “algoritmos de Busgang”.

Entre os algoritmos autoditatas serão abordados, neste estudo, alguns casos especiais dos algoritmos de Busgang, como o algoritmo de Godard [64] e o do módulo constante generalizado [67].

6.4.3.1 – Algoritmo de Godard

A proposta de Godard [64], [65] procurou heurísticamente otimizar os pesos w de modo a manter a propriedade de módulo constante da constelação dos dados transmitidos. Treicheler e Agee [77] particularizaram esta técnica em sistemas que empregam modulações onde os módulos dos sinais são constantes, isto é, FM, PSK, GMSK e outras, e propôs a denominação de algoritmo CMA.

O critério de Godard penaliza os desvios do sinal recebido $y(k)$, com relação ao raio constante R_p . É expresso por

$$\Psi_{p,q} = \frac{2}{pq} E \left(\left| |y(k)|^p - R_p \right|^q \right) \quad (6.73)$$

$$R_p \equiv \frac{E \left(|a_k|^{2p} \right)}{E \left(|a_k|^p \right)} \quad (6.74)$$

onde R_p é uma constante que controla a amplificação do equalizador e p , um inteiro positivo com valor típico 1 ou 2.

Aplicando o princípio do gradiente estocástico neste critério, considerando $p=q=2$ e uma modulação $|a_k|=1$, chega-se à equação de adaptação dos pesos dada por:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \hat{\nabla}_w(\psi_{22}) \quad (6.75)$$

onde

$$\hat{\nabla}_w(\psi_{22}) = \left[|y(k)|^2 - 1 \right] y(k) x(k) \quad (6.76)$$

sabendo-se que μ é o passo de adaptação.

Substituindo-se a Equação (6.76) em (6.75) tem-se:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \left\{ \left[|y(k)|^2 - 1 \right] y(k) x(k) \right\} \quad (6.77)$$

Este algoritmo é facilmente estendido para o caso complexo, basta substituir o vetor $\mathbf{x}(k)$ pelo seu complexo conjugado $\mathbf{x}(k)^*$. Ele foi desenvolvido como uma solução para corrigir a modulação AM incidental, provocada pelo desvanecimento em sinais de rádio. Seus autores demonstram que, se o filtro conseguir eliminar a modulação AM, necessariamente o desvanecimento causado pelo multipercurso será corrigido.

O algoritmo de Godard apresenta-se como o mais robusto entre os de Busgang, com respeito ao *offset* de fase da portadora. O que leva a este resultado é o fato de que a função custo e a derivação do algoritmo são baseadas somente na amplitude do sinal recebido. Após a convergência, o algoritmo de Godard também é o que atinge o menor valor de erro quadrático médio entre os algoritmos de Busgang [66].

6.4.3.2 – Algoritmo do Módulo Constante Generalizado (GCMA)

O critério do módulo constante generalizado (GCM) foi proposto por Cavalcanti [67] e baseia-se em assumir um módulo constante porém de valor flexível. O princípio consiste no fato de que a função custo deve ser otimizada de modo a recuperar a propriedade de módulo constante da constelação de dados transmitidos, sendo que este valor não é a priori estabelecido. Desta forma a utilização de um controle automático de ganho se faz necessário para que exista equalização de potência.

Posteriormente mostrou-se que este critério generalizado equivale ao proposto por Shalvi-Weinstein [66].

No entanto, ao contrário do algoritmo super-exponencial (ASE) de Shalvi-Weinstein, a técnica proposta por Cavalcanti é ainda do tipo gradiente estocástico, diferenciando-se do CMA pela forma como a aproximação estatística é efetuada. Chega-se assim num algoritmo de convergência mais rápida em várias situações de interesse, tal como a utilizada neste trabalho.

A regra de atualização de pesos de um sistema GCMA é dada por:

$$w(k+1) = w(k) - \mu \frac{z(k) - \bar{z}}{\bar{z}^3} [\bar{z} y^*(k) x(k) - z(k) \mathbf{r}] \quad , \quad (6.78)$$

Onde $\mathbf{r} = E \{ y^*(k) \mathbf{x}(k) \}$, $z(k) = E | y(k) |^2$, $\bar{z} = E | y(k) |^2$ e μ é fator de passo.

Para uma implementação prática, as médias estatísticas \hat{z} e $\hat{\mathbf{r}}$ devem ser substituídas por médias temporais:

$$\hat{z}(k+1) = \delta \hat{z}(k) + (1-\delta) | y(k) |^2 \quad (6.79)$$

$$\hat{\mathbf{r}}(k+1) = \delta \hat{\mathbf{r}}(k) + (1-\delta) y^*(k) \mathbf{x}(k) \quad (6.80)$$

com δ um valor de esquecimento típico de 0,9.

A possibilidade aparente da convergência para a solução trivial $w=[0..0]^T$ não foi verificada quando se inicializou com pelo menos um peso não nulo.

Observa-se também que o GCMA, tal qual o CMA, não corrige desvios de fase.

6.5 – Técnicas Baseadas em Redes Neurais

Redes neurais artificiais são sistemas que imitam algumas habilidades computacionais do sistema nervoso biológico, utilizando um grande número de elementos básicos interconectados, chamados neurônios artificiais. Existem vários tipos de redes neurais e estão classificadas como as estáticas (rede perceptron multicamada (MLP) e as redes de funções de base radial (RBF) e dinâmicas (rede totalmente recorrente, redes localmente e globalmente recorrentes e rede com recorrência externa) [68].

O *perceptron* é a forma mais simples de uma rede neural e consiste basicamente em um neurônio com pesos sinápticos ajustáveis e um limiar (threshold) [68]. O *perceptron* multi camadas é uma das mais importantes classes, conhecida como a de redes neurais de processamento direto, isto é, não realimentado (RNMLP). Consiste tipicamente de um conjunto de sensores unitários que são as camadas de entrada, uma ou mais camadas escondidas e das camadas de saída [69]. O sinal de entrada se propaga através da rede diretamente de camada em camada.

Na rede MLP, o modelo de cada neurônio inclui uma não linearidade na saída. Uma das formas mais comuns de não linearidade, que satisfaça às necessidades da rede, é o sigmóide, definido por:

$$y_j = \frac{1}{1 + \exp(-v_j)}, j = 0, \dots, H - 1 \quad (6.81)$$

onde v_j é o nível de atividade interna da rede no neurônio j , and y_j é a saída deste neurônio. Aqui será utilizado a tangente hiperbólica como a não linearidade anti simétrica com respeito à origem e tem amplitude definida no intervalo $-1 < y_j < 1$. A tangente hiperbólica é definida por:

$$\varphi(v) = a \tanh(bv) \quad (6.82)$$

onde a e b são constantes.

A rede exibe um alto grau de conectividade, determinado pelas sinapses, que por sua vez determinam a robustez computacional da RNMLP e também respondem por possíveis problemas. A sua arquitetura distribuída e não linear faz com que a análise teórica do perceptron multi camadas seja difícil e o uso de muitas camadas escondidas torne o processo de aprendizagem problemático.

Neste trabalho foram consideradas as RNMLP com uma única camada intermediária, onde os neurônios da camada escondida recebem as entradas ponderadas da rede. Definindo-se:

Vetor de M entradas: $\mathbf{x} = [1, x_0, x_1, \dots, x_{M-1}]^T$

Vetor de N saídas: $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T$

Considerando o *bias* da ativação do perceptron, usualmente igual a 1, e H neurônios, a matriz de pesos entre camada de entrada e a camada intermediária é dada por: $A_{(M+1) \times H}$, e a matriz de pesos entre a camada intermediária e a camada de saída é dada por: $B_{(H+1) \times N}$.

Utilizando-se como função de ativação a tangente hiperbólica, o vetor de saída da rede é dado por

$$\mathbf{y} = \left(\frac{e^{\tau \mathbf{x}^T \mathbf{A}} - e^{-\tau \mathbf{x}^T \mathbf{A}}}{e^{\tau \mathbf{x}^T \mathbf{A}} + e^{-\tau \mathbf{x}^T \mathbf{A}}} \right)^T \mathbf{B} \quad (6.83)$$

onde τ é uma constante que afeta a inclinação da sigmóide.

A atualização dos parâmetros da rede é obtida através da minimização da função erro [69] e a Figura 6.7 mostra a estrutura da RNMLP..

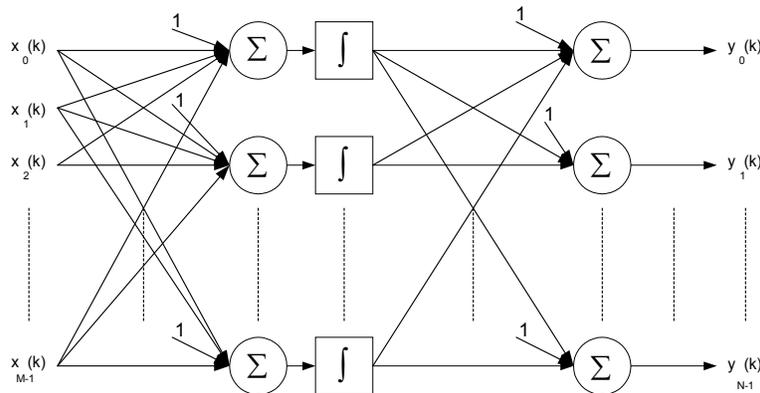


Figura 6.7 – Estrutura da RNMLP

6.6 – Conclusões

Neste Capítulo foi apresentada uma revisão a respeito dos algoritmos adaptativos, fator chave para o desempenho da rede de antenas adaptativas. Mostrou-se inicialmente o modelo ideal de sinais, aplicando-os para as configurações geométricas linear e planar, mais utilizadas em aplicações práticas. Tratou-se também de algumas considerações a respeito das técnicas de formadores de feixe existentes na literatura e da descrição dos algoritmos supervisionados, com restrições e autodidatas, baseados em estrutura transversal, e dos associados à estrutura neural de *perceptrons* multicamadas.

CAPÍTULO 7

SOLUÇÕES DE ANTENAS ADAPTATIVAS PARA GPS – MÉTODOS LINEARES

7.1 – Introdução

Um aspecto essencial da presente tese é prover uma ligação entre as técnicas mais avançadas de processamento espacial com a aplicação GPS. As soluções aqui apresentadas pretendem trazer contribuições em ambas as vertentes. No que se refere ao processamento por antenas adaptativas essas contribuições são no sentido de propor alternativas de configurações, incluindo diferentes algoritmos propondo associações que visam uma melhoria de desempenho e uma melhor adequabilidade ao problema tratado. No que se refere à aplicação, procura-se prover um conjunto de novas ferramentas e uma série de resultados ainda não totalmente explorados na literatura técnica em GPS.

As propostas são divididas em dois grandes grupos. Este Capítulo trata do primeiro, ou seja, das contribuições que envolvem apenas estrutura linear de filtragem. As técnicas baseadas em processamento não linear serão apresentadas no Capítulo seguinte.

7.2 – Configurações Propostas

Como se sabe, a estrutura espacial da rede de antenas pode ser arranjada de várias maneiras, neste trabalho escolheram-se as geometrias linear e planar, as mais utilizadas nas aplicações práticas de redes de antenas. Em todo o trabalho as antenas são consideradas omnidirecionais, igualmente espaçadas de meio comprimento de onda.

Neste Capítulo apresentam-se os resultados de simulações onde serão utilizados os algoritmos com restrições lineares conhecidos como de Frost e de Resende, estudados no Capítulo 6. As configurações propostas foram divididas em dois grupos de soluções, denominadas clássica e combinada com algoritmos LMS, onde os desempenhos serão analisados e comparados.

Nesses algoritmos, um conjunto de restrições é imposto de maneira a estabelecer uma dada amplitude do fator de rede na direção dos sinais desejados, isto é, na direção dos sinais transmitidos pelos satélites visíveis da constelação GPS e na direção dos sinais

interferentes. Estes valores devem ser aqueles considerados típicos num contexto de antenas e de rejeição de sinais [34].

Com o propósito de facilitar a compreensão, recoloca-se aqui a figura 7.1 que representa a referência angular da rede linear e planar de antenas, já existente no capítulo anterior.

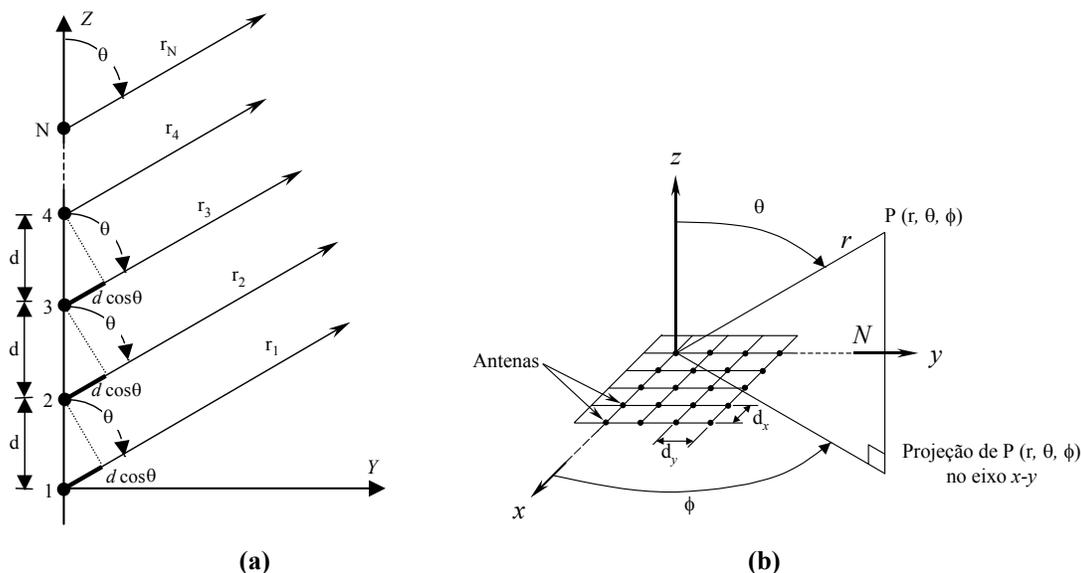


Figura 7.1. Referência Angular da rede de Antenas Linear (a) e Planar (b)

A primeira proposta, apresentada na figura 7.2, foi denominada de solução clássica por se tratar de fato da simples aplicação dos algoritmos de Frost ou Resende na captura dos sinais GPS, numa estrutura modular e desenvolvida em paralelo. Cada algoritmo adaptativo está associado com um sinal desejado, isto é, um satélite visível e também ao número de canais do receptor GPS. A grande vantagem da estrutura em paralelo e modular é que pode ser implementada facilmente conforme o número de canais do receptor sem que isto cause grandes modificações na estrutura de programação do algoritmo.

A regra para a escolha do maior número possível de algoritmos a ser implementado na estrutura de processamento é então aquela que os relaciona com o número máximo de canais do receptor GPS, sendo dependente essencialmente do *hardware* do receptor.

O número mínimo de implementações que foi considerado é aquele que da literatura sabe-se ser o mínimo para a obtenção de uma estimativa de posição do receptor GPS que considera as três dimensões, isto é 4 satélites visíveis, e conseqüentemente uma estrutura paralela e modular com 4 algoritmos implementados.

A dependência dos algoritmos com a direção de chegada de sinais torna necessária a utilização de um algoritmo complementar que estima as direções de chegada e alimenta a estrutura da rede de antenas com esta informação. Desta forma, o bloco “DOA” tem papel relevante no funcionamento da solução clássica. Entre os algoritmos de direção de chegada estudados, aplicaram-se aqueles que mais parecem enquadrar-se no contexto GPS, resumidamente apresentados no anexo A.

O bloco controle também tem papel importante, pois está associado com a necessidade de correção do DOA visto que os satélites visíveis se modificam com o tempo ou com uma eventual utilização do receptor numa plataforma móvel, onde, para um funcionamento realista da solução, necessitaríamos de correção do DOA num intervalo pré-determinado.

Para descrever o sistema de maneira resumida poder-se-ia então supor um instante inicial de funcionamento, primeiramente o algoritmo implementado no bloco “DOA” faria a estimativa de direção de chegada dos sinais e, como internamente é ligado ao bloco “controle”, esta estimativa seria atualizada num intervalo de tempo pré-determinado e enviada aos blocos “RES ou “FR” para que cada algoritmo fosse adaptando-se até a convergência para a solução procurada.

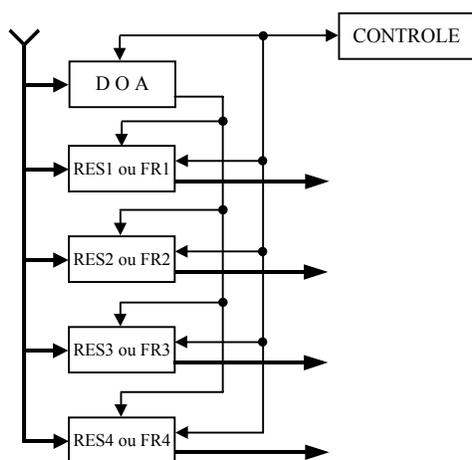


Figura 7.2 - Estrutura Implementada para os Algoritmos com Restrições

Já a segunda proposta envolvendo estruturas lineares acrescenta um segundo estágio de processamento onde os sinais obtidos pelos algoritmos com restrições funcionam como seqüência de treinamento de um conjunto de algoritmos LMS supervisionados. Deu-se

então o nome de solução adaptativa combinada a esta proposta, representada na figura 7.3. É também, como a solução clássica, uma estrutura desenvolvida em paralelo e modular onde cada algoritmo adaptativo está associado com um sinal desejado.

A busca de uma solução combinada utilizando algoritmos com restrições nasceu da necessidade de melhor desempenho para a rede de antenas, de forma a garantir de maneira mais eficiente e rápida o cancelamento de interferentes na recepção GPS.

A estrutura combinada “algoritmo com restrição/algoritmo supervisionado” trabalha com um sistema de controle e chaveamento conforme apresentado na figura 7.3. Esta estrutura permite estabelecer tanto um tempo adequado para nova estimativa de direção de chegada, pois atua com o bloco “DOA” e o bloco “controle”, quanto um número de iterações de chaveamento do algoritmo com restrição para os algoritmos supervisionados do tipo LMS [33]. Esta escolha é feita conforme o desempenho de convergência do algoritmo com restrição.

Da mesma maneira que na solução clássica, a necessidade de uma estimativa periódica da direção de chegada dos sinais desejados (DOA), realizada via o comando do bloco “controle” se justifica pela movimentação dos satélites e pela movimentação do receptor se estivermos utilizando uma plataforma móvel.

O funcionamento da solução começa a partir da estimação de DOA, esta informação é enviada ao algoritmo com restrição, Frost ou Resende, e este inicia seu processamento de forma que quando a convergência é atingida, chaveia para a estrutura LMS.

O algoritmo LMS recebe então como seqüência de treinamento a saída do algoritmo com restrição. Realiza-se, neste momento, pelo controle, um treinamento adicional da estrutura do algoritmo LMS para garantir uma melhor convergência. É importante salientar que os pesos do filtro adaptativos LMS são inicializados a partir dos pesos do algoritmo de Frost ou Resende.

O custo computacional, a constelação da saída modulada BPSK (evolução temporal) e a amplitude do fator de rede, são fatores observados para melhor analisar tanto as soluções clássicas como as soluções combinadas no contexto da rede de antenas para a aplicação junto a receptores GPS.

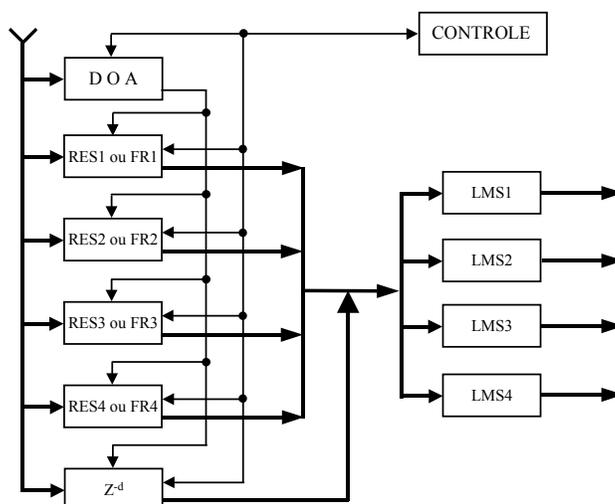


Figura 7.3. Estrutura da Solução Adaptativa Combinada

7.3 – Cenário de Simulações

No *software* da rede de antenas, os algoritmos são implementados em ambiente MATLAB, e é possível ao usuário escolher a geometria e o número de antenas da rede, bem como o número de iterações do algoritmo, seu passo de adaptação, os valores da relação sinal-ruído (SNR) e sinal-interferente (SIR) e alterar a direção de chegada dos sinais desejados e interferentes para fins de estudos e comparações de resultados. Os valores das restrições e a o número de iterações para o chaveamento só podem ser modificados dentro das linhas de programação.

Os dados de entrada da estrutura estudada são sinais que se assemelham aos dos satélites GPS, transmitidos numa modulação BPSK (*biphase shift key*), gerados de maneira aleatória e que chegam a uma rede de antenas ligado a um receptor GPS estático com a relação sinal-ruído (SNR) e a relação sinal-interferente (SIR) constante, escolhida de forma que sejam extremamente críticas neste ambiente [2].

Ao fim da simulação, isto é, após a convergência do algoritmo, o *software* permite tanto a representação gráfica da amplitude do fator de rede versus elevação ou azimute quanto a evolução temporal que mostra o processo de convergência.

Neste Capítulo, são apresentados os gráficos de amplitude do fator de rede versus ângulo de elevação (θ), tanto para o caso de geometria linear como planar, e a convergência

do algoritmo versus número de iterações. Os resultados das amplitudes dos sinais interferentes no caso da rede planar são fornecidas em forma de listagem na direção (θ, ϕ) .

Na Tabela 7.1 é mostrada a especificação dos dados fixos simulados para todas as soluções estudadas neste Capítulo. Na Tabela 7.2 são mostrados a disposição angular simulada para os casos de redes de geometria linear e planar e estão referenciados conforme a figura 7.1.

SNR	-14,8dB
SIR	-3dB
Restrição aos Sinais Desejados	0dB
Restrição aos Sinais Interferentes	-30dB
Número de Antenas – Rede Linear	8
Número de Antenas – Rede Planar	9 (MxN)
Número de Iterações	1000

Tabela 7.1 – Especificação dos Dados Fixos Simulados

A relação sinal-ruído (SNR) em dB é definida pela Equação (7.1), onde P_m é a potência média do sinal transmitido e σ^2 é a variância.

$$SNR = 10 \log(2P_m / \sigma^2) \quad (7.1)$$

Nas próximas seções serão mostrados os resultados e as análises das simulações realizadas nos vários tipos de solução implementados.

REDE LINEAR		REDE PLANAR	
ÂNGULO(°)	θ	θ	ϕ
Desejado1 (Des.1)	0°	5°	60°
Desejado2 (Des.2)	60°	30°	36°
Desejado3 (Des.3)	330° (-30°)	25,7°	18°
Desejado4 (Des.4)	300° (-60°)	36°	90°
Interferente 1 (Int.1)	315° (-45°)	20°	45°
Interferente 2 (Int.2)	85°	70°	30°
Interferente 3 (Int.3)	275°(-85°)	85°	15°

Tabela 7.2 – Disposição Angular

7.4 – Solução Clássica – Algoritmo de Frost – Rede Linear

Nesta Seção será mostrado o desempenho do algoritmo de Frost numa rede de antenas de geometria linear quando utilizado num cenário considerado crítico, tanto pelo número de antenas da rede em relação ao número de sinais desejados e interferentes incidentes quanto pela separação angular entre os sinais desejados e interferentes.

Todas as simulações foram realizadas supondo-se apenas quatro satélites visíveis, chamados de sinais desejados (Des). Os sinais interferentes (Int), foram escolhidos sabendo-se que, quanto mais próximos do horizonte e pequena é a separação angular entre sinal desejado e interferente, mais problemático fica o seu cancelamento. As restrições foram estabelecidas conforme critério mostrado no Capítulo 6.

As condições iniciais e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização dos vetores peso igual a zero e passo de adaptação igual a 0,0005.

O desempenho do algoritmo quanto à amplitude do fator de rede versus ângulo de elevação pode ser verificado nas Figuras 7.4 a 7.7. É importante observar a captura dos ângulos desejados (Des) e interferentes (Int) dentro da amplitude fixada pelas restrições (0dB para os desejados e -30dB para os interferentes) e a correlação existente entre as amplitudes dos lóbulos relacionados aos sinais desejados (principais) e dos lóbulos relacionados aos outros ângulos de elevação (espúrios) com os gráficos da evolução temporal onde se observa a convergência do algoritmo.

Desta forma, verificando-se os pares de gráficos 7.4/7.8 e 7.6/7.10 observamos a captura dos sinais desejados 1 e 3 com cancelamento dos sinais interferentes dentro das restrições e amplitudes satisfatoriamente baixas da maioria dos lóbulos espúrios. Os gráficos da evolução temporal mostram a excelente convergência do algoritmo para ambas as saídas. A complexidade computacional é da ordem do quadrado do número de antenas da rede e a convergência se dá logo nas primeiras iterações [75].

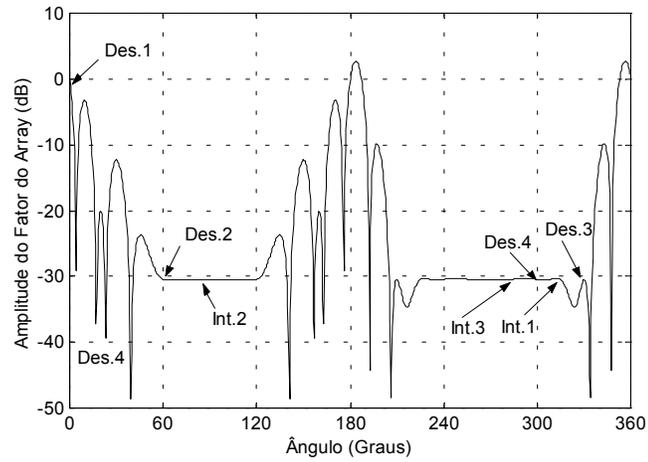


Figura 7.4 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

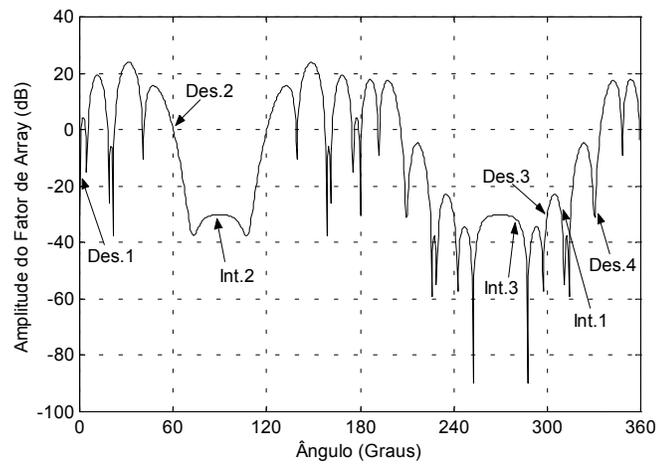


Figura 7.5– Amplitude do Fator de Rede – saída 2

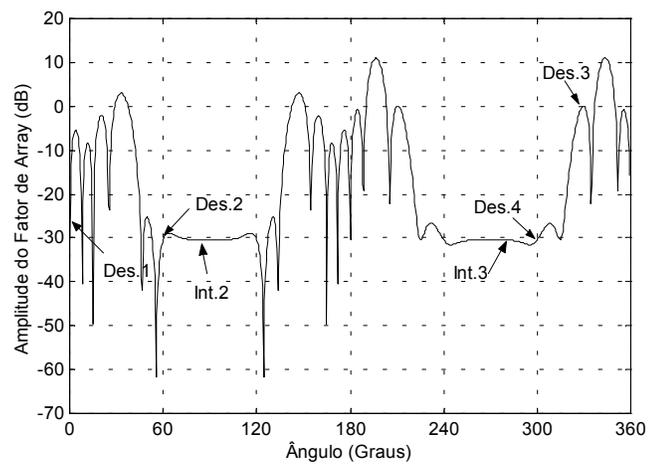


Figura 7.6– Amplitude do Fator de Rede – saída 3

Tomando-se os pares de gráficos 7.5/7.9 e 7.7/7.11 nota-se tanto a captura eficiente dos sinais desejados 2 e 4 e o cancelamento dos interferentes na amplitude anteriormente especificada, quanto o aparecimento de lóbulos espúrios com nível mais alto que os lóbulos principais. Simulações mostram existir um correlacionamento deste fato com a grande dificuldade de convergência do algoritmo. Noutras simulações, o aumento do grau de liberdade entre as antenas ou um aumento da separação angular entre os sinais mostraram-se fatores facilitadores para a convergência do algoritmo e diminuição do nível dos lóbulos espúrios.

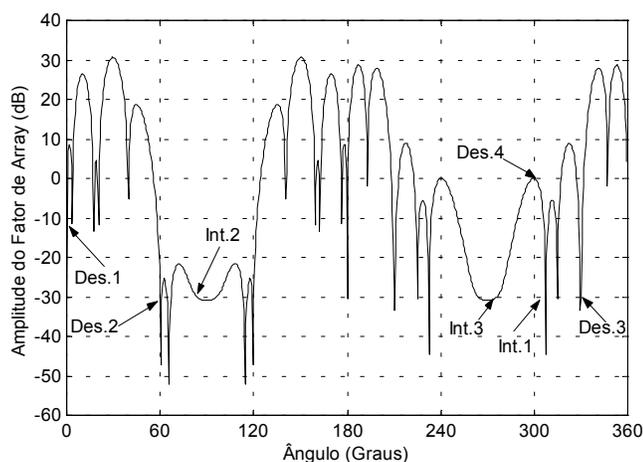


Figura 7.7– Amplitude do Fator de Rede – saída 4

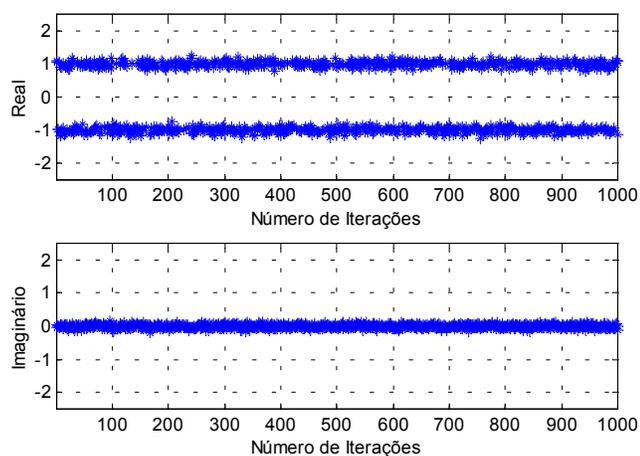


Figura 7.8– Evolução Temporal – saída 1

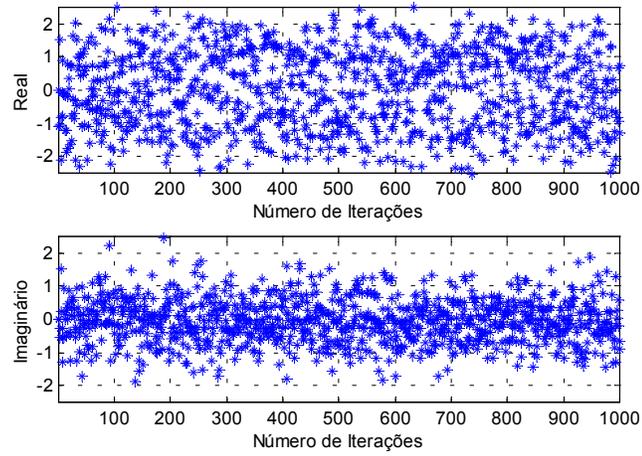


Figura 7.9– Evolução Temporal – saída 2

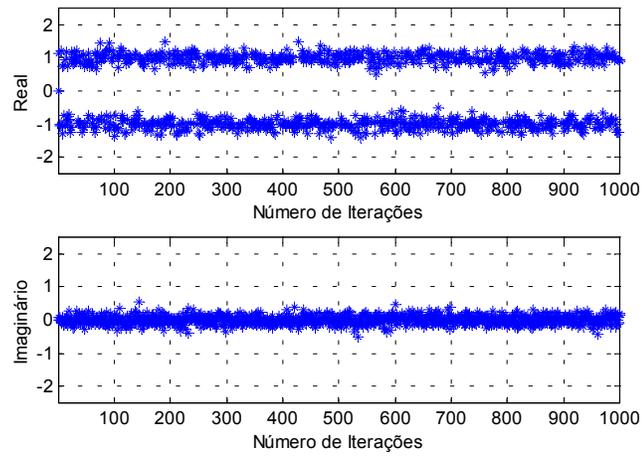


Figura 7.10– Evolução Temporal – saída 3

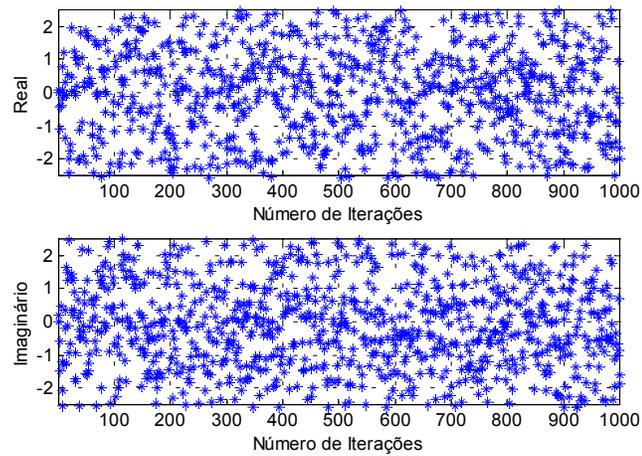


Figura 7.11– Evolução Temporal – saída 4

Buscando-se aumentar o grau de liberdade entre as antenas e comparar o desempenho da rede modificou-se as restrições de modo a caracterizá-las somente sobre os sinais desejados no mesmo nível que anteriormente (0dB). Os resultados da amplitude do fator de rede e da evolução temporal são mostrados nas Figuras 7.12 a 7.19 .

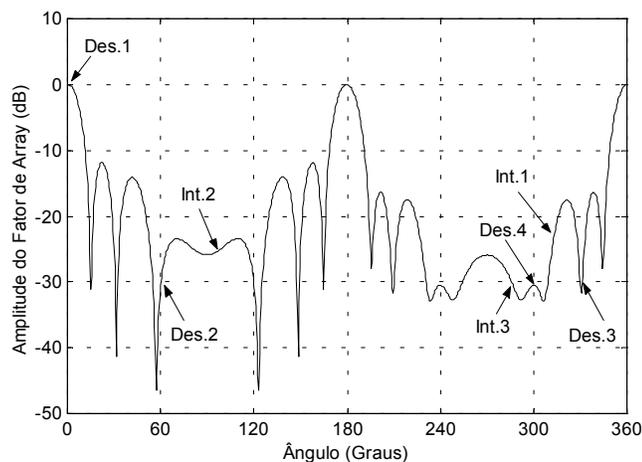


Figura 7.12– Amplitude do Fator de Rede – saída 1

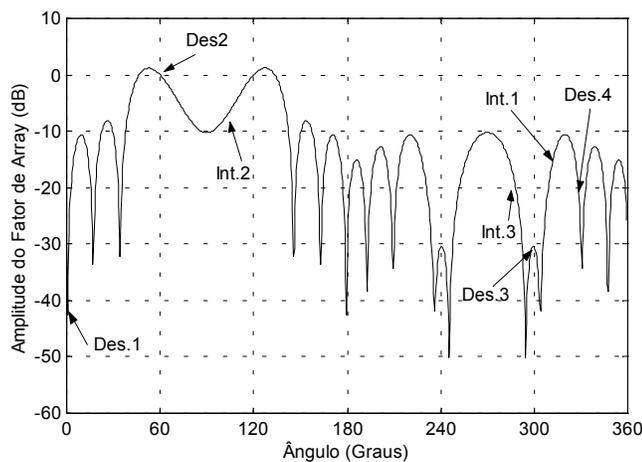


Figura 7.13– Amplitude do Fator de Rede – saída 2

Observando-se os resultados da convergência do algoritmo nas Figuras 7.16 a 7.19 verifica-se o alcance da convergência em todas as saídas embora exista rotação de fase nas saídas 2 e 4. Observando os gráficos da amplitude do fator de rede para as saídas 2 e 4 (Figuras 7.13 e 7.15) verificamos a captura do sinal desejado dentro da restrição especificada mas o cancelamento dos demais sinais (interferentes de desejados) em níveis maiores que os das saídas 1 e 3 (Figuras 7.12 e 7.14). Coincidentemente este fato ocorre nas mesmas saídas onde existe a presença da rotação de fase durante a convergência.

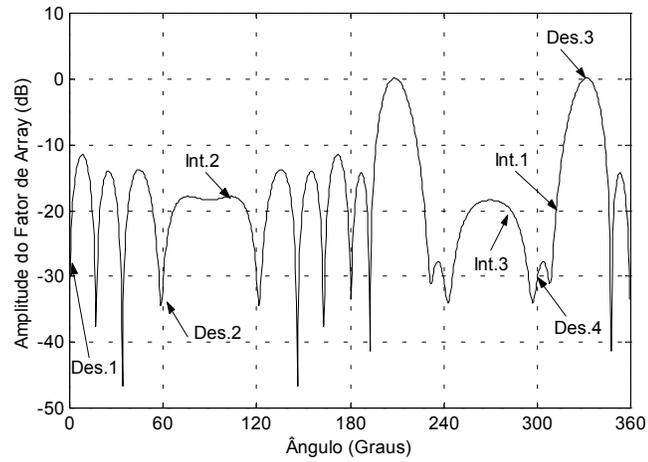


Figura 7.14– Amplitude do Fator de Rede – saída 3

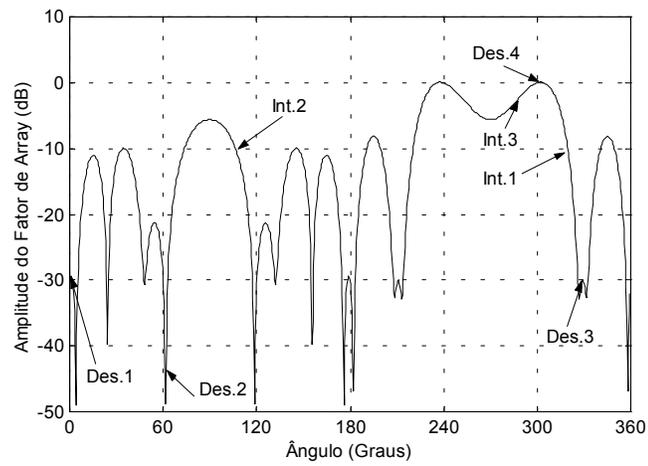


Figura 7.15– Amplitude do Fator de Rede – saída 4

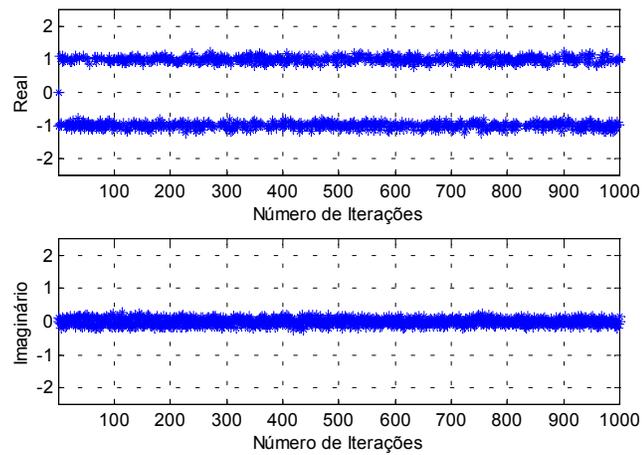


Figura 7.16– Evolução Temporal – saída 1

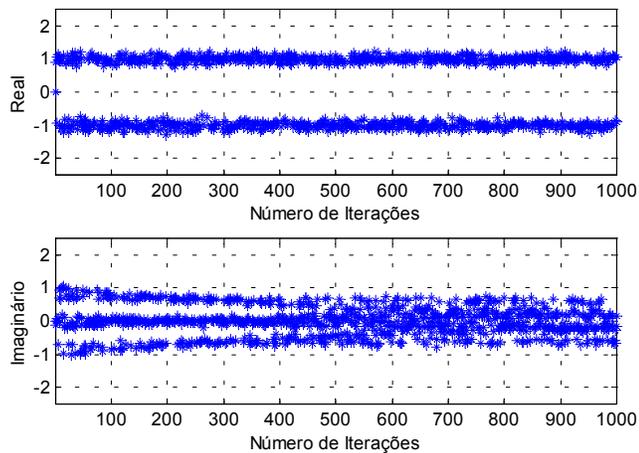


Figura 7.17– Evolução Temporal – saída 2

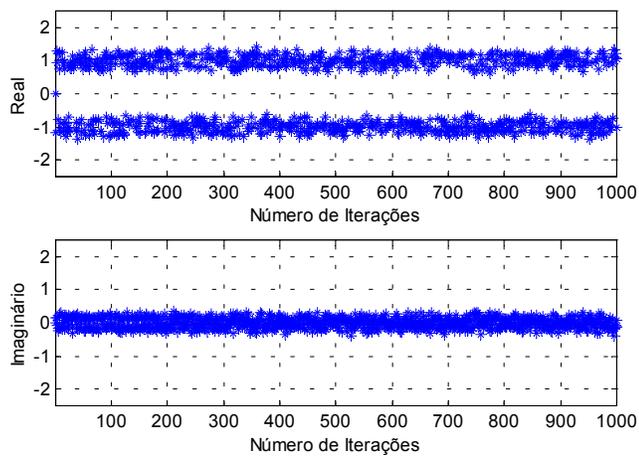


Figura 7.18– Evolução Temporal – saída 3

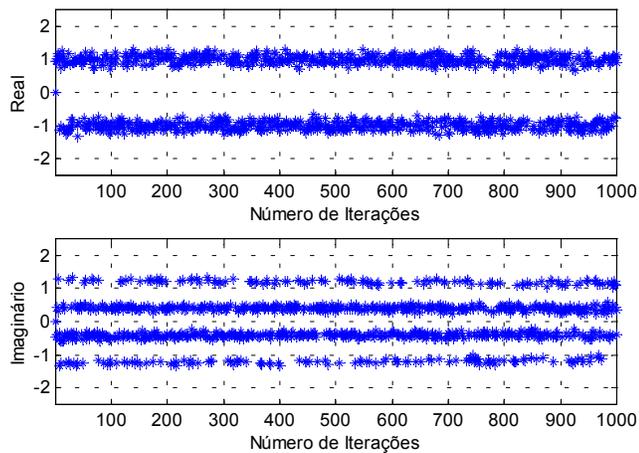


Figura 7.19– Evolução Temporal – saída 4

7.5 - Solução Clássica – Algoritmo de Resende – Rede Linear

Nesta Seção será mostrado o desempenho do algoritmo de Resende numa rede de geometria linear.

Os parâmetros e condições iniciais utilizados nesta simulação foram: fator de esquecimento igual a 0,99 e inicialização dos dois primeiros vetores peso igual a 0,1 e demais iguais a zero.

O desempenho do algoritmo pode ser verificado nas Figuras 7.20 à 7.27 e é notável a semelhança entre estes resultados e os apresentados na Seção 7.2. Isto se explica pelo fato que o algoritmo de Resende é uma versão de mínimos quadrados da técnica desenvolvida no algoritmo de Frost, devendo ambas convergirem para a mesma solução.

Observa-se, desta forma, novamente a correlação existente entre a dificuldade para o alcance da convergência do algoritmo e o nível mais elevado da amplitude do fator de rede nos lóbulos espúrios. Isto pode ser notado nos pares 7.21/7.25 e 7.23/7.27. O pequeno grau de liberdade entre número de antenas da rede e sinais recebidos não possibilita o cancelamento do ruído, não permitindo a abertura do olho nestas duas saídas. Os outros dois pares, 7.20/7.24 e 7.22/7.26 apresentam desempenho satisfatório.

A complexidade computacional do algoritmo de Resende é da ordem do quadrado do número M de antenas da rede [75],[61].

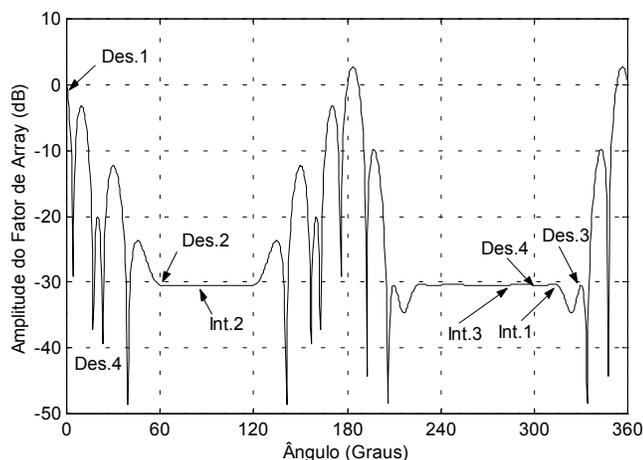


Figura 7.20 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

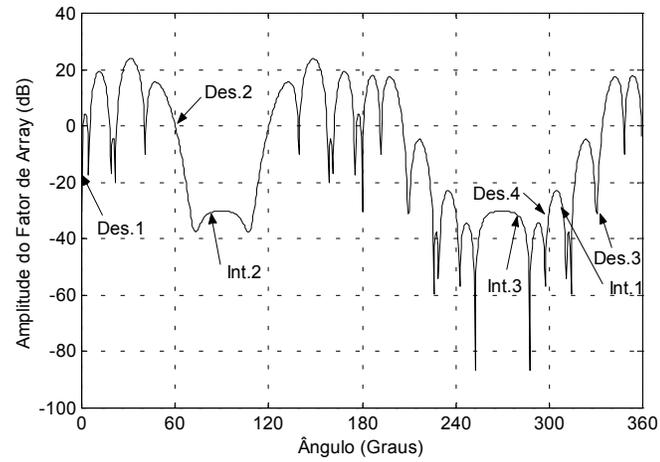


Figura 7.21 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

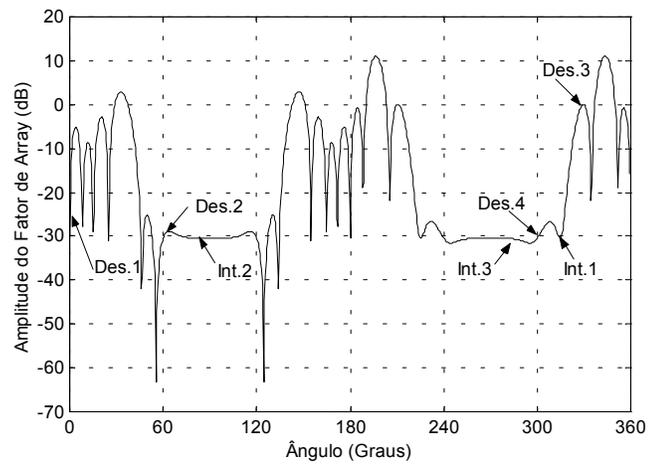


Figura 7.22 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

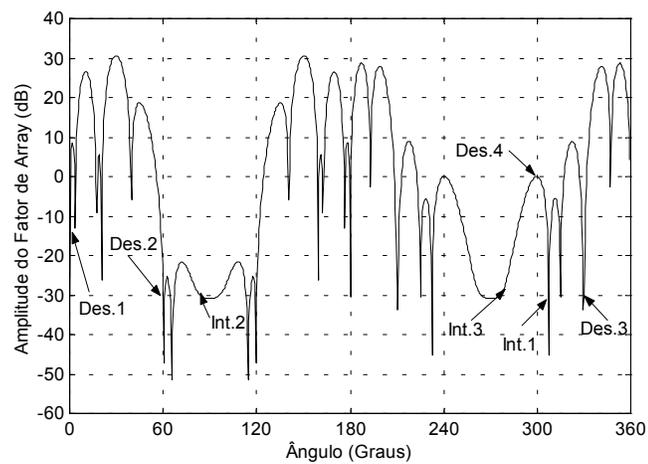


Figura 7.23 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

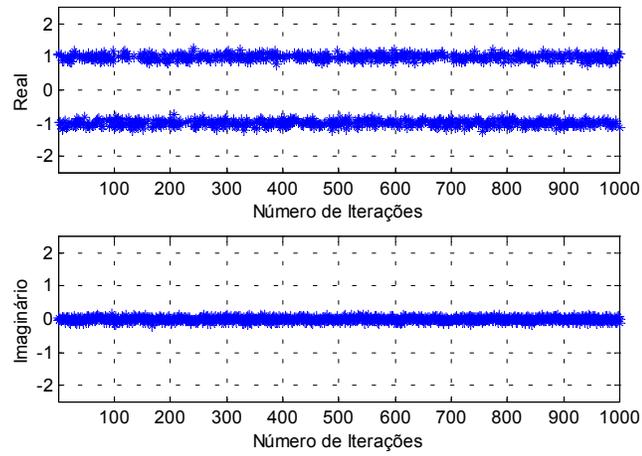


Figura 7.24 – Evolução Temporal – saída 1

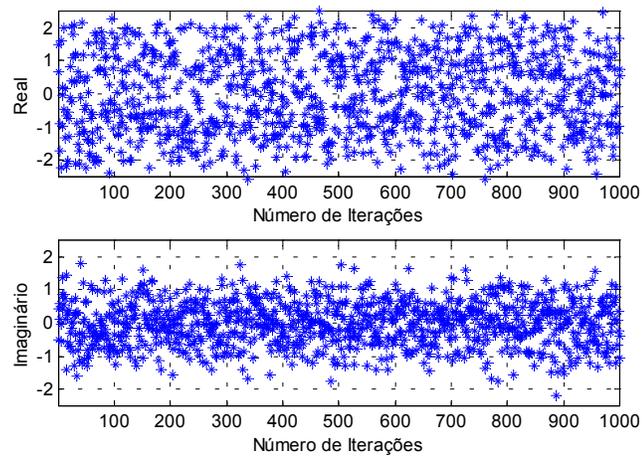


Figura 7.25 – Evolução Temporal – saída 2

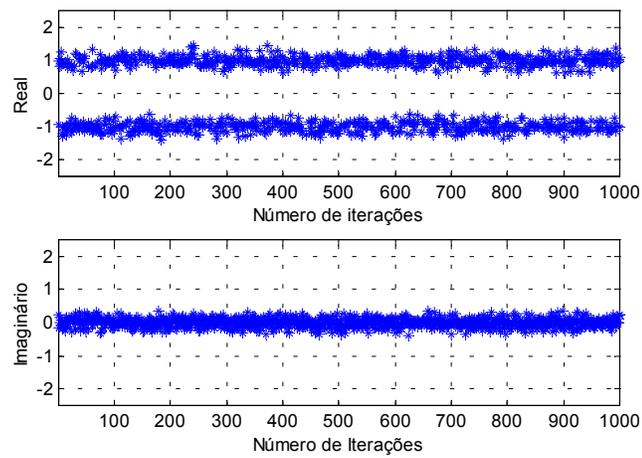


Figura 7.26 – Evolução Temporal – saída 3

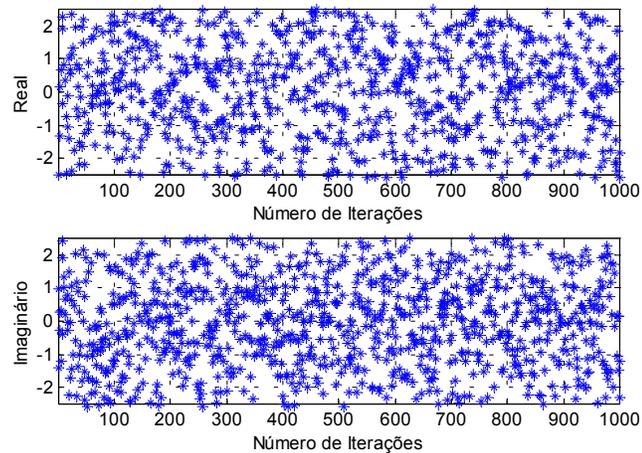


Figura 7.27 – Evolução Temporal – saída 4

Objetivando aumentar o grau de liberdade entre as antenas e comparar com o desempenho do algoritmo de Frost com restrições impostas apenas aos sinais desejados são apresentados nas Figuras 7.28 a 7.35 os resultados obtidos com o algoritmo de Resende com restrições de 0dB apenas nos sinais desejados.

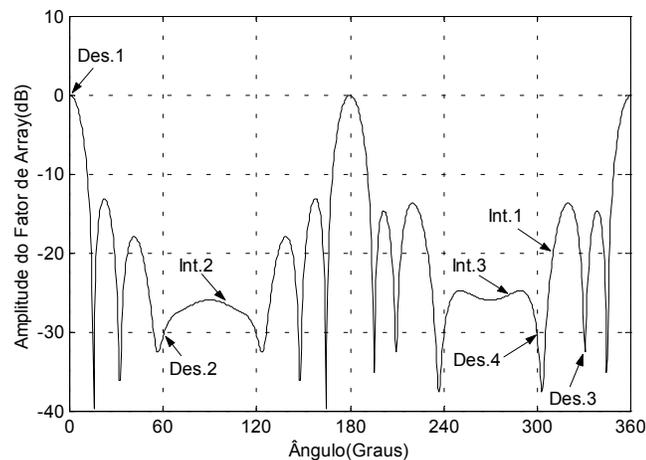


Figura 7.28 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

Aqui, como no algoritmo de Frost com restrições impostas apenas aos sinais desejados, observa-se o alcance da convergência e presença de rotação de fase. Na saída 1 (Figuras 7.28 e 7.32) não ocorre a rotação da fase e podemos observar a captura do sinal desejado 1 e o cancelamento dos demais sinais em níveis abaixo de -20 dB que são bastante satisfatórios para o problema de mitigação de interferentes. Novamente nas saídas

onde ocorrem a rotação de fase observamos a captura dos sinal desejado mas o cancelamento dos demais sinais em níveis muito menos satisfatórios. Na Figura 7.29 vê-se os interferentes 1, 2 e 3 localizados 5 a 10 dB do sinal desejado 2 capturado. Fato similar ocorre na saída 4 (Figura 7.31).

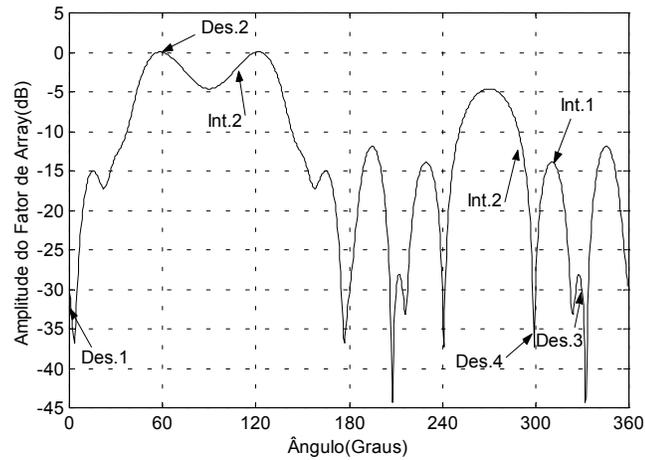


Figura 7.29 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

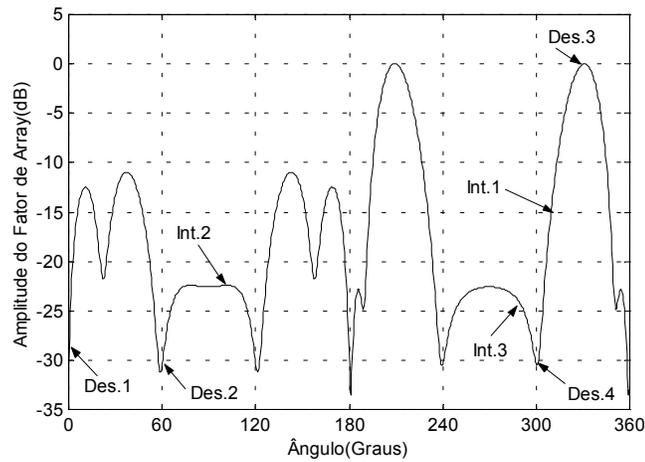


Figura 7.30 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

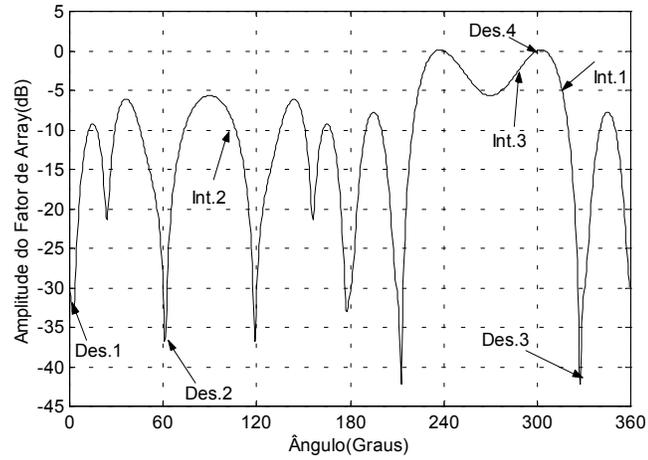


Figura 7.31 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

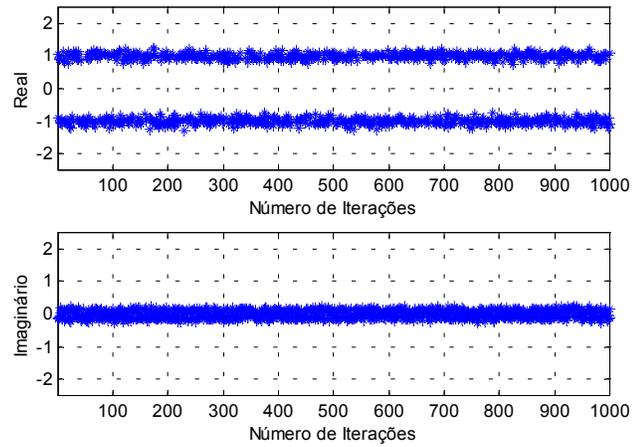


Figura 7.32 – Evolução Temporal – saída 1

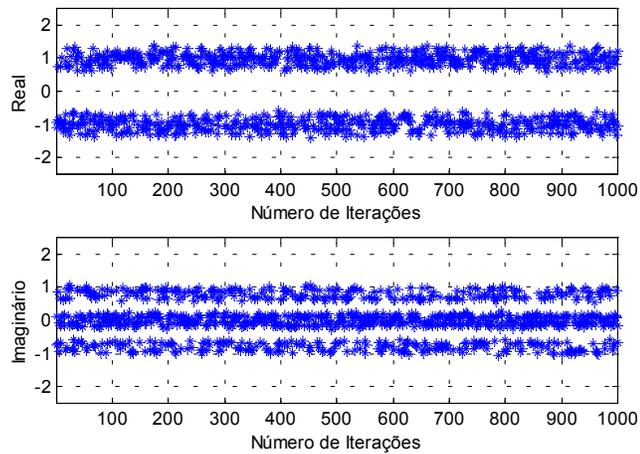


Figura 7.33 – Evolução Temporal – saída 2

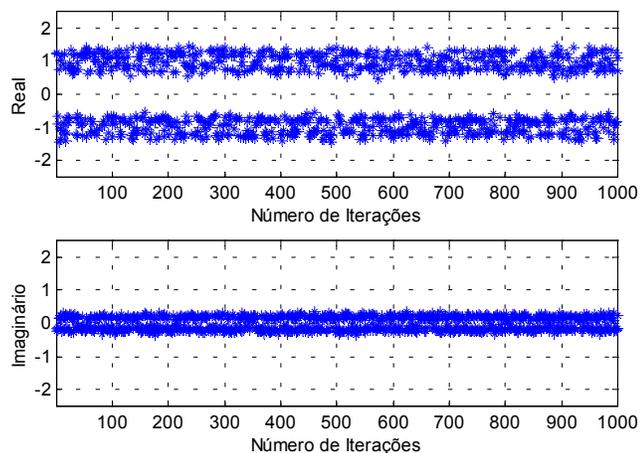


Figura 7.34 – Evolução Temporal – saída 3

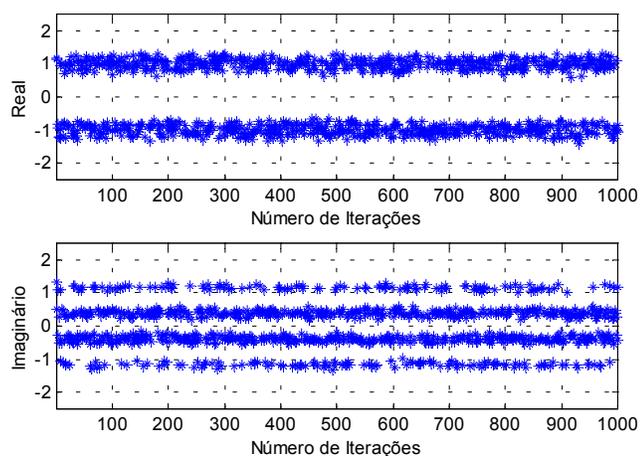


Figura 7.35 – Evolução Temporal – saída 4

7.6 - Solução Clássica – Algoritmo de Frost – Rede Planar

Nesta Seção será mostrado o desempenho do algoritmo de Frost numa rede de geometria planar quando utilizado num cenário crítico. Os ângulos de azimute e elevação aqui utilizados são dados retirados de simulações de propagação de órbita dos satélites da constelação GPS que utilizam uma ferramenta computacional desenvolvida no âmbito do projeto Gerador de Sinais GPS [24] realizada para a cidade de Campinas.

Existe neste cenário um pequeno grau de liberdade pois temos pequeno número de antenas (nove) frente aos sinais incidentes (sete) e à pequena separação angular destes

sinais. A complexidade computacional deste algoritmo é da ordem do quadrado do número de antenas.

As condições iniciais e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização dos vetores peso igual a zero e passo de adaptação igual a 0,001.

Os gráficos de 7.36 a 7.38 mostram a amplitude do fator de rede dos sinais desejados para o corte especificado e a Tabela 7.3 mostra a amplitude dos sinais interferentes na direção (θ, ϕ) . A convergência do algoritmo pode ser verificada nas Figuras 7.40 a 7.43.

Atentando-se para o fato que os ângulos de elevação utilizados na simulação estão entre 5° e 36° observaremos o desempenho do fator de rede com o aparecimento de lóbulos espúrios nesta faixa angular, mesmo levando em conta que a geometria planar possibilita a diminuição do nível dos lóbulos espúrios.

Verifica-se o bom desempenho dos pares de gráficos 7.36/7.40, 7.38/7.42 e 7.39/7.43, onde existe a captura dos sinais desejados dentro das restrições, a ausência de lóbulos espúrios com nível mais elevado que o lóbulo principal e um excelente desempenho de convergência do algoritmo. No caso do par de gráficos 7.37/7.41 observa-se a dificuldade de convergência do algoritmo e consequentemente amplitudes do fator de rede mais elevadas que no ângulo desejado capturado.

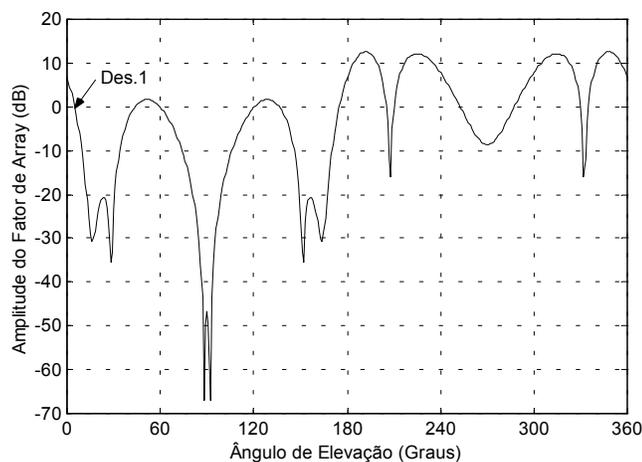


Figura 7.36 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

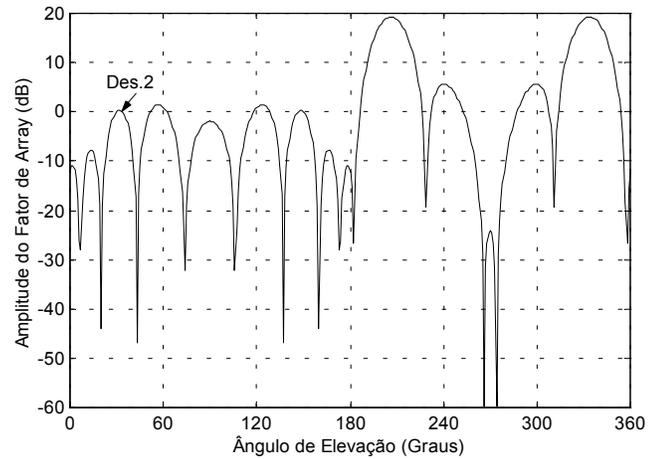


Figura 7.37 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

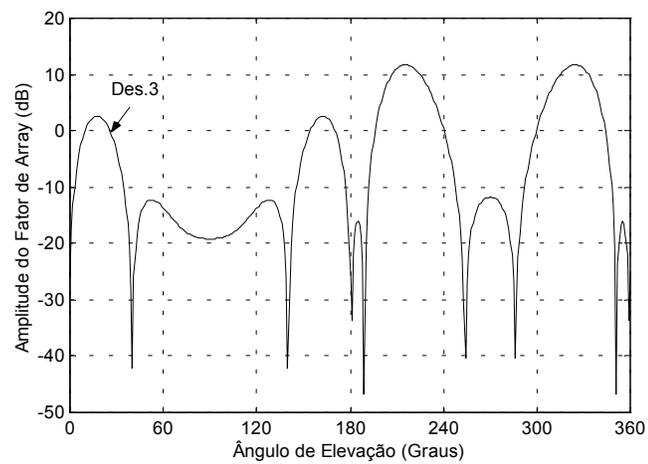


Figura 7.38 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

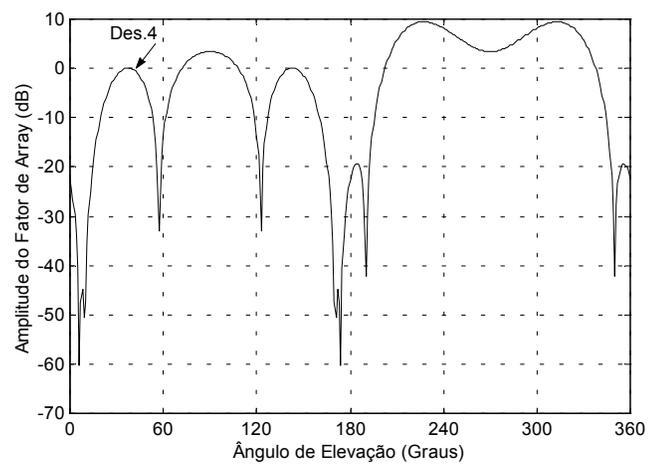


Figura 7.39 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

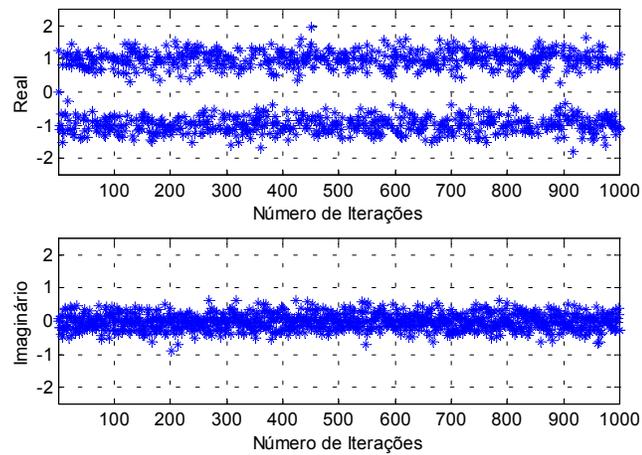


Figura 7.40 – Evolução Temporal – saída 1

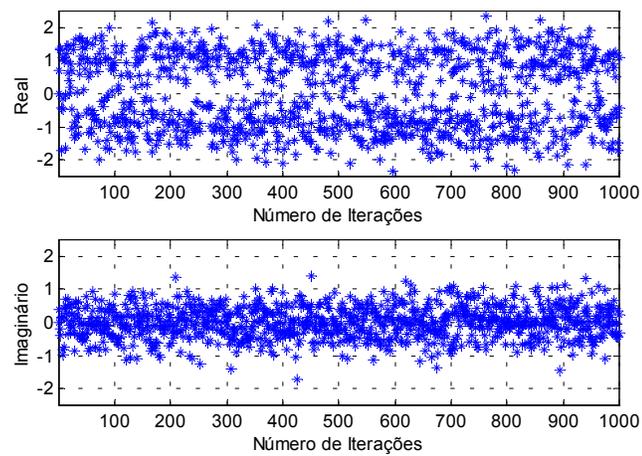


Figura 7.41 – Evolução Temporal – saída 2

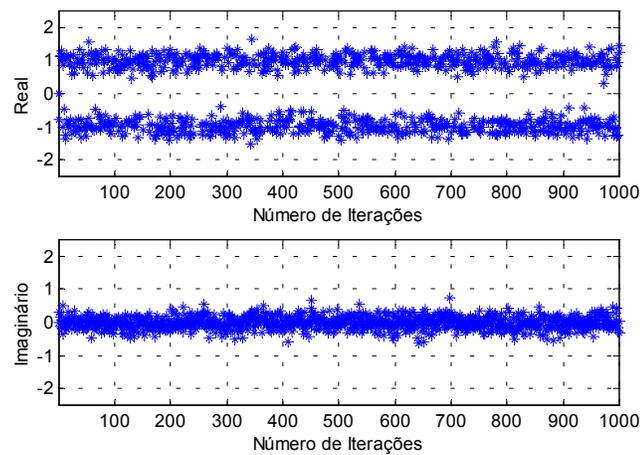


Figura 7.42 – Evolução Temporal – saída 3

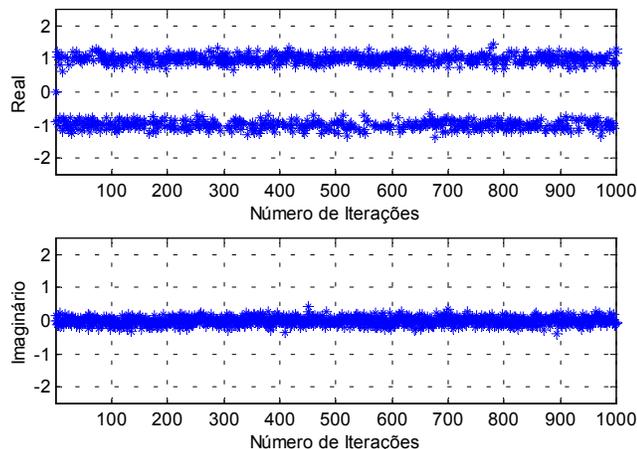


Figura 7.43 – Evolução Temporal – saída 4

A Tabela 7.3 mostra a amplitude dos interferentes na direção (θ, ϕ) , observando-se o ótimo cancelamento dos interferentes dentro das restrições especificadas. Da mesma maneira que na rede linear, o cancelamento dos interferentes nestes casos não parecem ser fortemente correlacionados com a convergência do algoritmo, mas simulações mostraram que quando a convergência não é atingida em várias saídas, o nível da amplitude dos sinais interferentes tende a ser maior que o especificado nas restrições.

Interferente θ ($^{\circ}$)	S1 (dB)	S2 (dB)	S3 (dB)	S4 (dB)
	$\phi = 45^{\circ}$			
20	-30.45	-30.45	-30.45	-30.45
	$\phi = 30^{\circ}$			
70	-30.45	-30.45	-30.45	-30.45
	$\phi = 15^{\circ}$			
85	-30.45	-30.45	-30.45	-30.45

Tabela 7.3 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

7.7 – Solução Combinada – Algoritmo de Frost/LMS – Rede Linear

Nesta Seção apresentamos o desempenho do algoritmo combinado Frost/LMS. As condições iniciais e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização dos vetores

peso igual a zero, passo de adaptação do algoritmo de Frost e LMS igual a 0,0005. as restrições foram impostas aos sinais desejados (0dB) e interferentes (-30dB).

Os resultados das simulações referentes à amplitude do fator de rede e à evolução temporal são mostrados nas Figuras 7.44 a 7.51. O comportamento do algoritmo combinado Frost/LMS mostra, nas Figuras de 7.48 a 7.51, a constelação das 4 saídas e nota-se claramente que o algoritmo tem problemas de convergência nas saídas 2 e 4. O pequeno grau de liberdade entre número de antenas da rede e sinais recebidos não possibilita o cancelamento do ruído, não permitindo a abertura do olho nestas duas saídas e mostrando que o algoritmo LMS não tem robustez para alcançar a convergência.

Deve-se levar em consideração que os sinais interferentes estão localizados muito próximos dos sinais desejados e em ângulos próximos ao horizonte, fatores que dificultam a convergência do algoritmo. Este fato já foi percebido quando se utilizavam as estruturas clássicas, tanto com os algoritmos de Frost como de Resende.

O diagrama do fator de rede da saída 4 é mostrado na Figura 7.47, onde se observa o cancelamento dos interferentes e dos sinais desejados 1, 2, 3, em níveis abaixo dos estabelecidos, assim como a captura do sinal desejado 4 no ângulo correto, mas com amplitude diferente dos 0 dB da restrição. Isto confirma o resultado apresentado na Figura 7.51 e a hipótese de existir uma correlação entre a convergência do algoritmo e o nível de cancelamento dos sinais interferentes e do aumento de amplitude dos lóbulos secundários. A solução combinada Resende/LMS, também testada nestas mesmas condições apresenta comportamento similar.

A complexidade computacional destas soluções combinadas origina-se dos algoritmos de Resende e de Frost, já que são da ordem do quadrado do número M de antenas da rede [75],[61]. O algoritmo LMS por sua vez apresenta ordem de $4(M+1)$ adições e $6(M+1)$ multiplicações.

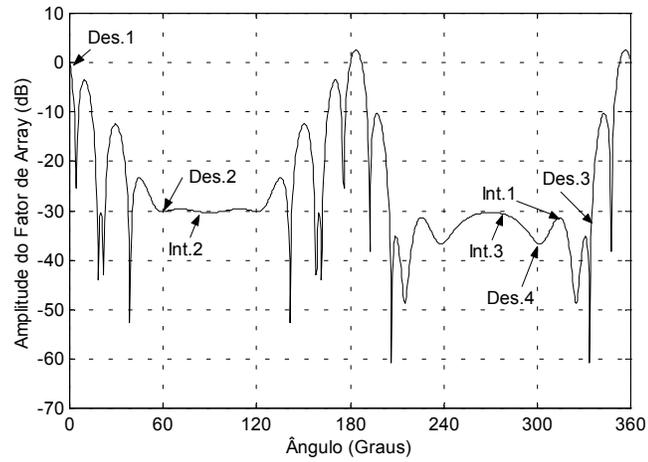


Figura 7.44– Amplitude do Fator de Rede – saída 1

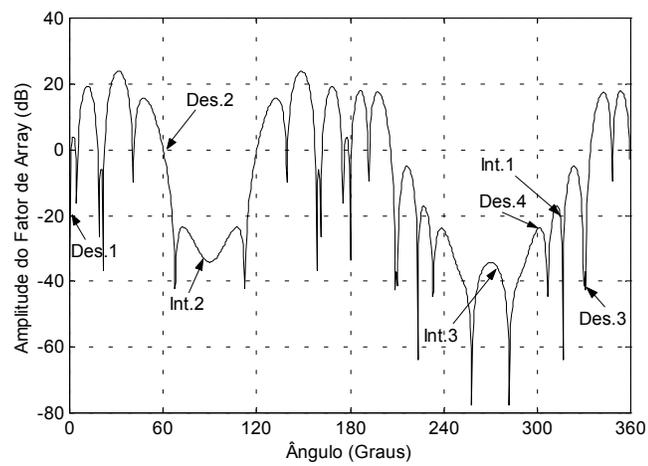


Figura 7.45– Amplitude do Fator de Rede – saída 2

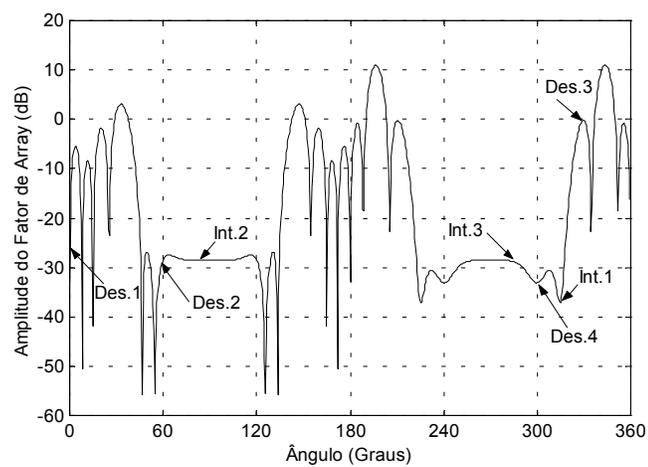


Figura 7.46 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

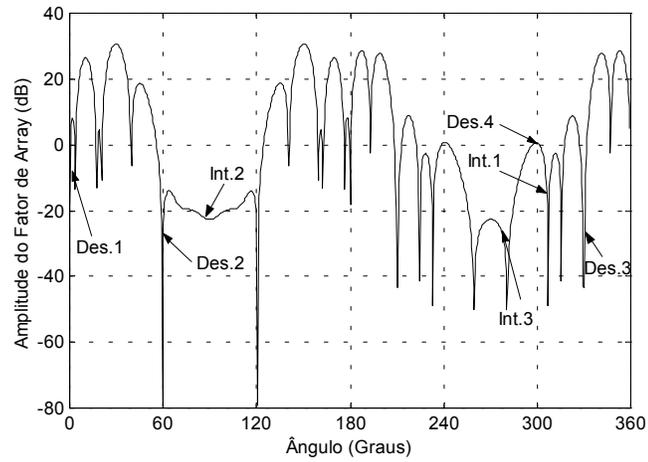


Figura 7.47 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

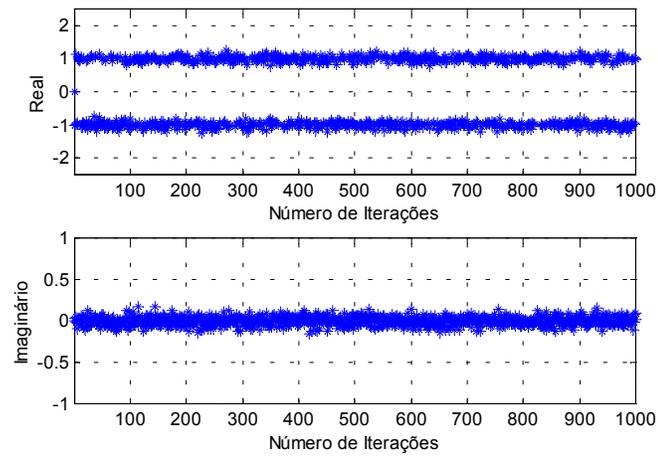


Figura 7.48 – Evolução Temporal – saída 1

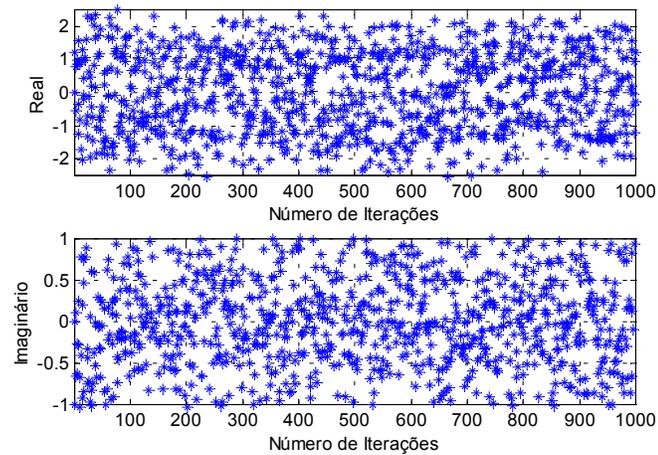


Figura 7.49 – Evolução Temporal – saída 2

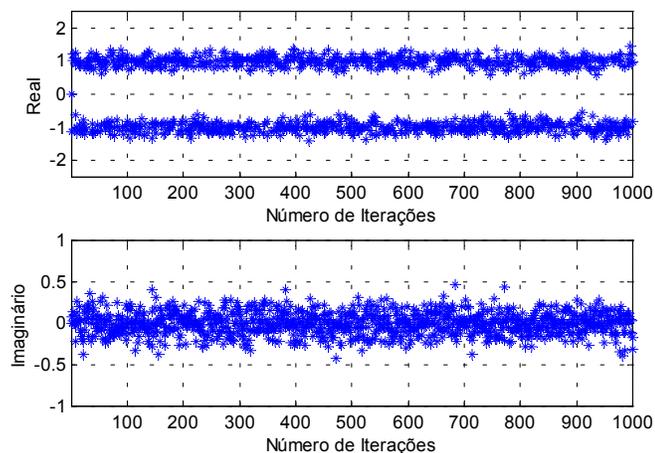


Figura 7.50 – Evolução Temporal – saída 3

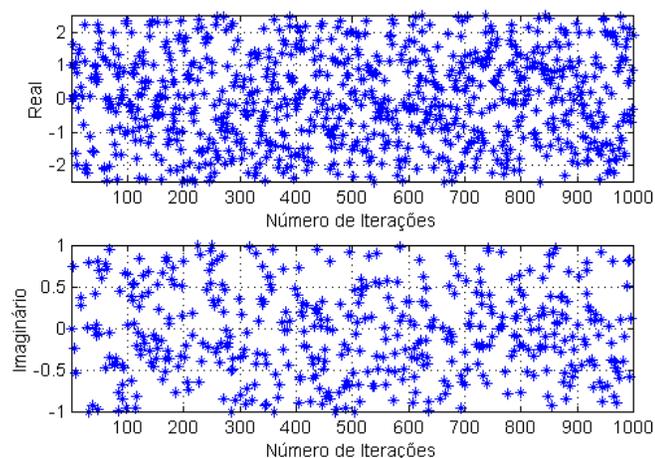


Figura 7.51 – Evolução Temporal – saída 4

Buscando novamente o fator de comparação de desempenho da rede de antenas quando se aumenta o grau de liberdade entre as antenas, verificou-se os resultados do algoritmo quando nenhuma restrição é imposta aos sinais interferentes. As Figuras 7.52 a 7.59 mostram estes resultados.

O comportamento do algoritmo Frost/LMS foi similar aos de Frost e Resende nesta situação. Observando as Figuras 7.56 a 7.59 vê-se a convergência do algoritmo com presença de rotação de fase. Novamente aqui delinea-se o quadro anterior, onde nas saídas que aparecem a rotação de fase temos a captura do sinal desejado correspondente dentro da restrição mas o cancelamento dos demais sinais em níveis de 10 a 15 dB abaixo do desejado relacionado à saída.

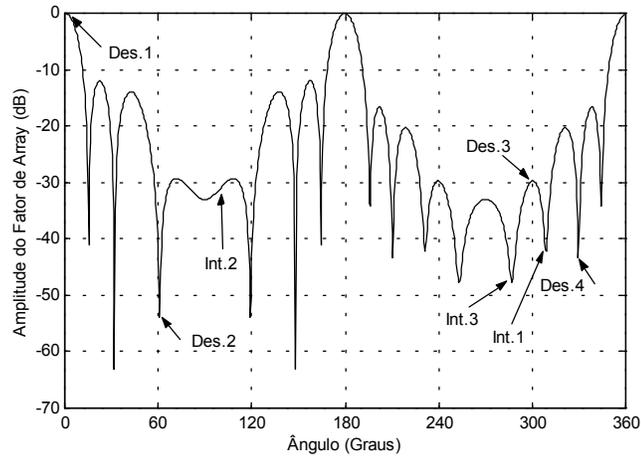


Figura 7.52 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

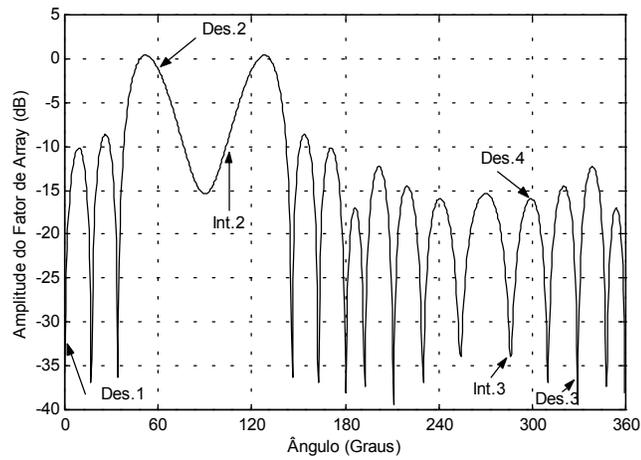


Figura 7.53 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

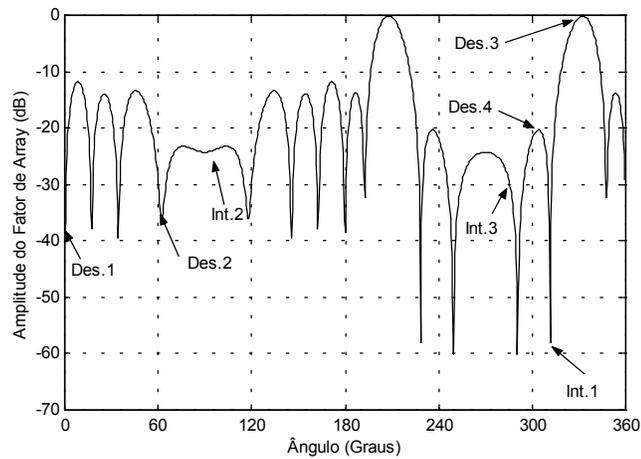


Figura 7.54 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

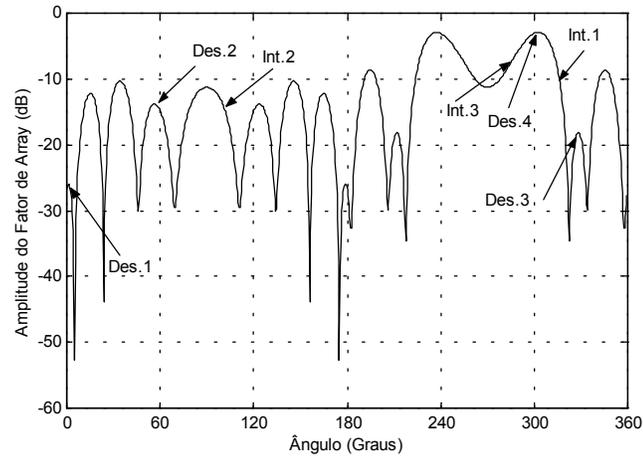


Figura 7.55 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

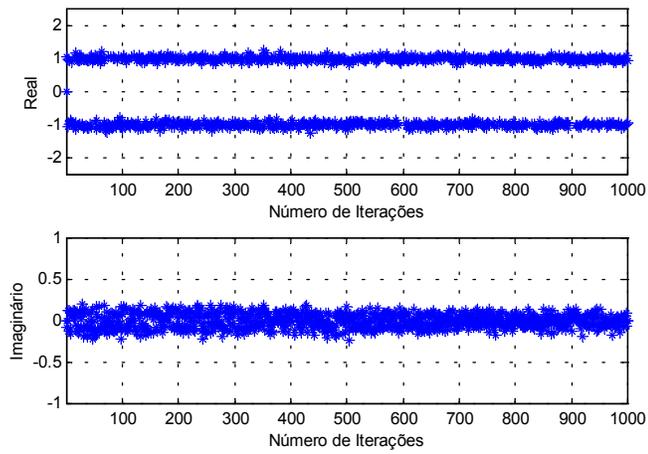


Figura 7.56 – Evolução Temporal – saída 1

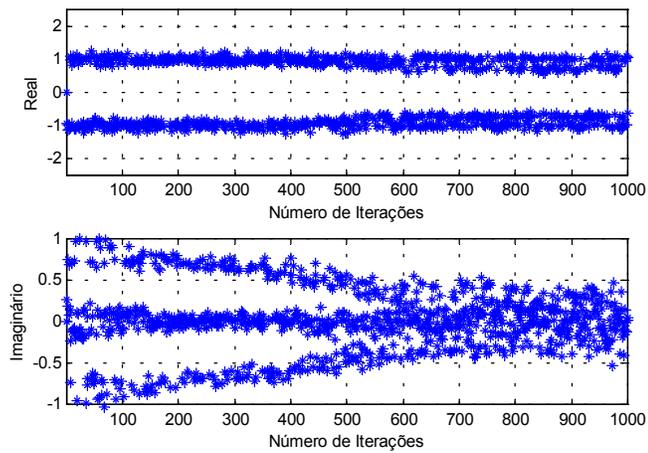


Figura 7.57 – Evolução Temporal – saída 2

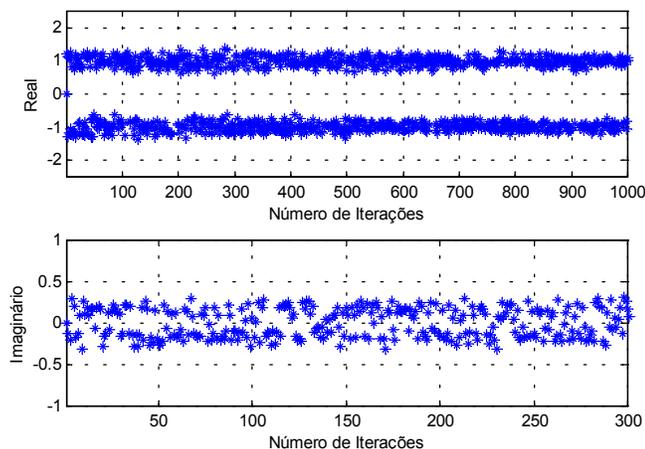


Figura 7.58 – Evolução Temporal – saída 3

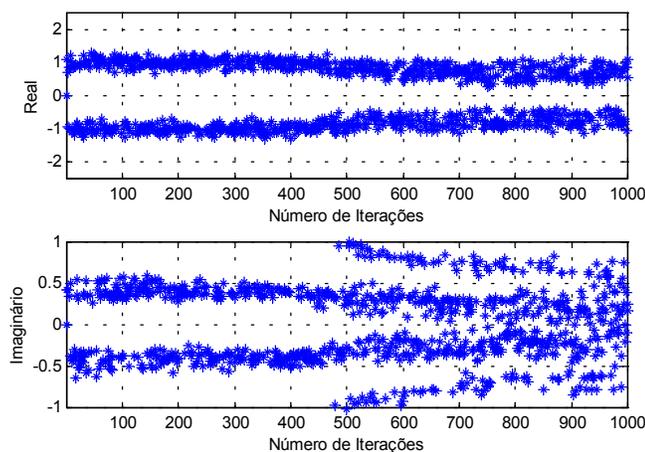


Figura 7.59 – Evolução Temporal – saída 4

7.8 – Solução Combinada – Algoritmo de Frost/LMS - Rede Planar

Nesta Seção serão apresentados os resultados referentes à simulação do algoritmo Frost/LMS numa geometria planar.

As condições iniciais e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização dos vetores peso igual a zero e passo de adaptação do algoritmo de Frost e LMS igual a 0,0005.

Observando os gráficos da amplitude do fator de rede, verifica-se a correta captura dos sinais desejados dentro do nível especificado pelas restrições, devendo ser salientado a presença de lóbulos secundários com nível mais elevado nos gráficos 7.61 e 7.63, assim

como uma convergência insatisfatória do algoritmo e a presença de rotação de fase mostrada nos gráficos 7.65 e 7.67.

Quando se verificam os níveis dos sinais interferentes na direção (θ, ϕ) , na Tabela 7.4, nota-se que apenas para os sinais provindos de elevação de 20° e azimute de 45° temos um cancelamento dos interferentes com nível abaixo do valor especificado nas restrições. Os demais sinais interferentes estão sendo cancelados dentro das especificações.

No caso das saídas 2 e 4 acredita-se que, apesar do número de antenas utilizadas ser maior que quando numa rede de geometria linear, o pequeno grau de liberdade entre número de antenas da rede e sinais recebidos não possibilita a abertura do olho, mostrando outra vez que o algoritmo LMS não tem robustez para alcançar a convergência neste caso.

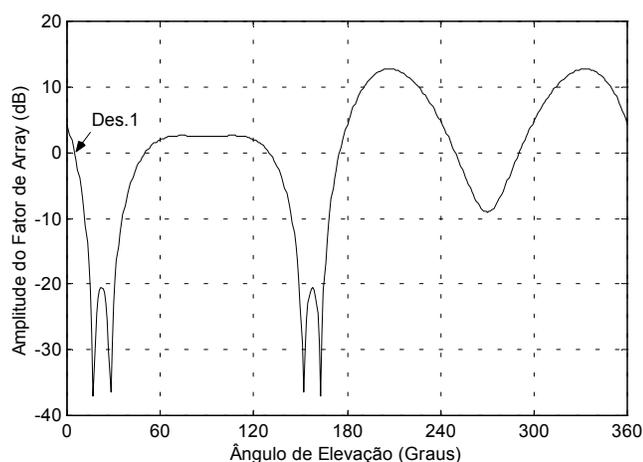


Figura 7.60 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

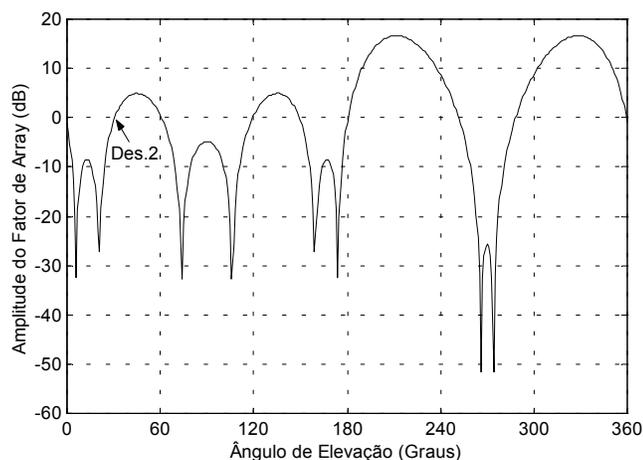


Figura 7.61 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

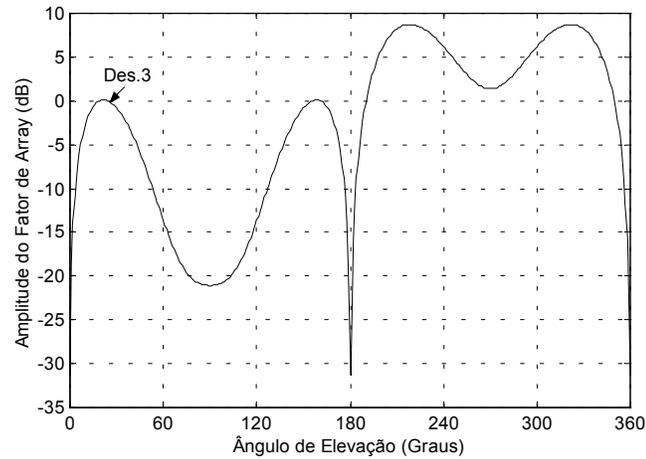


Figura 7.62 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

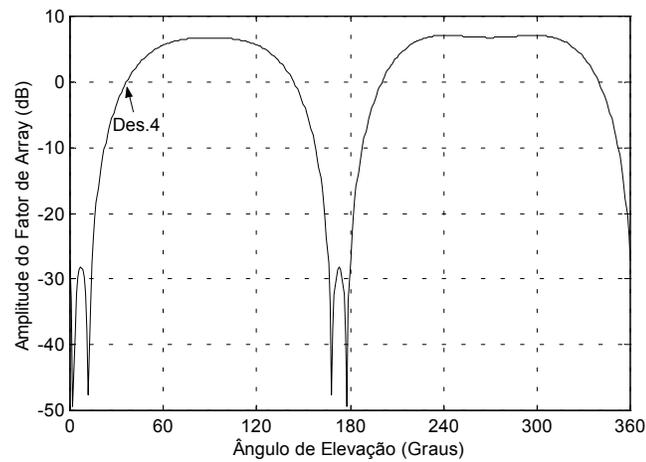


Figura 7.63 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

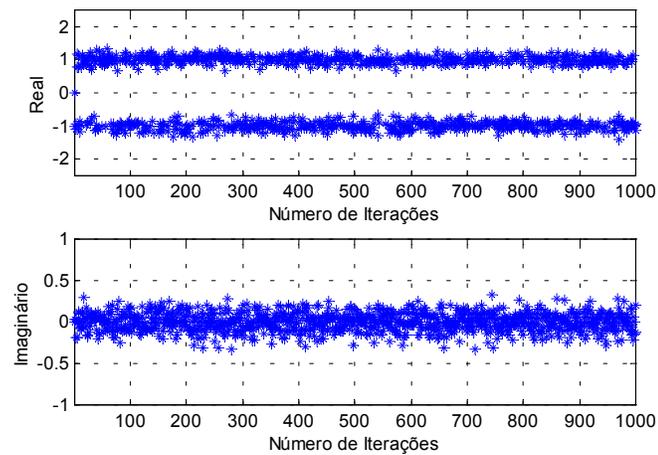


Figura 7.64 – Evolução Temporal – saída 1

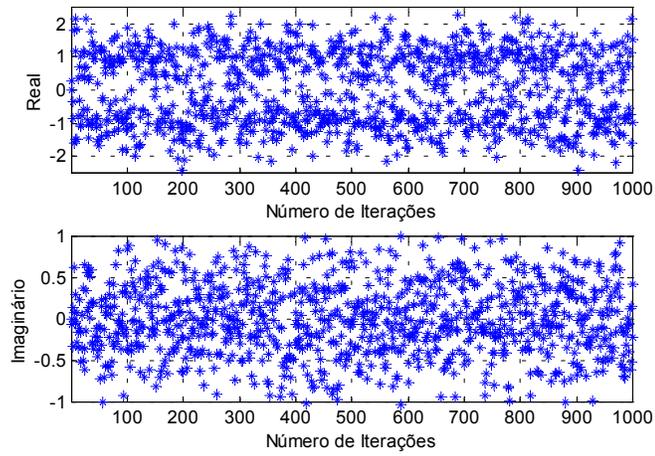


Figura 7.65 – Evolução Temporal – saída 2

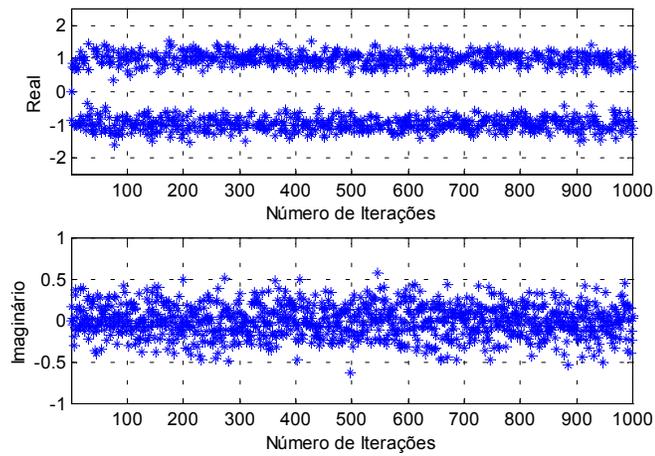


Figura 7.66 – Evolução Temporal – saída 3

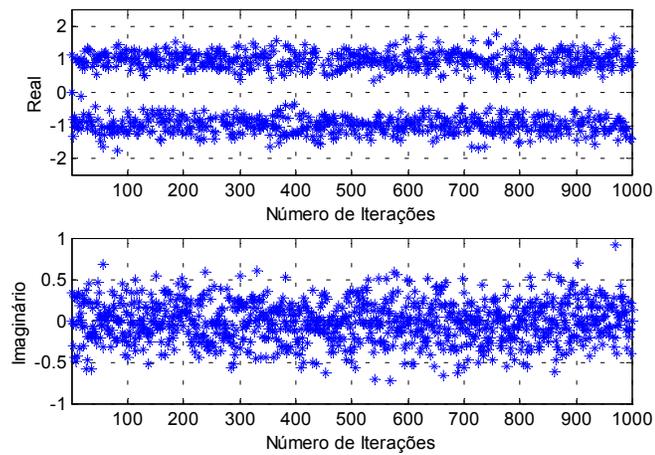


Figura 7.67 – Evolução Temporal – saída 4

Interferente θ ($^{\circ}$)	S1 (dB)	S2 (dB)	S3 (dB)	S4 (dB)
$\phi = 45^{\circ}$				
20	-34,27	-26,65	-36,77	-43,92
$\phi = 30^{\circ}$				
70	-42,93	-30,34	-36,69	-36,18
$\phi = 15^{\circ}$				
85	-36,23	-30,41	-39,91	-40,55

Tabela 7.4 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

7.9 – Conclusões

Neste Capítulo foram propostas duas técnicas de processamento espacial, envolvendo filtragem linear, para a captura de sinais de satélites visíveis e cancelamento de interferentes.

Observou-se e analisou-se o desempenho das técnicas utilizando filtragem adaptativa com restrições lineares.

A comparação de desempenho entre as redes de antenas lineares e planares mostra que a geometria planar pode possibilitar um desempenho muito melhor, aliando a diminuição do número de antenas com a resolução de ambigüidades.

O custo computacional dos algoritmos combinados com LMS não se mostra proibitivo frente à melhoria de desempenho alcançado no cancelamento dos interferentes, e ao bom resultado dos gráficos de amplitude do fator de rede das antenas.

A complexidade computacional dos algoritmos clássicos se mostra menor que na solução combinada e observa-se um desempenho similar entre os algoritmos de Frost e Resende, tanto para a geometria linear quanto para a geometria planar. Em algumas condições de simulações, no caso da rede linear, foi verificado que o algoritmo de Resende pode ter um desempenho melhor na aplicação GPS [75].

Problemas de rotação de fase mostrados nos resultados da solução combinada podem ser minimizados e até mesmo cancelados com o apoio de um corretor de fase, não significando problema adicional ao desempenho do algoritmo.

Simulações em outros cenários, relacionados com variações do número de sinais incidentes, do número de antenas, do número de iterações, do espaçamento angular entre sinais e variação do passo de adaptação dos algoritmos foram também realizadas.

As simulações onde são apenas consideradas restrições sobre os sinais desejados mostram mais uma vez que a convergência pode ser facilitada quando se aumenta o grau de liberdade entre as antenas e que a presença da rotação de fase tende a fazer com que o cancelamento dos demais sinais se dê em níveis mais próximos ao nível especificado na restrição.

De maneira sintética, as análises podem levar a conclusões relacionadas com o melhor desempenho das estruturas quando se tem maior grau de liberdade entre número de sinais incidentes e o número de antenas. Outro fator facilitador é o maior espaçamento angular entre sinais desejados e interferentes e a presença de interferentes bem espaçados uns dos outros. Quanto ao número de antenas, o seu aumento na rede traz melhoria no resultado final mas a quantidade de antenas está diretamente relacionada com a aplicação e tipo de onde serão instaladas as antenas.

CAPÍTULO 8

SOLUÇÕES DE ANTENAS ADAPTATIVAS PARA GPS MÉTODOS NÃO LINEARES

8.1 – Introdução

Como o mesmo objetivo do Capítulo 7, isto é, o cancelamento de sinais interferentes, a captura dos sinais desejados associados aos satélites visíveis, e também a análise de desempenho das estruturas de processamento de sinal desenvolvidas, veremos a seguir os resultados mais significativos a respeito das soluções de antenas adaptativas utilizando processamento não linear.

Denominou-se aqui de não linear tanto a técnica envolvendo redes neurais, intrinsecamente não lineares, como os algoritmos autodidatas cuja não linearidade está de fato no processo de otimização e não de filtragem. Uma vez que também serão estudadas estruturas combinando algoritmos autodidatas e neurais, julgou-se mais adequado apresentar os algoritmos autodidatas clássicos no presente Capítulo.

8.2 – Configurações Propostas

A primeira proposta envolvendo processamento não linear está representada na Figura 8.1. O funcionamento desta estrutura é idêntico ao descrito no Capítulo 7, sendo apenas substituído o algoritmo LMS treinado pela rede neural, buscando melhor desempenho em termos de convergência do algoritmo e resultados de cancelamento ou mitigação dos sinais interferentes, observados via os gráficos da amplitude do fator de rede [29], [71].

A rede neural MLP recebe como seqüência de treinamento a saída do algoritmo com restrição. Realiza-se, pelo controle, o treinamento adicional da estrutura da rede neural para garantir uma melhor convergência. Os pesos da rede neural MLP são inicializados a partir dos pesos do algoritmo de Frost ou Resende.

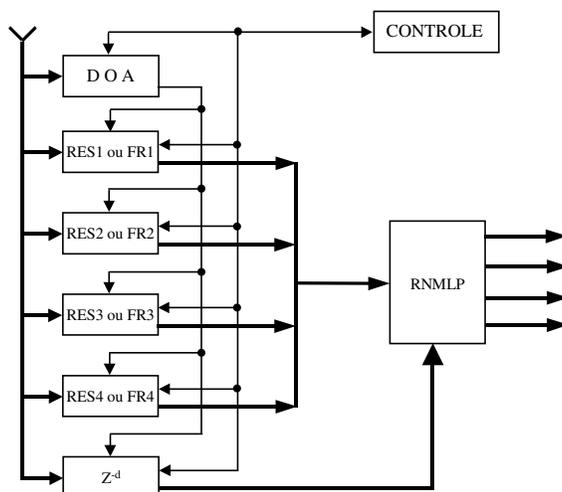


Figura 8.1. Estrutura da Solução Adaptativa Combinada

Três soluções distintas, envolvendo algoritmos autodidatas, foram propostos. A primeira é dita clássica por se tratar da simples aplicação, numa estrutura *pipeline* dos algoritmos, conforme a figura 8.2. O objetivo é minimizar sinais interferentes utilizando algoritmos autodidatas, no caso o algoritmo do módulo constante generalizado (GCMA) descrito no capítulo 6 [71],[75].

Na estrutura *pipeline* clássica, trabalha-se em paralelo com quatro algoritmos GCMA_i com, $i=1,\dots,4$, que contêm um conjunto de pesos associados com os elementos do *array* e adaptados pelo algoritmo GCMA.

Os sinais que chegam na rede de antenas são processados pelo estágio GCMA1 que recupera o sinal de maior potência. Um pré processamento é utilizado para os outros estágios, de forma que os sinais estimados dos satélites $\hat{X}_j, j=1,\dots,i-1$ e obtidos no estágio GCMA_j, $j=1,\dots,i-1$, são subtraídos do próximo estágio GCMA_i. Desta maneira, os sinais desejados são recuperados numa ordem decrescente de potência.

Desta forma, observando a figura 8.2, verifica-se que o estágio GCMA1 captura o sinal de um dos satélites (D1), enquanto os sinais vindos dos outros satélites ou das fontes de sinais interferentes são considerados como interferentes e representadas por $\text{int}_k, k = 1,\dots,5$. No i -ésimo estágio, $i=2,\dots,4$, dá-se a captura dos sinais vindos de outros satélites visíveis (D2, D3, D4, respectivamente).

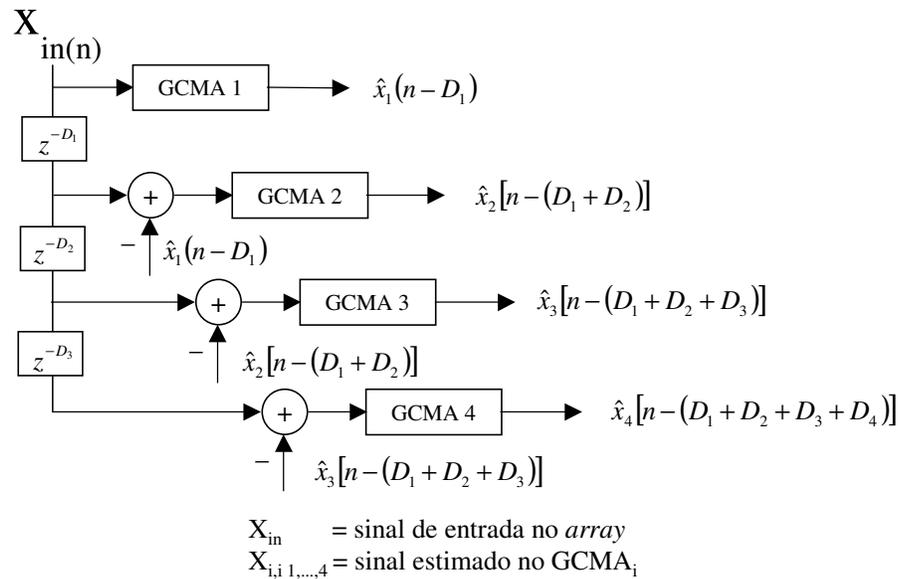


Figura 8. 2 - Estrutura *Pipeline* Clássica

É importante notar que a estrutura usando um algoritmo autodidata não necessita do conhecimento prévio da direção de chegada dos sinais (DOA). Entretanto, deve ser suposto que a potência do sinal desejado é maior que a do sinal interferente. Assumindo isso, esta solução tem se mostrado muito eficiente em muitos casos, mesmo em condições de canais de comunicação bastante severos.

O desempenho pode decrescer quando o sinal interferente está localizado próximo ao desejado. De fato, a capacidade da estrutura implementada de separar sinais desejados e interferentes depende também do número de antenas. Para evitar o uso de uma rede de antenas com um número elevado de elementos, que pode ser proibitivo em termos de custo e de espaço físico, propõem-se os usos de uma técnica mais robusta junto com a estrutura *pipeline*.

A partir deste objetivo foram propostas as estruturas combinadas *pipeline*/neural configuradas em duas variantes, denominadas “braço” e “paralelo”, como mostradas nas Figuras 8.3 e 8.4 respectivamente [71].

A primeira delas sugere a introdução, em cada “braço” da estrutura *pipeline*, de uma rede neural MLP, para que separadamente melhore a recuperação de cada sinal desejado. A rede neural MLP é ativada após o algoritmo autodidata ter alcançado a convergência. Após o primeiro sinal ter sido capturado, sua informação é enviada ao

próximo ‘braço’ que captura o segundo sinal de entrada de maior potência e assim vai procedendo até que todos sinais desejados sejam capturados.

A segunda estrutura implementada foi denominada de ‘paralelo’ e trabalha primeiramente com a estrutura *pipeline* clássica descrita anteriormente. Assim que a convergência é obtida e os sinais desejados são capturados, estes dados recuperados alimentam as entradas de uma rede neural, cujo número de entradas está relacionado ao número de canais do receptor GPS. Assim dá-se um processamento conjunto que leva a melhorar todas as saídas.

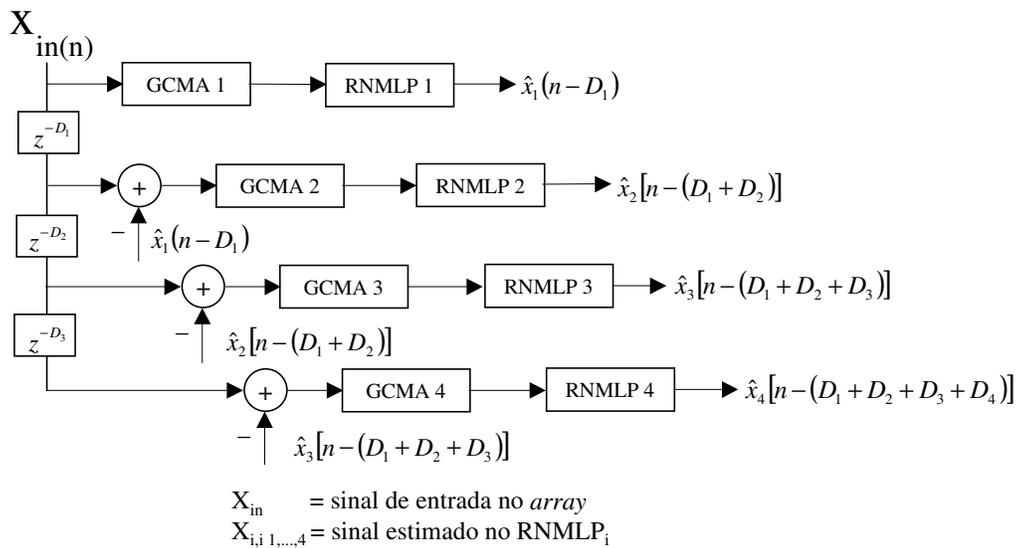


Figura 8.3 GCMA-pipeline/neural: ‘braço’

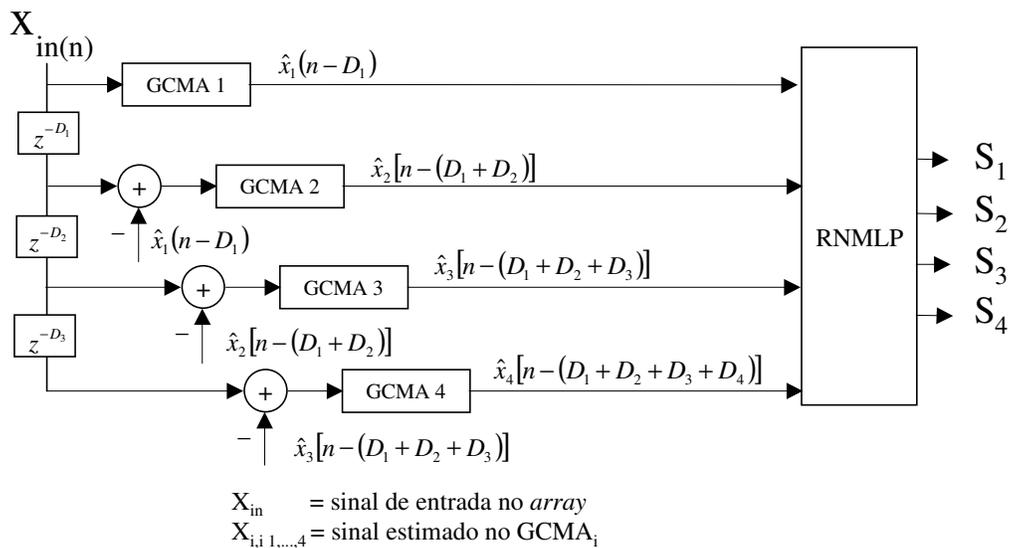


Figura 8.4. GCMA-pipeline/neural: ‘paralelo’

8.3 – Cenário de Simulações

O *software* da rede de antenas, implementado em ambiente MATLAB, tem as mesmas características e permite as mesmas representações gráficas já descritas no Capítulo anterior.

O cenário de simulação, para fins de facilidade de comparação de resultados é o mesmo daquele descrito na seção 7.3 do Capítulo 7. A Figura 7.1 representa a referência angular da geometria da rede de antenas na geometria linear e planar.

A especificação dos dados fixos usados nas simulações são mostrados na Tabela 7.1, destacando-se que o número de iterações foi o único item modificado. No caso do algoritmo *GCMA pipeline* clássico e *GCMA pipeline* “paralelo”, geometria linear ou planar, simulou-se com 3000 iterações. No caso *GCMA pipeline* “braço”, para os dois tipos de geometria, utilizou-se 1500 iterações. Em todos os casos *pipeline* com arranjo linear considerou-se 10 antenas para fins de simulação.

Os dados da disposição angular simulada para os casos de rede de antenas de geometria linear e planar também são os mesmos mostrados na Tabela 7.2 e referenciados conforme a Figura 7.1.

Nas próximas seções serão mostrados os resultados e as análises das simulações realizadas nos vários tipos de soluções implementadas.

8.4 – Solução Combinada – Algoritmo de Frost/Neural – Rede Linear

Nesta seção será mostrado o desempenho da solução combinada do algoritmo de Frost/Neural numa rede de antenas de geometria linear quando utilizado no cenário crítico especificado.

As condições iniciais do algoritmo e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização dos vetores peso igual a zero, passo de adaptação do algoritmo de Frost igual a 0,001 e da rede neural igual a 0,01 e 30 neurônios.

Observando a amplitude do fator de rede versus ângulo de elevação nas Figuras 8.5 a 8.8, verifica-se o cancelamento dos sinais interferentes e a captura dos desejados dentro dos requisitos das restrições. As pequenas variações na amplitude no cancelamento do

Int.2, referentes aos níveis especificados nas Figuras 8.6 e 8.8 não são consideradas significativas. Os resultados associados com a evolução temporal, apresentados nas Figuras 8.9 a 8.12 mostram a boa convergência do algoritmo combinado, necessitando no pior caso (Figura 8.12) apenas de um maior número de iterações para alcançá-la.

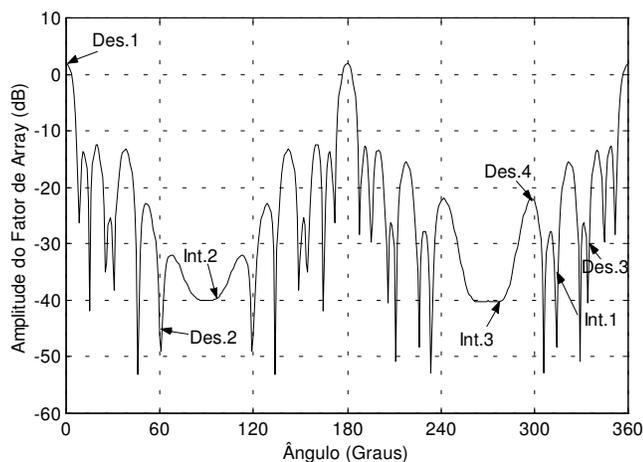


Figura 8.5 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

A complexidade computacional desta solução combinada tem origem no algoritmo de Frost, associado com o algoritmo MUSIC, e é da ordem do quadrado do número de elementos da rede. A rede neural MLP tem uma complexidade computacional da ordem de $4H(M + 5) + 3(H + 1)N$ adições e $2H(M + 4) + 2(H + 1)N$ multiplicações, definindo-se como M o número de entradas, H o número de neurônios e N o número de saídas [29].

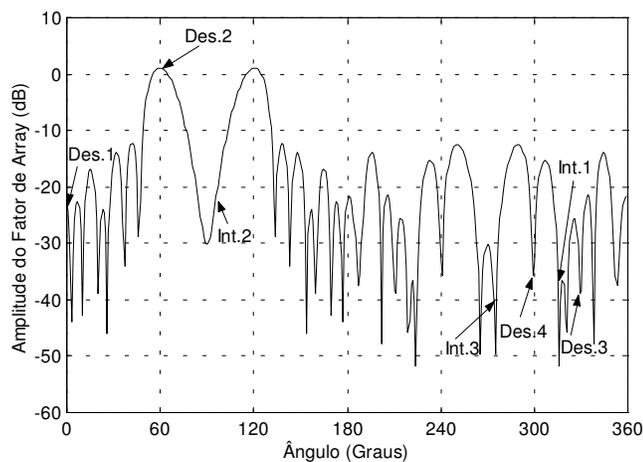


Figura 8.6 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

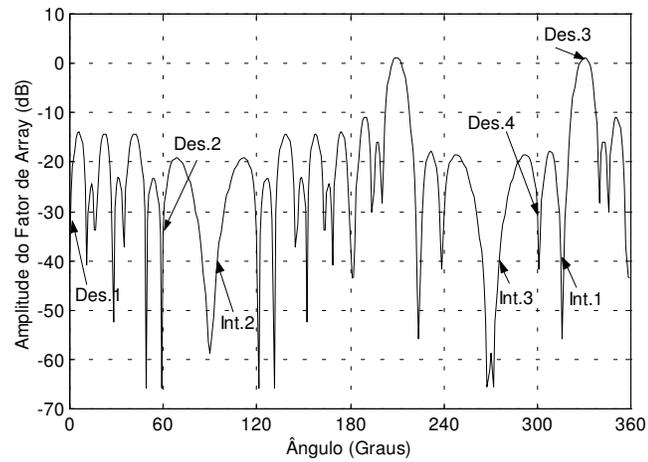


Figura 8.7 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

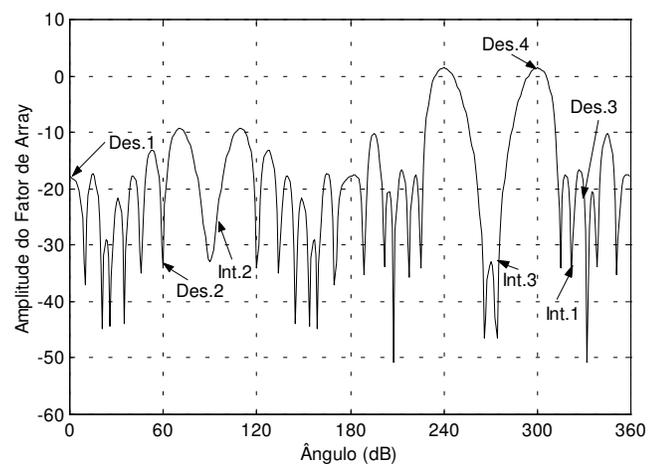


Figura 8.8 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

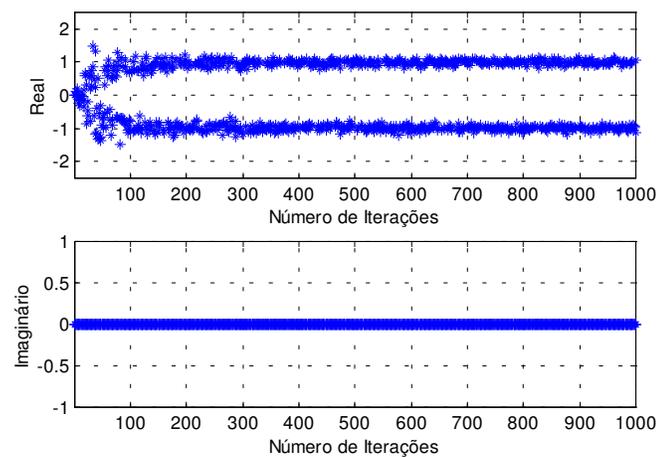


Figura 8.9 – Evolução Temporal – saída 1

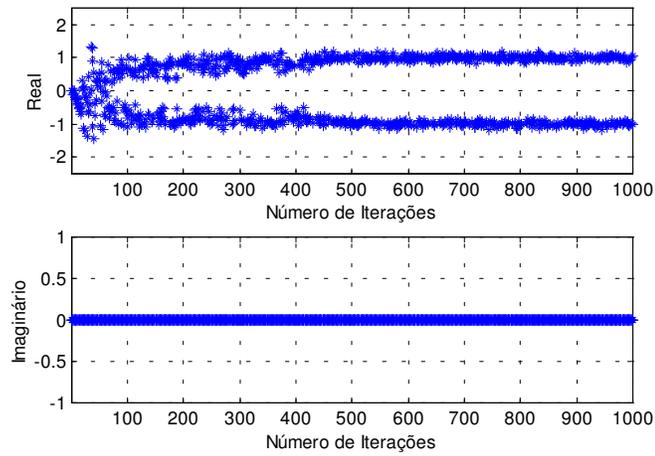


Figura 8.10 – Evolução Temporal – saída 2

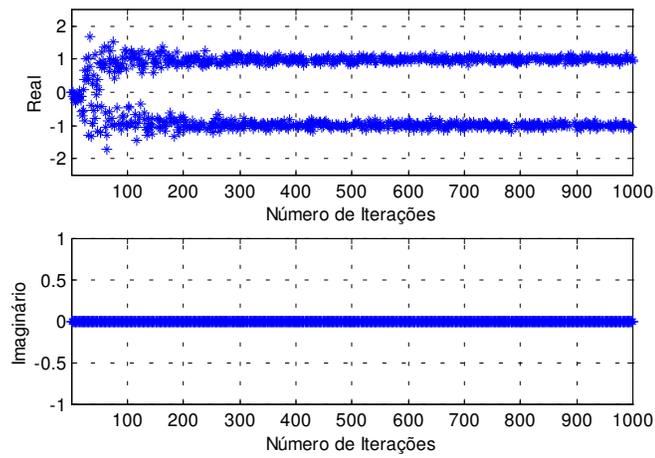


Figura 8.11 – Evolução Temporal – saída 3

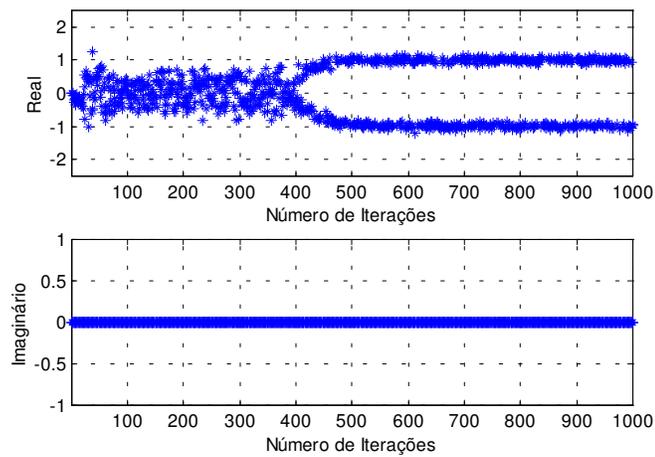


Figura 8.12 – Evolução Temporal – saída 4

Objetivando conhecer o desempenho do algoritmo Frost/Neural quando as restrições são aplicadas apenas aos sinais desejados, aumentando desta maneira o grau de liberdade entre as antenas, apresenta-se as Figuras 8.13 a 8.20. Nos resultados das Figuras 8.17 a 8.20 observa-se uma maior facilidade na convergência do algoritmo se comparado às Figuras 8.9 a 8.12, caso onde as restrições foram impostas também aos sinais desejados (0dB) e aos interferentes (-30dB).

Os gráficos da amplitude do fator de rede (Figuras 8.13 a 8.16) mostram a captura do sinal desejado na saída correspondente dentro da restrição especificada e o cancelamento dos demais sinais numa amplitude no mínimo 15dB abaixo do sinal capturado.

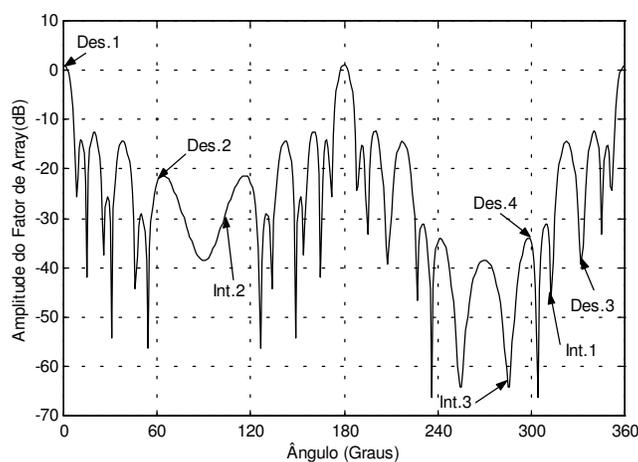


Figura 8.13 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

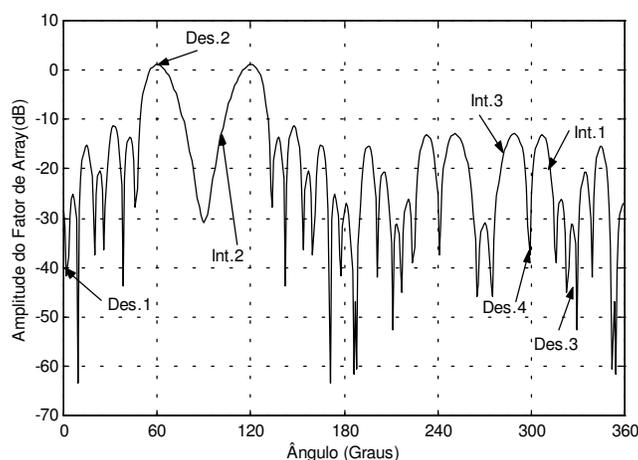


Figura 8.14 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

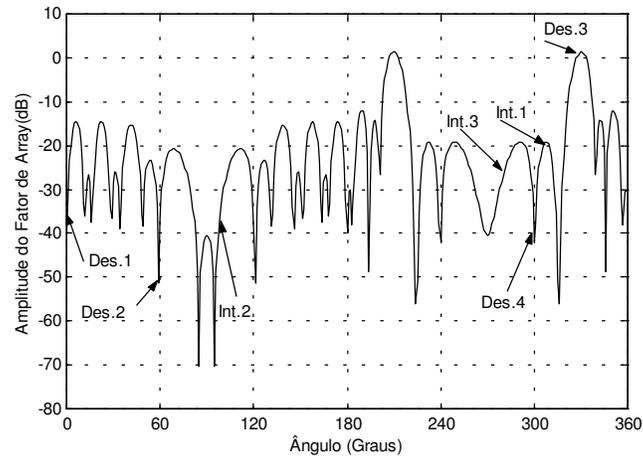


Figura 8.15 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

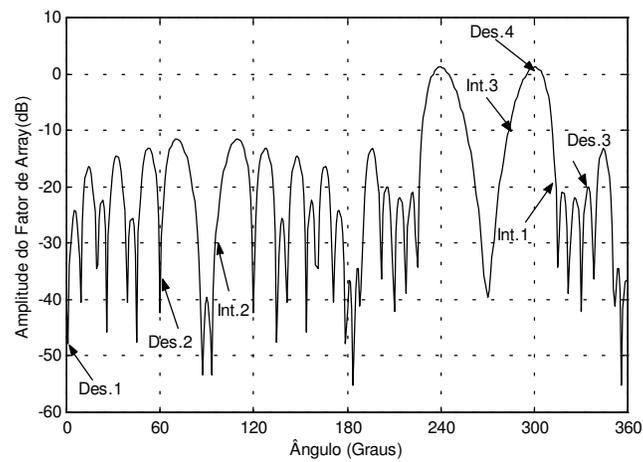


Figura 8.16 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

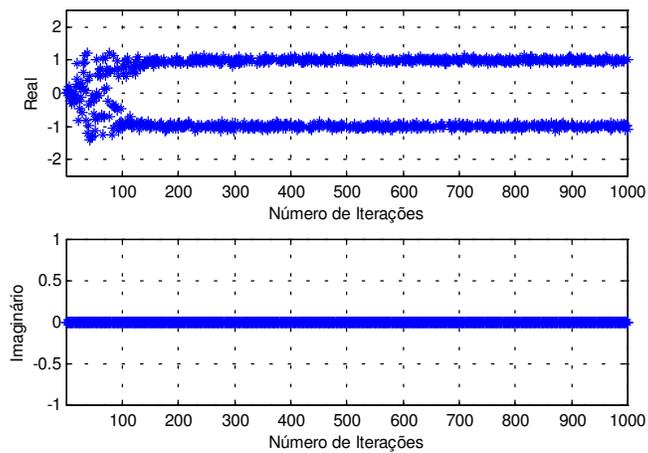


Figura 8.17 – Evolução Temporal – saída 1

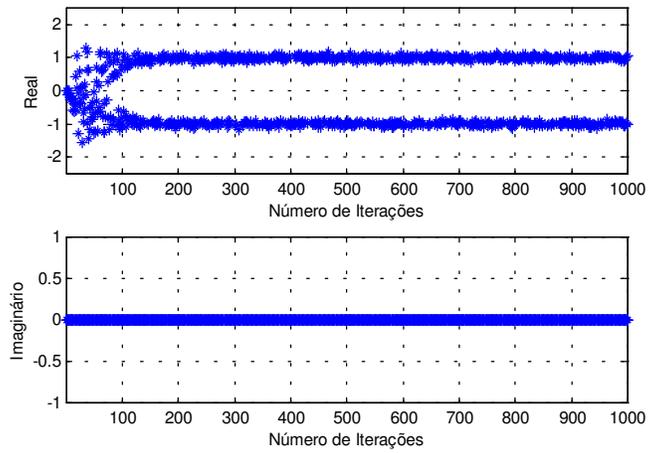


Figura 8.18 – Evolução Temporal – saída 2

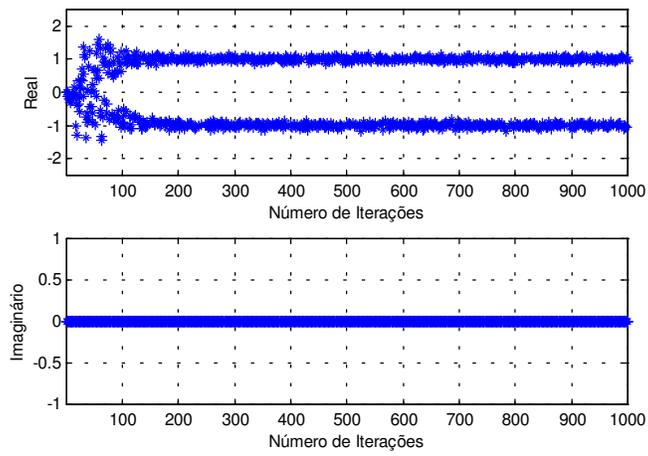


Figura 8.19 – Evolução Temporal – saída 3

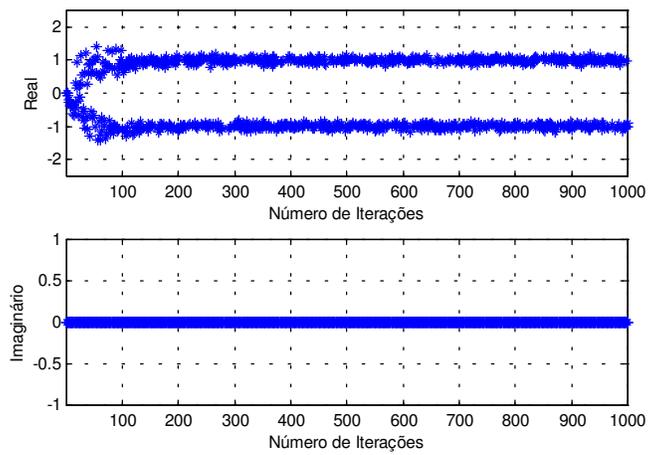


Figura 8.20 – Evolução Temporal – saída 4

8.5 - Solução Combinada – Algoritmo de Frost/Neural – Rede Planar

Nesta seção será mostrado o desempenho da solução combinada do algoritmo de Frost/Neural numa rede de antenas de geometria planar. Os ângulos de azimute e elevação para aplicação com rede planar, constantes da Tabela 7.2, são dados retirados de simulações de propagação de órbita dos satélites da constelação GPS que utilizam uma ferramenta computacional desenvolvida no âmbito do projeto Gerador de Sinais GPS [24] realizada para a cidade de Campinas.

As condições iniciais do algoritmo e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização dos vetores peso igual a zero, passo de adaptação do algoritmo de Frost igual a 0,0001 e da rede neural igual a 0,01 e 30 neurônios.

A complexidade computacional desta solução combinada é a mesma que a apresentada na seção 8.4, mostrando independência com a geometria escolhida para a rede de antenas.

Os resultados da amplitude do fator de rede, visualizado em duas dimensões para gráficos em *YAW* (azimute) e realizados num corte tal que o ângulo de azimute é idêntico àquele do ângulo incidente desejado, são mostrados nas Figuras 8.21 a 8.24. Pode-se observar a captura correta e dentro do nível de 0dB, relacionado às restrições dos sinais incidentes desejados nos seus respectivos ângulos de elevação.

Outro fato interessante a ser observado relaciona-se ao formato do fator de rede, verificando-se que, neste mesmo ângulo de azimute, quaisquer outros sinais incidentes em diferentes ângulos de elevação seriam anulados.

Já as Figuras 8.25 a 8.28 mostram a boa convergência do algoritmo em todas as saídas. Observa-se que no caso da Figura 8.27 (saída 3), necessitou-se de um maior número de iterações para atingir a convergência.

A Tabela 8.1 mostra a amplitude dos interferentes na direção (θ, ϕ) , possibilitando observar o nível de cancelamento dos interferentes e compará-los às restrições especificadas.

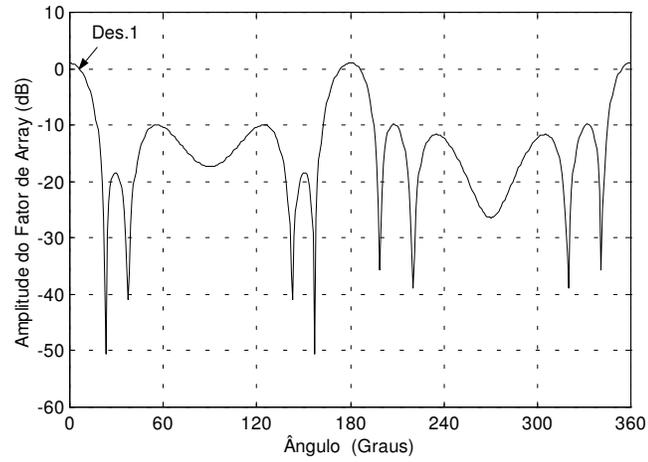


Figura 8.21– Amplitude do Fator de Rede – saída 1

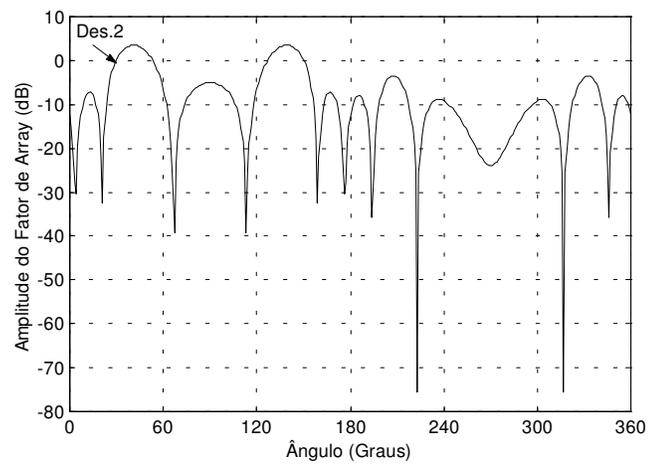


Figura 8.22 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

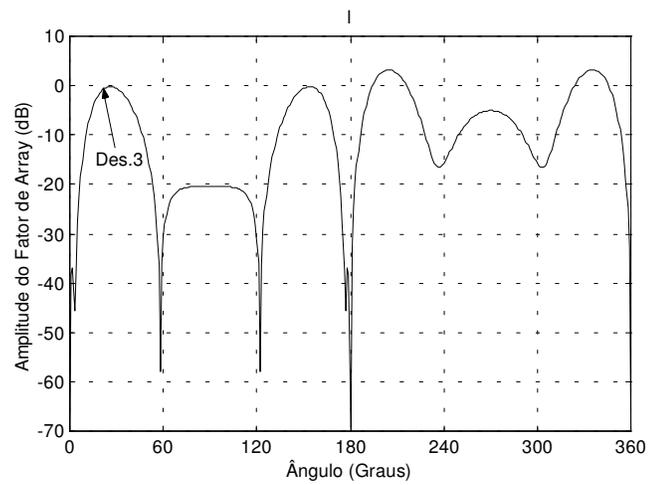


Figura 8.23 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

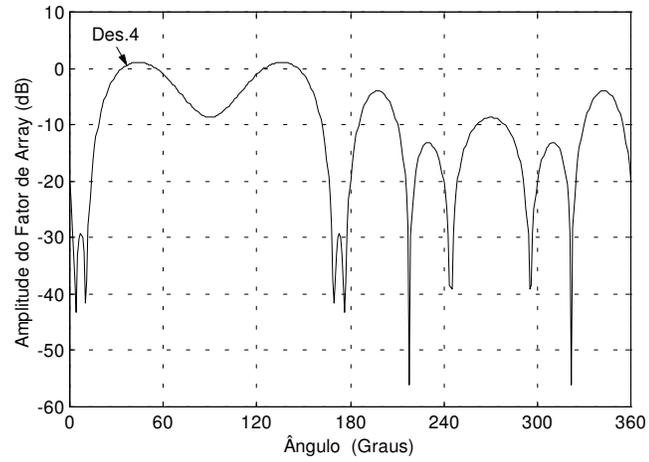


Figura 8.24 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

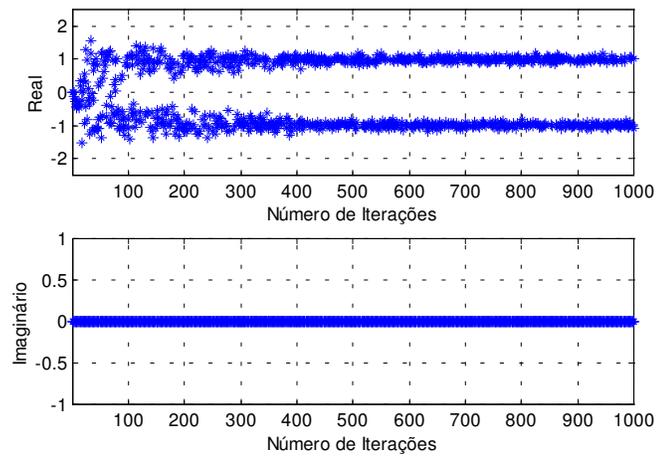


Figura 8.25 – Evolução Temporal – saída 1

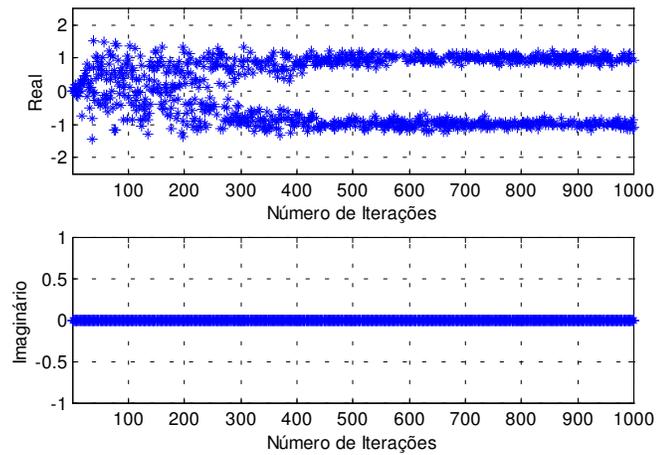


Figura 8.26 – Evolução Temporal – saída 2

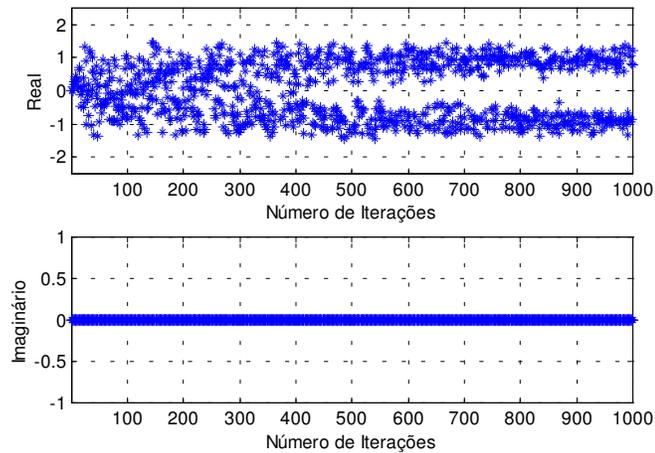


Figura 8.27 – Evolução Temporal – saída 3

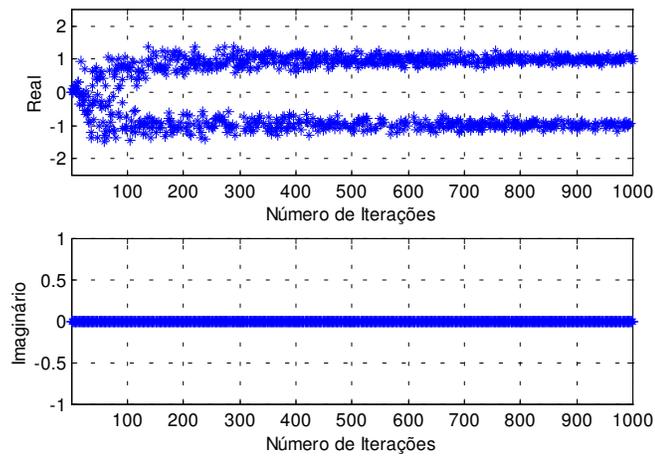


Figura 8.28 – Evolução Temporal – saída 4

Interferente θ ($^\circ$)	S1 (dB)	S2 (dB)	S3 (dB)	S4 (dB)
	$\phi = 45^\circ$			
20	-18,24	-47,41	-15,12	-15,51
	$\phi = 30^\circ$			
70	-34,89	-36,98	-22,12	-24,86
	$\phi = 15^\circ$			
85	-28,66	-38,26	-26,13	-32,24

Tabela 8.1 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

8.6 - Solução Combinada – Algoritmo de Resende/Neural – Rede Linear

Aqui apresentamos o desempenho da solução combinada do algoritmo Resende/Neural conforme definido na seção 8.3. Para fins de comparação o cenário de simulação é o mesmo utilizado na aplicação com os algoritmos clássicos Frost e Resende (Capítulo 7) e combinado Frost/Neural – rede linear.

As condições iniciais do algoritmo e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização dos vetores peso igual a zero, passo de adaptação usado na rede neural igual a 0,01, fator de esquecimento igual a 0,99 e 30 neurônios.

Observando as Figuras 8.29 a 8.32 verifica-se o comportamento da amplitude do fator de rede versus o ângulo de elevação dos sinais incidentes. De maneira similar ao desempenho do algoritmo combinado Frost/Neural, nota-se a grande robustez deste algoritmo e a captura dos sinais desejados e cancelamento dos sinais interferentes dentro dos valores das restrições impostas. Nota-se que, neste caso, todos os interferentes foram anulados em níveis mais baixos que aqueles impostos pelas restrições. Analisando as Figuras 8.33 a 8.36 verifica-se também grande similaridade nos resultados. A complexidade computacional é da mesma ordem daquela associada ao algoritmo de Frost/Neural.

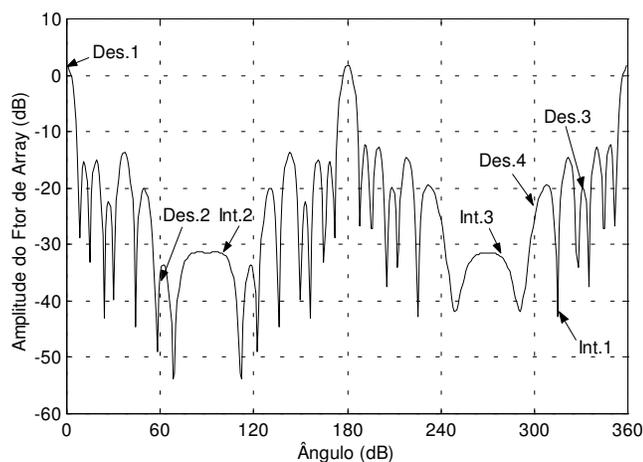


Figura 8.29 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

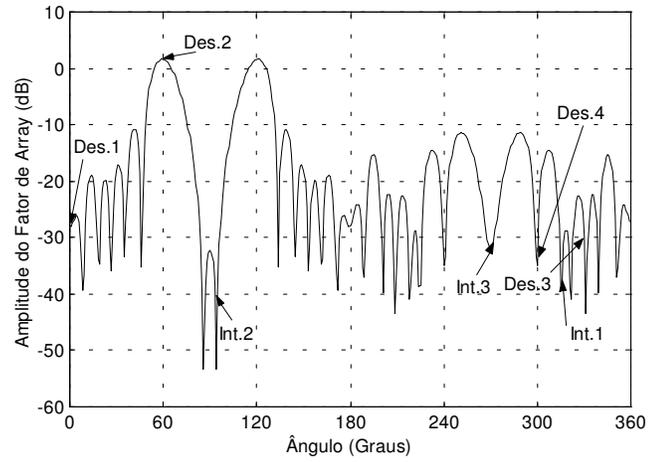


Figura 8.30 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

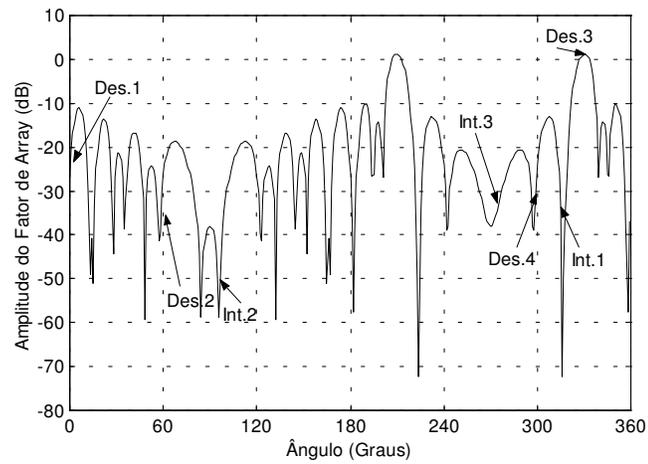


Figura 8.31 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

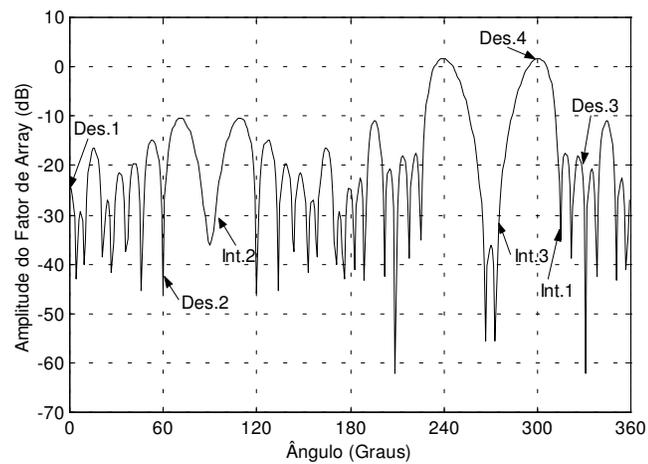


Figura 8.32 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

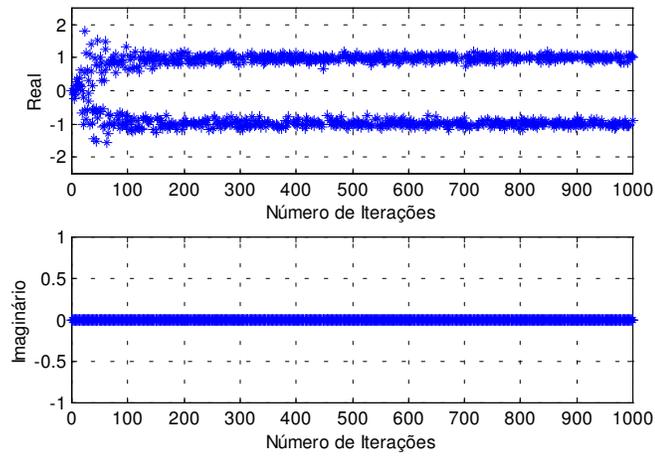


Figura 8.33– Evolução Temporal – saída 1

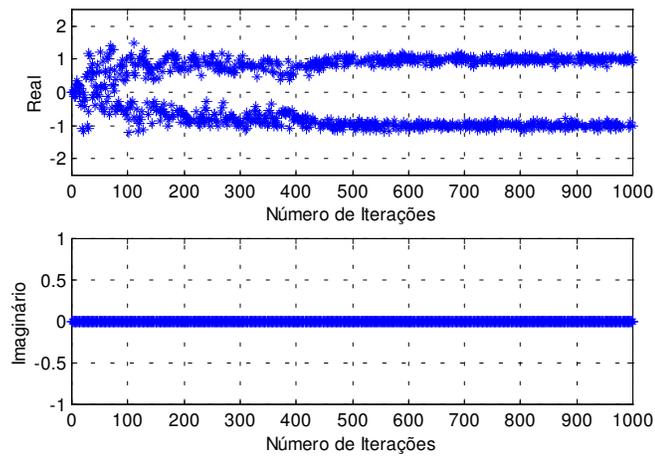


Figura 8.34– Evolução Temporal – saída 2

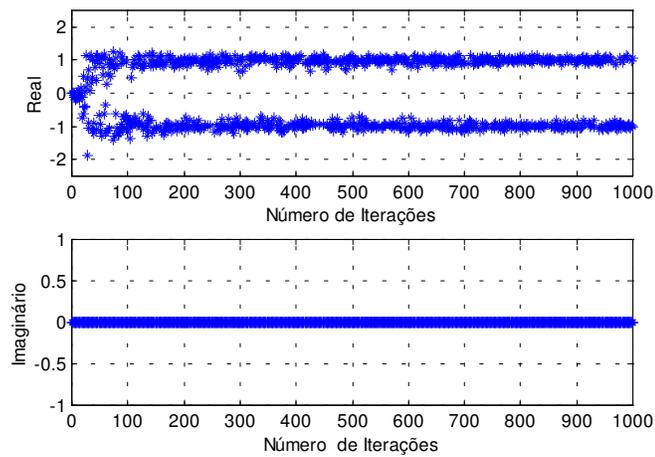


Figura 8.35– Evolução Temporal – saída 3

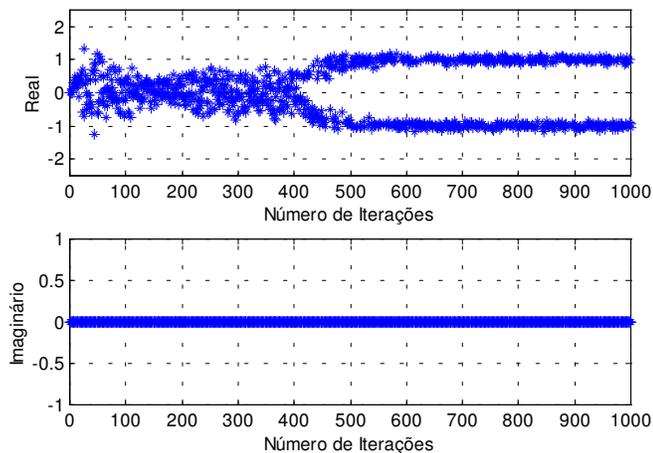


Figura 8.36– Evolução Temporal – saída 4

Buscando-se comparar e verificar o desempenho dos algoritmos combinados apresentados modificou-se as restrições, colocando-as apenas sobre os sinais desejados num nível de 0dB, conforme realizado anteriormente com o algoritmo de Frost/Neural. O algoritmo de Resende/Neural obteve excelente desempenho, similarmente com o de Frost/Neural. e pode ser visto nas figuras 8.41 a 8.44.

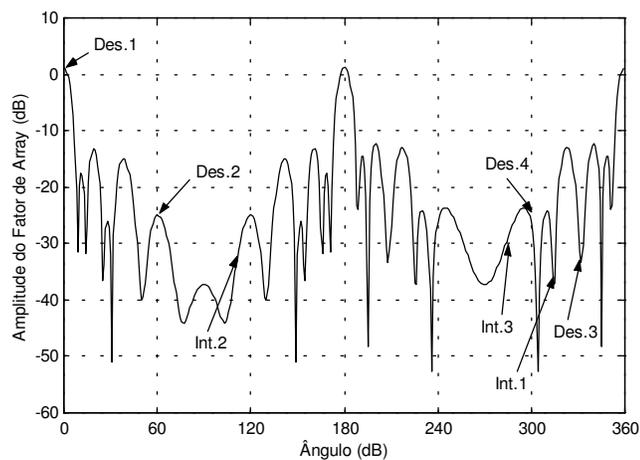


Figura 8.37 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

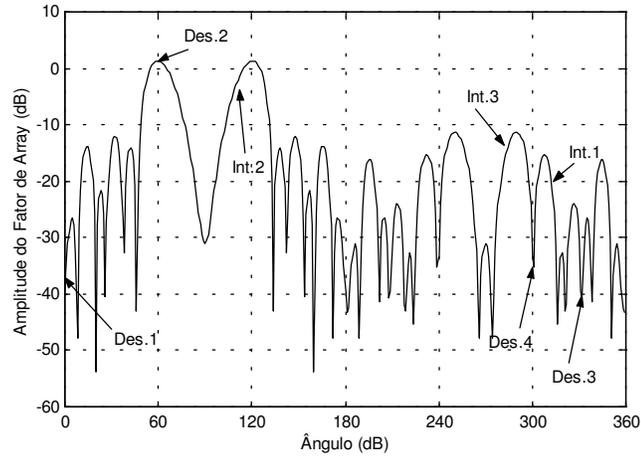


Figura 8.38 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

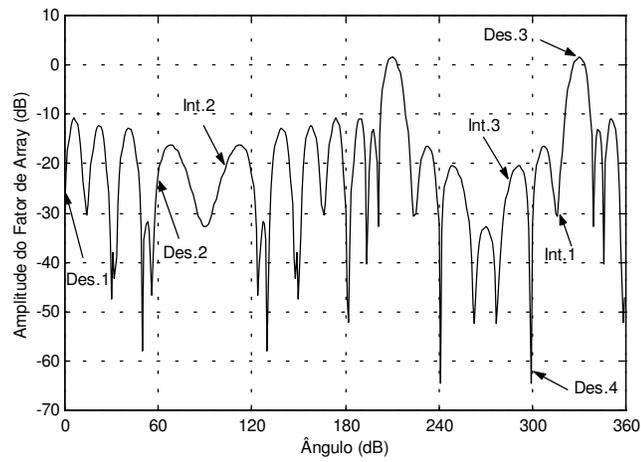


Figura 8.39 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

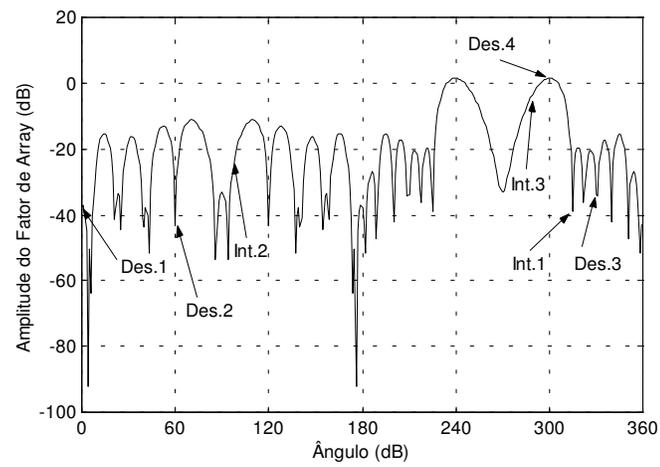


Figura 8.40 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

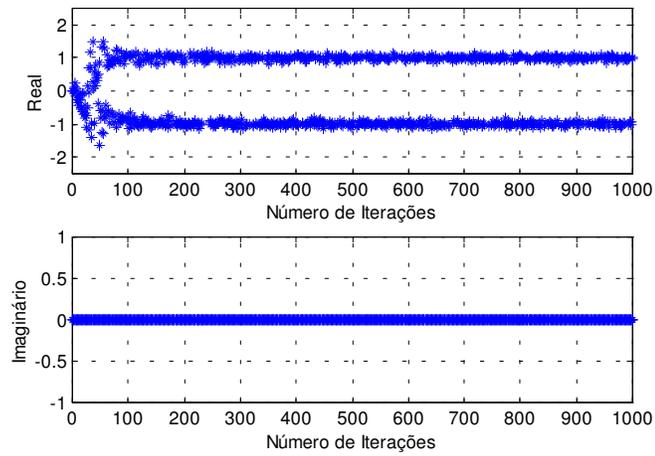


Figura 8.41– Evolução Temporal – saída 1

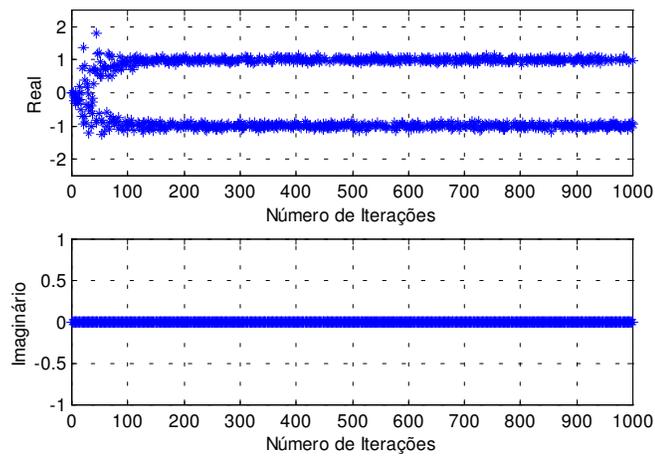


Figura 8.42– Evolução Temporal – saída 2

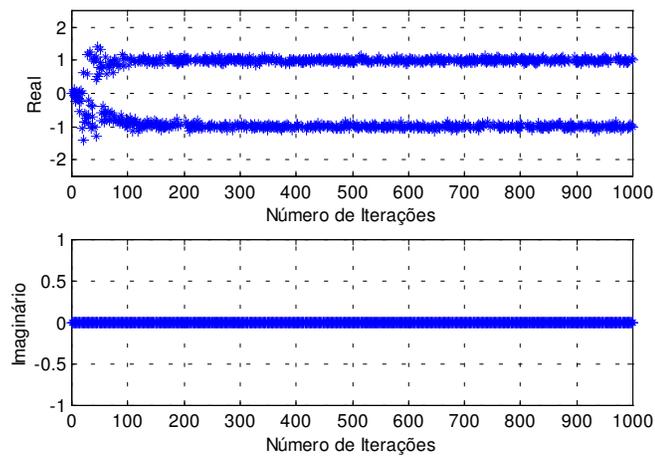


Figura 8.43– Evolução Temporal – saída 3

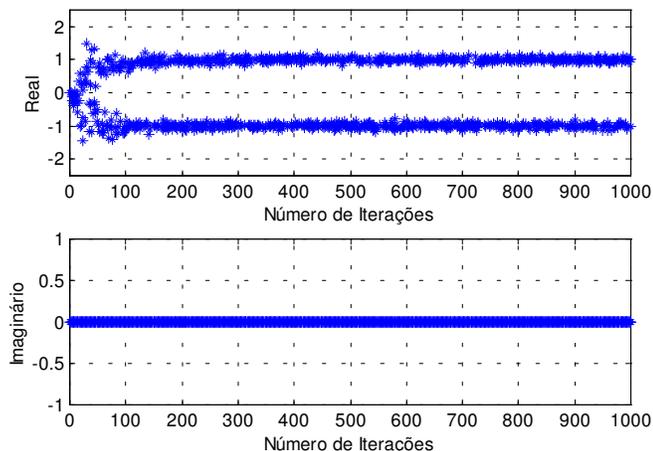


Figura 8.44– Evolução Temporal – saída 4

8.7 – Solução Clássica *Pipeline* – GCMA Linear

Objetivou-se aqui a análise do desempenho da solução clássica *pipeline* linear.

As condições iniciais do algoritmo e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização dos primeiro elemento do vetor peso igual a 0,07 e demais elementos igual a zero, passo de adaptação do algoritmo GCMA igual a 0,0001.

As Figuras 8.45 a 8.48 mostram a amplitude do fator de rede versus ângulo de elevação e , analisando-as em conjunto com as figuras relacionadas à evolução temporal (Figuras 8.49 a 8.52), nota-se grande dificuldade para a convergência do algoritmo e conseqüentemente para a captura dos sinais de maneira única e com diferença de amplitude significativa entre sinal desejado capturado e demais sinais incidentes. Neste caso não é esperada uma resposta de desempenho de acordo com alguma restrição pré estabelecida, mas sim relacionada aos sinais de maior potência conforme anteriormente explicado.

A saída 3 (Figura 8.47) mostra o melhor resultado, mas verifica-se a captura do sinal desejado 3 e a presença do sinal desejado 2 (Des.2) com amplitude apenas 7dB menor que o desejado 3 (Des.3). Os outros sinais incidentes encontram-se a pelo menos 25dB abaixo que o desejado 3 (Des.3). Quanto à evolução temporal referente a esta saída (Figura 8.51), nota-se uma boa convergência, o encontro da condição de “olho aberto” e também a presença de rotação de fase.

A Figura 8.45 mostra a captura do sinal desejado 1 (Des.1), a presença do sinal desejado 3 numa amplitude 10dB abaixo deste e o cancelamento do sinal incidente 1 (Int.1) num nível 15dB abaixo do sinal Des.1. Já os demais sinais encontram-se abaixo de 20dB do sinal capturado Des.1. Verificando-se a Figura 8.49 nota-se que a convergência não foi satisfatória e isto certamente influencia nos resultados do fator de rede. Resultados semelhantes ocorrem nas saídas 2 e 4.

A complexidade computacional dos algoritmos GCMA clássicos *pipeline* são da ordem do número de antenas.

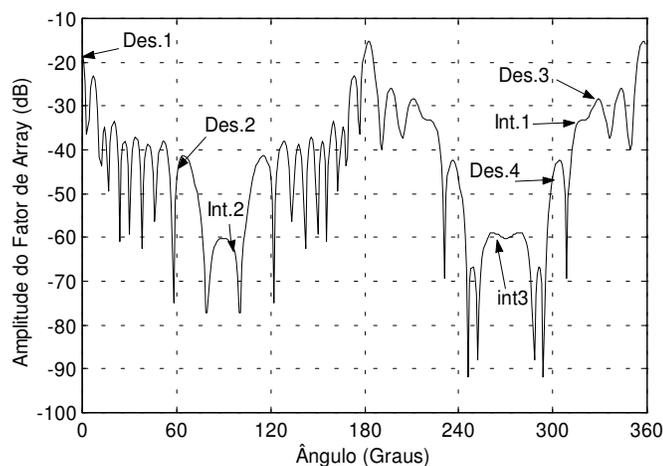


Figura 8.45– Amplitude do Fator de Rede – saída 1

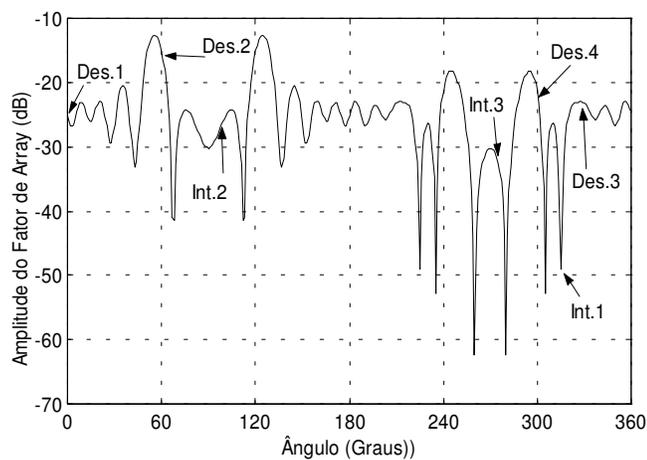


Figura 8.46 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

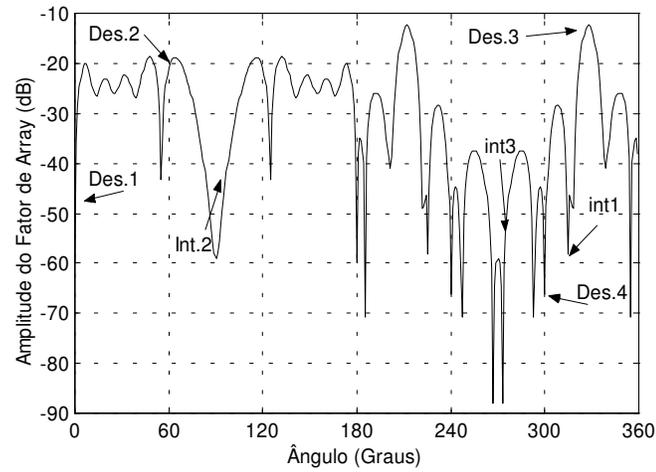


Figura 8.47– Amplitude do Fator de Rede – saída 3

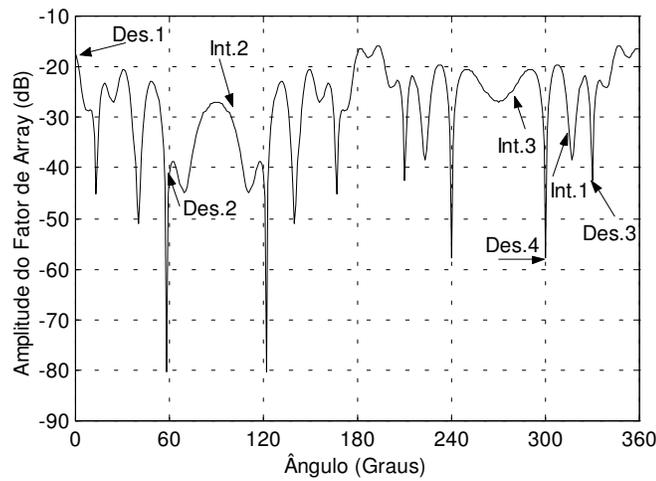


Figura 8.48 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

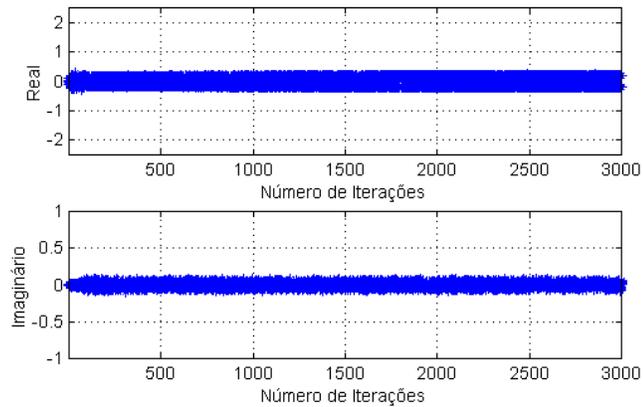


Figura 8.49– Evolução Temporal – saída 1

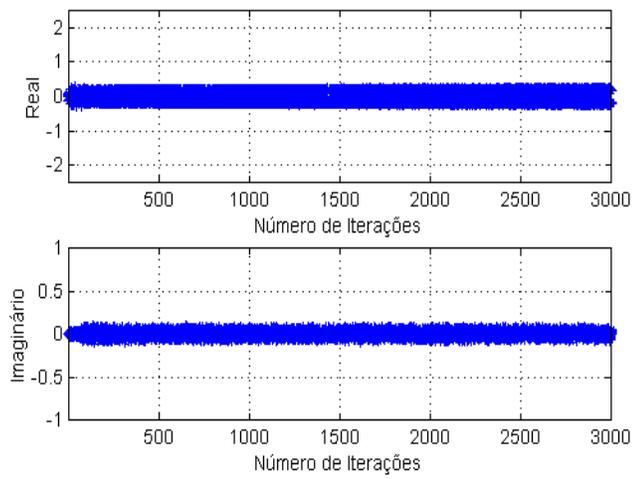


Figura 8.50– Evolução Temporal – saída 2

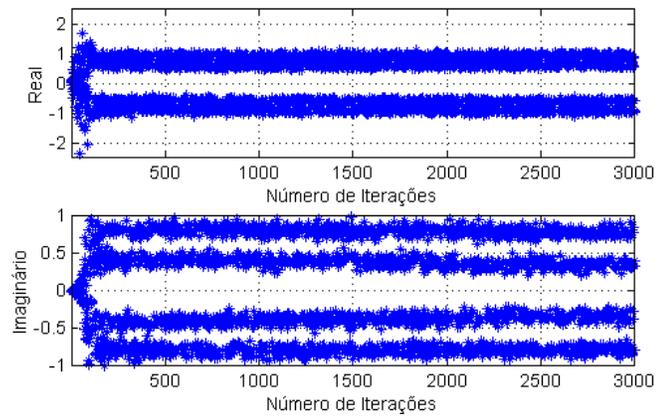


Figura 8.51– Evolução Temporal – saída 3

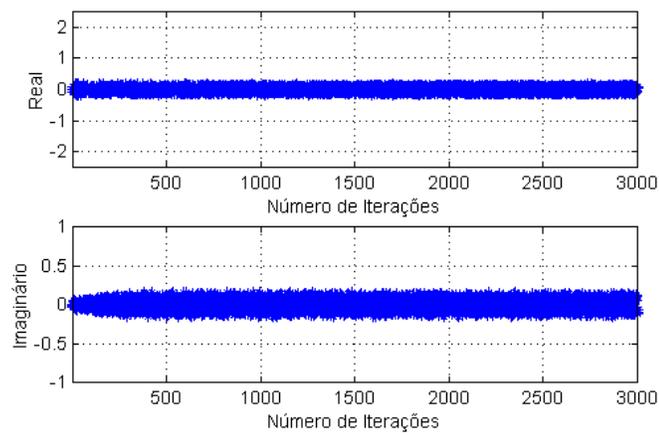


Figura 8.52– Evolução Temporal – saída 4

8.8 – Solução Clássica *Pipeline* – GCMA Planar

O desempenho da solução clássica *pipeline* do algoritmo GCMA numa rede de geometria planar quando utilizado num cenário crítico é analisado nesta seção.

As condições iniciais do algoritmo e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização dos dois primeiros elementos do vetor peso igual a 0,07 e demais elementos igual a zero, passo de adaptação do algoritmo de GCMA igual a 0,0001.

Observando a Figura 8.53 podemos verificar a captura correta do sinal desejado 1 (Des.1) e o bom desempenho do fator de rede quando observa-se outros ângulos de elevação para um especificado azimute. Relacionando este desempenho ao da evolução temporal nesta saída, verifica-se a convergência e o bom desempenho do algoritmo, apesar de problemas de rotação de fase.

As Figuras 8.54 e 8.55 mostram amplitude do fator de rede quando da captura dos sinais das saídas 2 e 3. Nota-se que lóbulos espúrios formam-se com níveis em torno de 5 dB abaixo dos sinal capturado, denotando problemas de convergência e de cancelamento do ruído quando se trata de rede planar, pois estes tendem a manter os lóbulos espúrios em níveis muito mais baixos. Este problema de convergência é facilmente notado nas Figuras 8.58 e 8.59 podendo-se verificar a dificuldade para a “abertura do olho”. Já a Figura 8.60 mostra uma situação de franca divergência (*overflow*) do algoritmo. Na Figura 8.56 a amplitude do fator de rede mostra resultado igualmente incorreto mas coerente com a resposta da divergente evolução temporal.

Estes resultados são os piores encontrados para a solução desta seção. Outras simulações, realizadas em condições mais favoráveis, indicam que a proximidade dos ângulos de incidência e o pequeno número de antenas (9 antenas) são as principais causas dos resultados deficientes apresentados. Simulações com maior número de antenas mostrou melhores resultados.

A Tabela 8.2 mostra a amplitude dos interferentes na direção (θ, ϕ) possibilitando observar o nível de cancelamento dos interferentes e verificar se atingem valores satisfatórios.

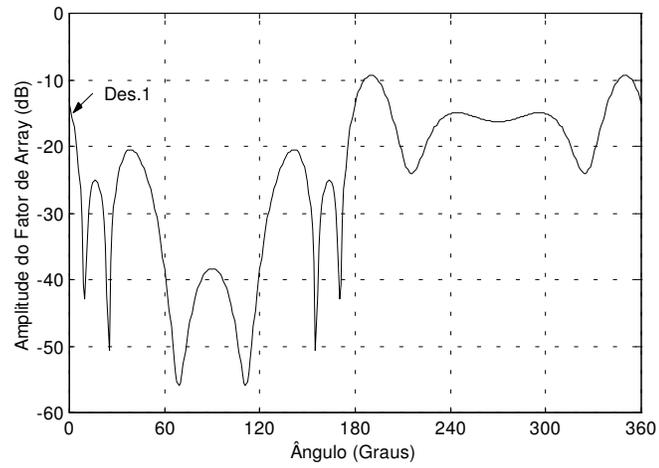


Figura 8.53 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

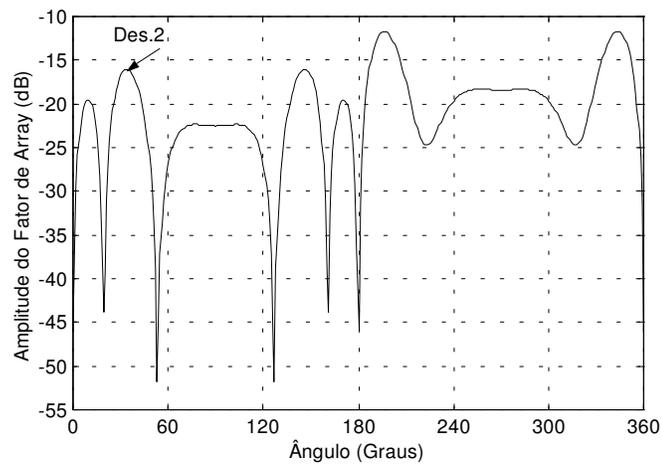


Figura 8.54 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

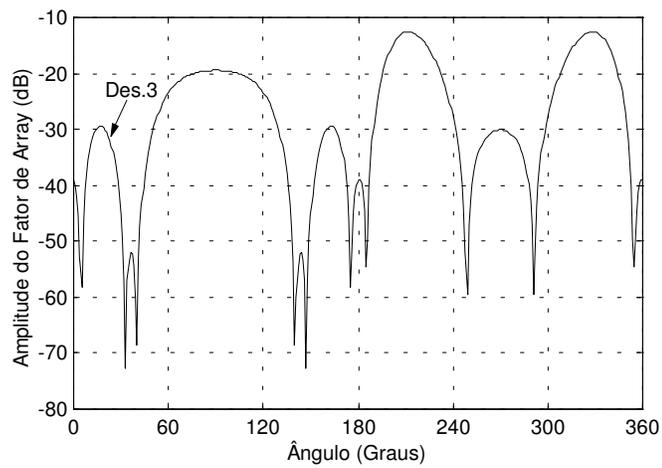


Figura 8.55 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

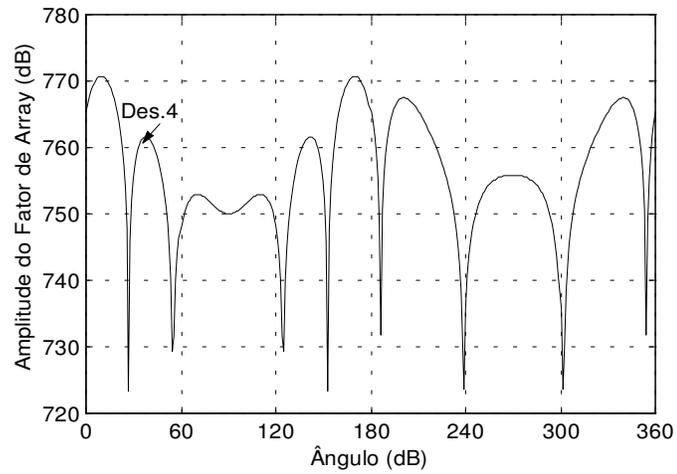


Figura 8.56 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

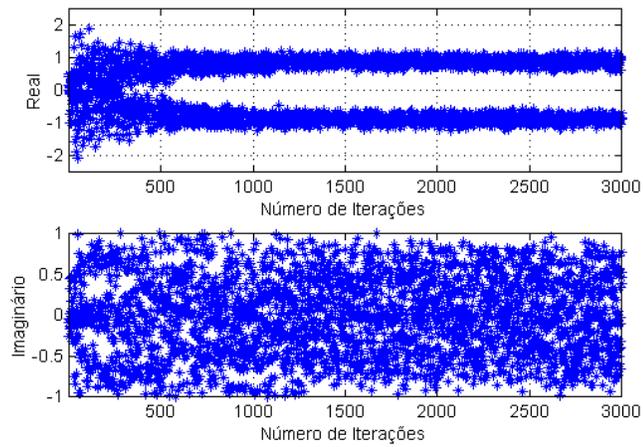


Figura 8.57– Evolução Temporal – saída 1

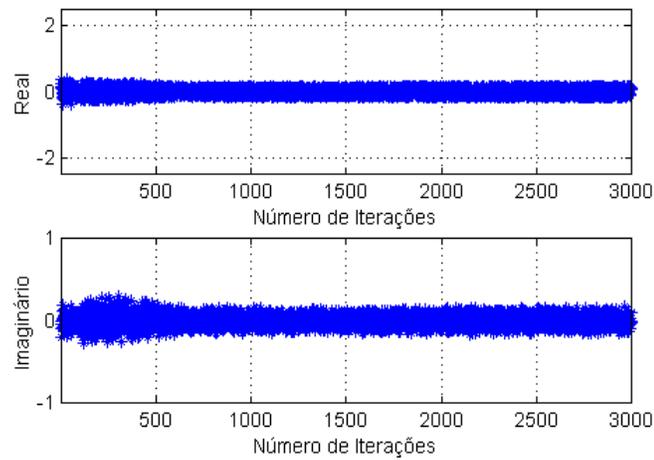


Figura 8.58– Evolução Temporal – saída 2

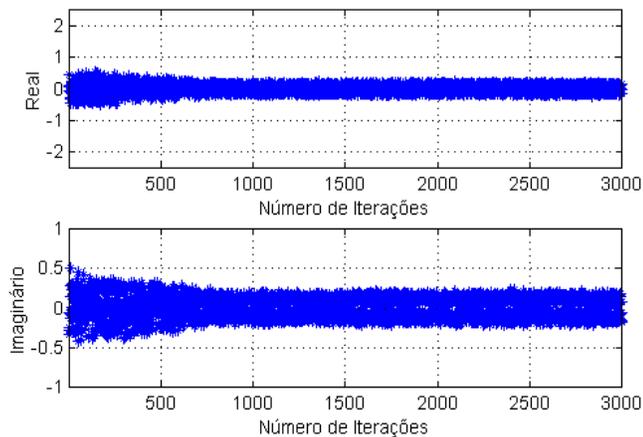


Figura 8.59– Evolução Temporal – saída 3

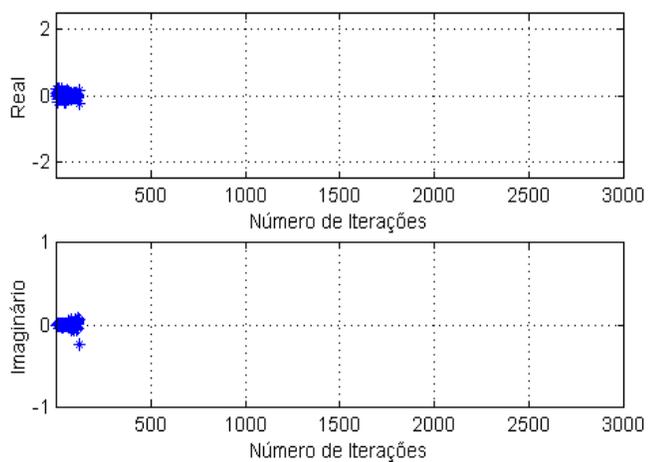


Figura 8.60– Evolução Temporal – saída 4

Interferente θ ($^{\circ}$)	S1 (dB)	S2 (dB)	S3 (dB)	S4 (dB)
	$\phi = 45^{\circ}$			
20	-20,05	-12,56	-10,34	-5,02
	$\phi = 30^{\circ}$			
70	-18,78	-12,30	-9,80	-2,32
	$\phi = 15^{\circ}$			
85	-13,69	-9,95	-12,40	-1,18

Tabela 8.2 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

8.9 – Solução Combinada Pipeline GCMA/Neural “Braço” Linear

Na busca de uma melhoria para o desempenho dos algoritmos clássicos *pipeline* e a comparação de resultados iniciou-se simulações utilizando a estrutura combinada com redes neurais MLP.

As condições iniciais do algoritmo e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização dos primeiros dois elementos do vetor peso igual a 0,07 e demais elementos igual a zero, passo de adaptação do algoritmo GCMA igual a 0,00001 e da rede neural igual a 0,01 e 5 neurônios por braço.

As Figuras 8.61 a 8.64 mostram o desempenho do fator de rede, onde um ótimo cancelamento dos interferentes acontece e a captura dos sinais desejados é feita com sucesso. O cancelamento dos interferentes se dá com níveis abaixo de 20dB dos sinais capturados, denotando que a convergência do algoritmo combinado é muito boa. Deve-se levar em conta que nem sempre os resultados da parte GCMA clássico é excelente, como visto na seção 8.7, mas a rede neural tem robustez suficiente para sobrepor este desempenho às vezes inadequado.

Referindo-se às Figuras 8.65 a 8.68 verifica-se a ótima convergência da solução combinada GCMA-*pipeline*/RNMLP, a qual foi alcançada em menos que 300 iterações no pior caso. Utilizou-se 5 neurônios por braço, número este considerado mínimo para o bom funcionamento do algoritmo.

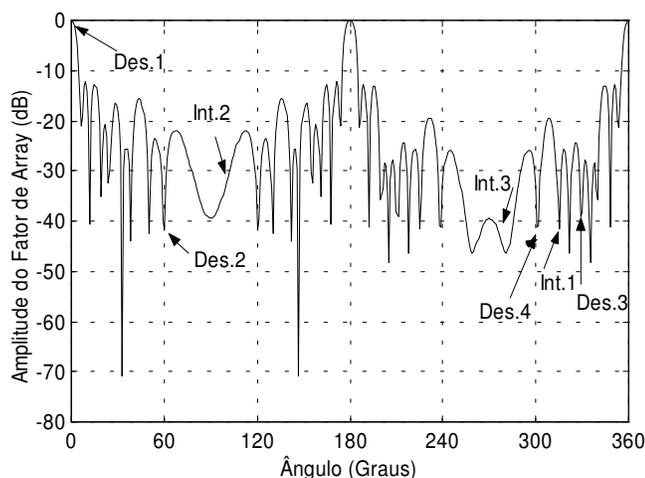


Figura 8.61 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

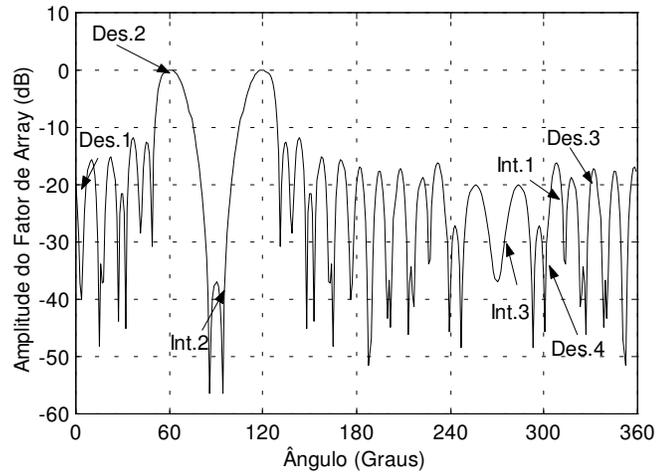


Figura 8.62 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

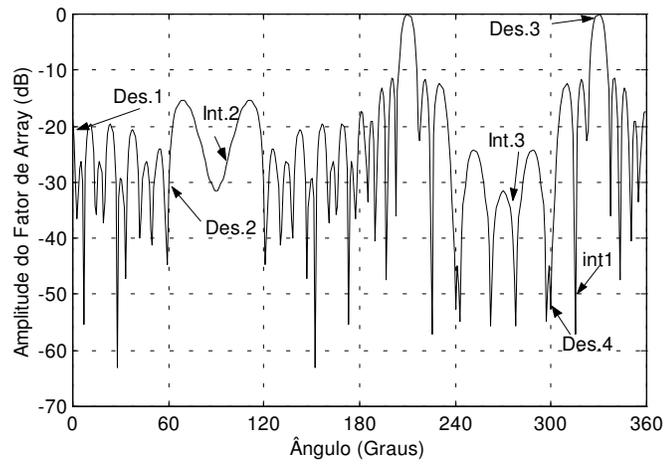


Figura 8.63 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

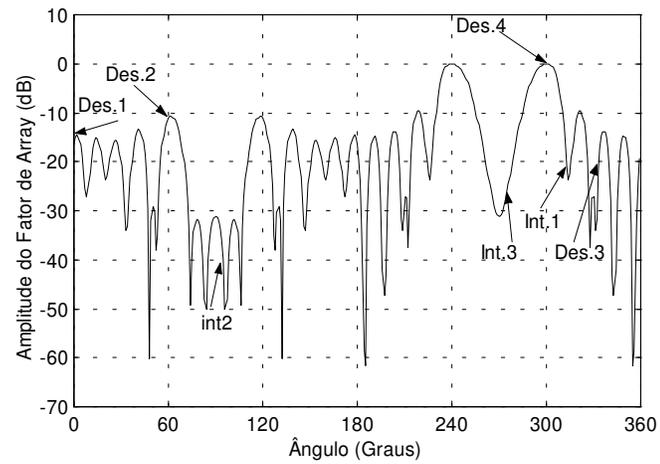


Figura 8.64 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

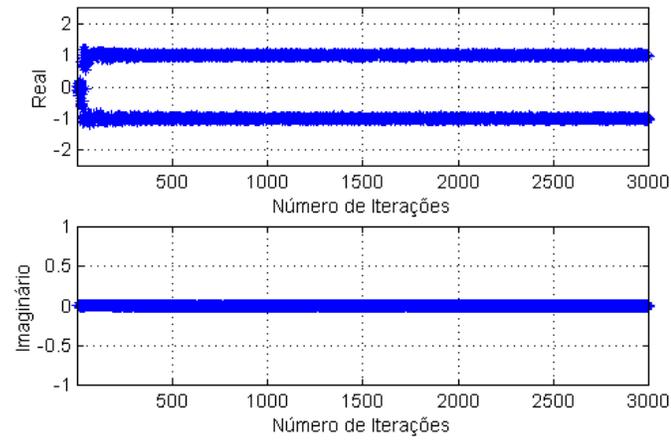


Figura 8.65 – Evolução Temporal – saída 1

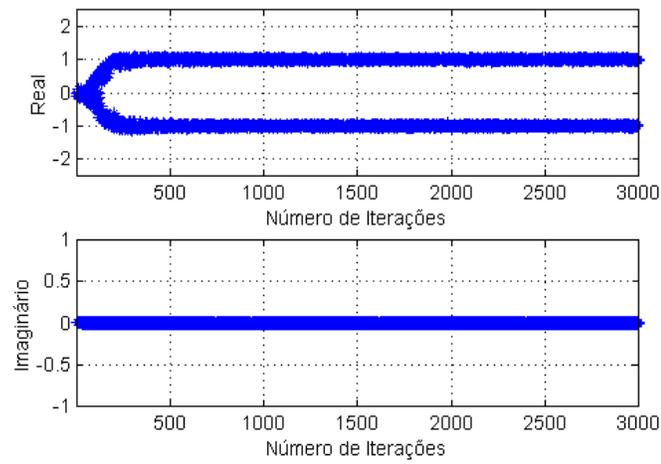


Figura 8.66 – Evolução Temporal – saída 2

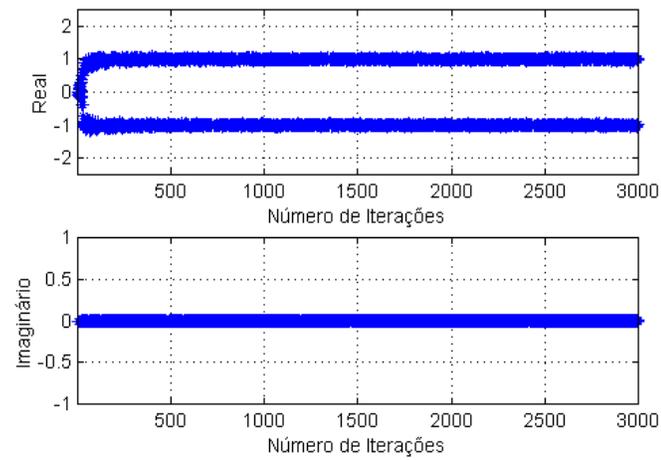


Figura 8.67 – Evolução Temporal – saída 3

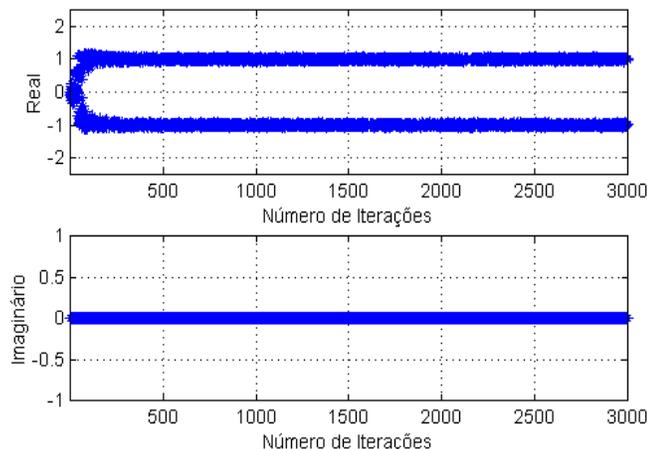


Figura 8.68 – Evolução Temporal – saída 4

8.10 – Solução Combinada *Pipeline* GCMA/Neural “Braço” Planar

Objetivando o estudo desta solução combinada numa geometria planar, realizaram-se simulações considerando as mesmas condições e distribuição angular da seção 8.8.

As condições iniciais do algoritmo e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização do primeiro elemento do vetor peso igual a 0,07 e demais elementos igual a zero, passo de adaptação do algoritmo GCMA igual a 0,0001 e da rede neural igual a 0,01 e 5 neurônios por braço.

Observa-se a excelente captura dos sinais desejados e a facilitada convergência do algoritmo (figuras 8.69 a 8.76).

Lembrando-se dos dados iniciais da saída 1 do GCMA apresentados na seção 8.8 e sabendo que são satisfatórios, conforme pode ser observado nas Figuras 8.53 e 8.57, e considerando-se que estes são os dados que alimentam o primeiro braço da rede neural, é percebida na Figura 8.73 uma melhoria substancial na convergência. A partir daí, verifica-se que a estrutura combinada inicia um comportamento “pró ativo”, que tende a melhorar os resultados e facilitar a convergência do algoritmo para as demais saídas. Desta forma, conclui-se que esta solução combinada tende a ter um resultado mais satisfatório quando a primeira saída capturada no algoritmo GCMA *pipeline* clássico também tem uma convergência satisfatória, pois este resultado parcial é um dos responsáveis pelo bom desempenho das saídas da solução combinada que envolve a rede neural. Esta afirmação

não exclui a necessidade de um desempenho bom para as demais saídas da parte GCMA *pipeline* clássico no braço. Aqui também se utilizou 5 neurônios por braço, número este considerado mínimo para o bom funcionamento do algoritmo.

A Tabela 8.3 mostra a amplitude dos interferentes na direção (θ, ϕ) possibilitando observar o nível de cancelamento dos interferentes e compará-las às restrições especificadas.

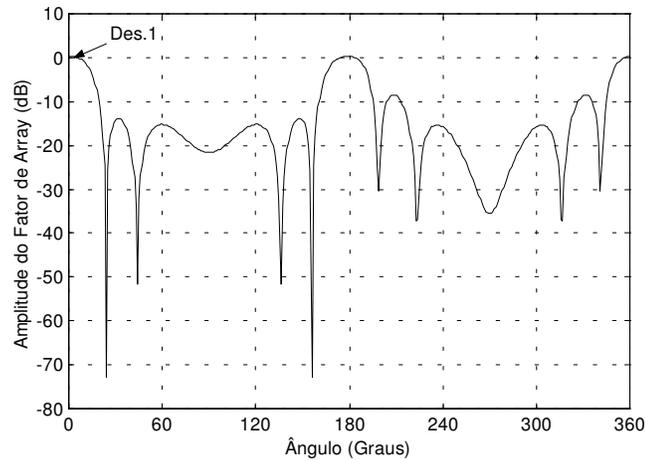


Figura 8.69 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

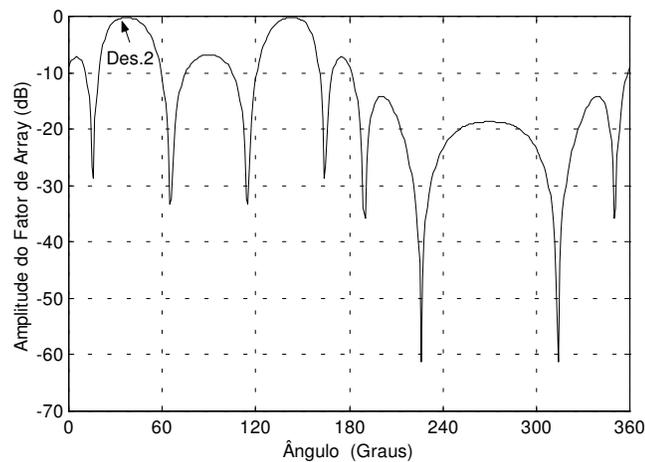


Figura 8.70 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

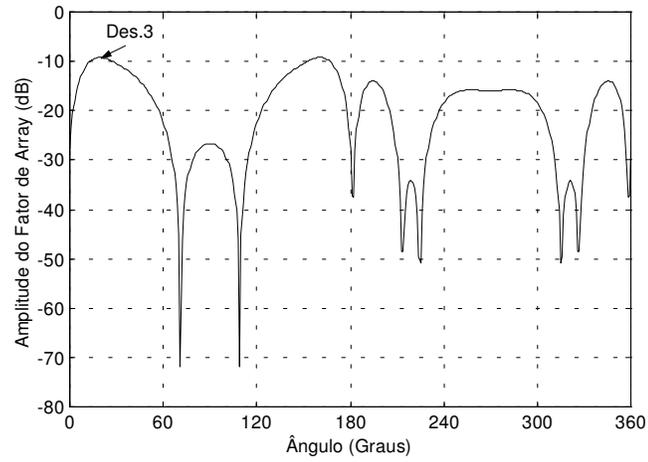


Figura 8.71 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

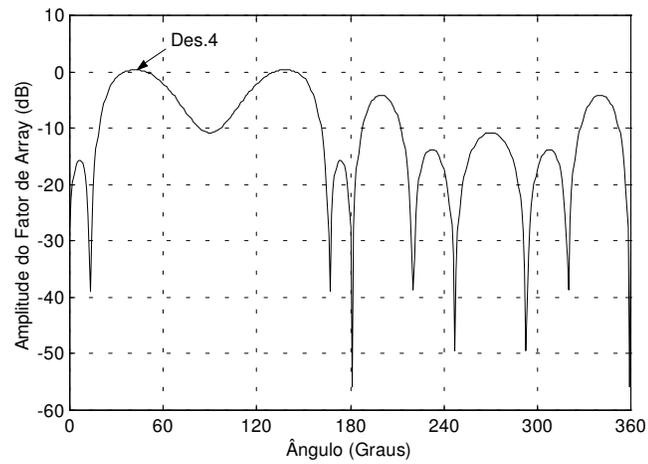


Figura 8.72 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

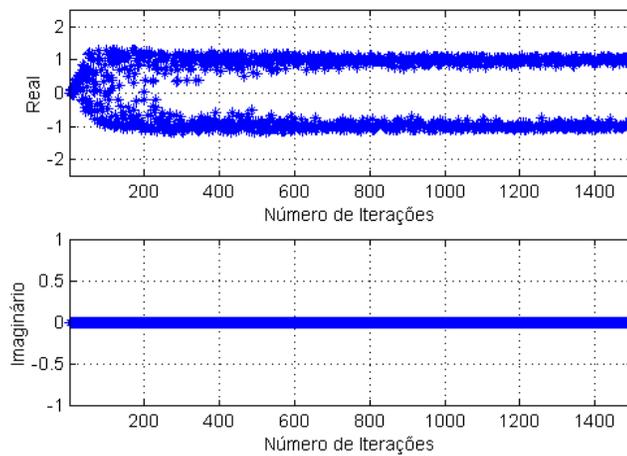


Figura 8.73 – Evolução Temporal – saída 1

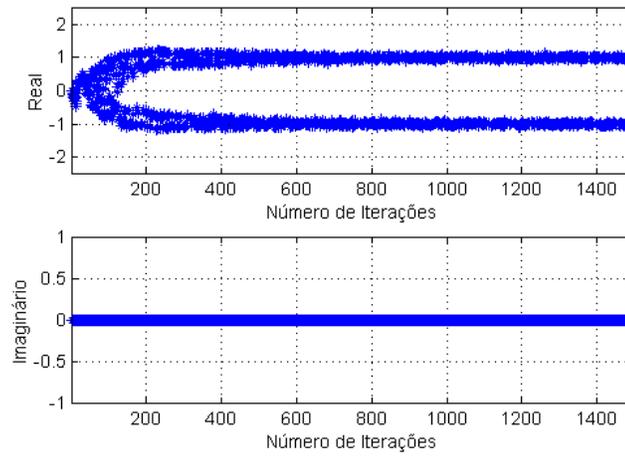


Figura 8.74 – Evolução Temporal – saída 2

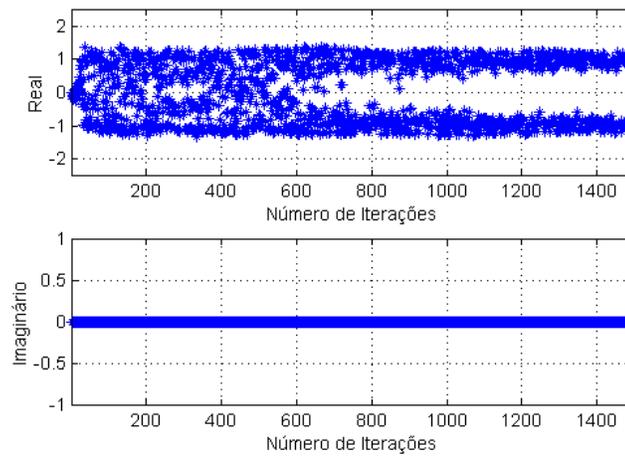


Figura 8.75 – Evolução Temporal – saída 3

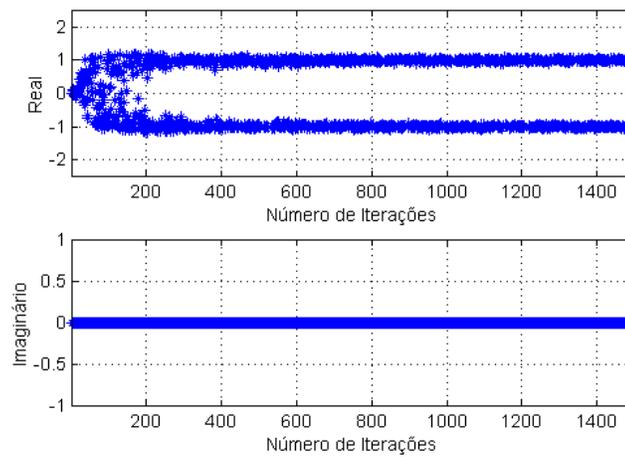


Figura 8.76 – Evolução Temporal – saída 4

Interferente θ (°)	S1 (dB)	S2 (dB)	S3 (dB)	S4 (dB)
$\phi = 45^\circ$				
20	-12,92	-15,34	-22,46	-10,27
$\phi = 30^\circ$				
70	-41,31	-16,35	-29,06	-39,79
$\phi = 15^\circ$				
85	-17,38	-18,92	-34,46	-43,42

Tabela 8.3 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

8.11 – Solução Combinada *Pipeline* GCMA/Neural Paralelo Linear

Observando as Figuras 8.77 a 8.80 verificamos um bom desempenho e uma direta associação com os resultados da estrutura clássica *pipeline* mostrado na seção 8.6.

As condições iniciais do algoritmo e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização do primeiro elemento do vetor peso igual a 0,07 e demais elementos igual a zero, passo de adaptação do algoritmo GCMA igual a 0,0001 e da rede neural igual a 0,001 e 20 neurônios.

Notadamente, os resultados referentes à saída 3 (Figura 8.79) mostram-se superiores em relação aos outros, sendo que os resultados da solução clássica para esta mesma saída também são satisfatórios (Figura 8.47). As figuras onde se pode visualizar a evolução temporal também comprovam esta correlação. A saída 1, tem desempenho excelente e isto é demonstrado nas Figuras 8.77 e 8.81. As saídas 2 e 4 (Figuras 8.78 e 8.80) mostram um desempenho adequado mas capturam os outros sinais desejados (lóbulos espúrios) com amplitudes muito próximas às do sinal desejado, referente a saída principal. Isto não é totalmente interessante, pois não cancela como necessário todos os outros sinais incidentes. As figuras referentes à evolução temporal mostram uma boa convergência e podem ser visualizadas nas Figuras 8.81 a 8.84.

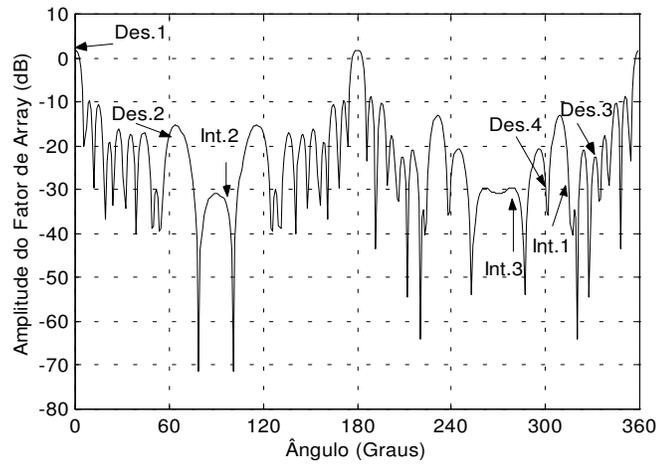


Figura 8.77 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

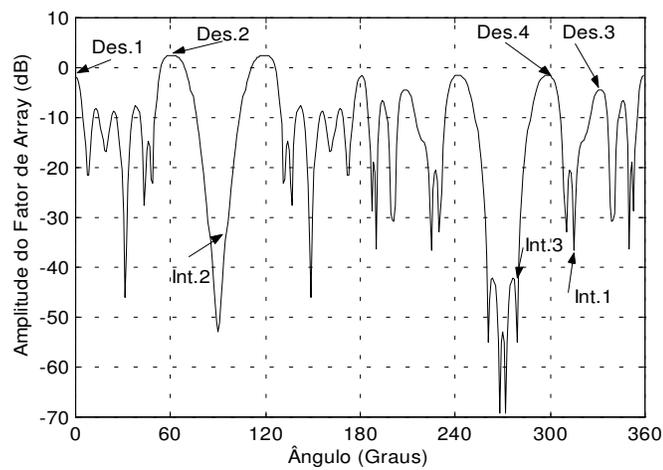


Figura 8.78 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

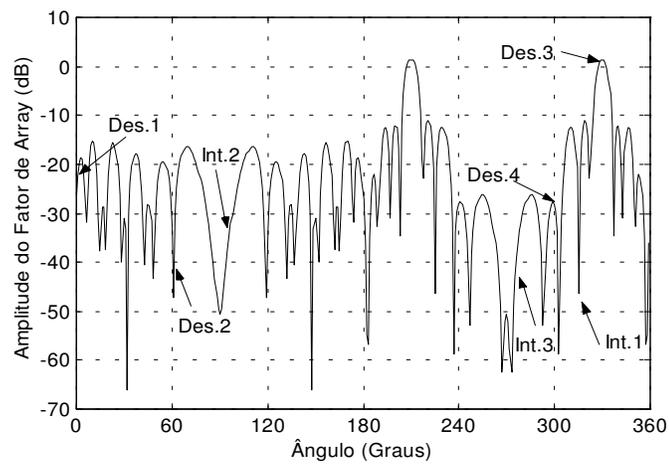


Figura 8.79 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

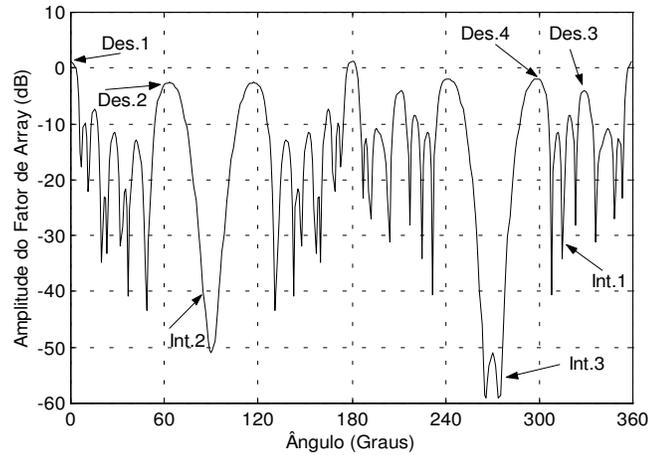


Figura 8.80 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

O número de neurônios utilizados na estrutura em ‘paralelo’ é de 20 neurônios, fato este que permite uma comparação em termos de complexidade computacional com a solução em braço, pois na solução ‘braço’ utiliza-se 5 neurônios em cada braço e 4 braços, totalizando também 20 neurônios na estrutura. A solução ‘paralelo’, aparentemente, é muito mais dependente do bom desempenho do algoritmo *GCMA pipeline* clássico que a solução ‘braço’.

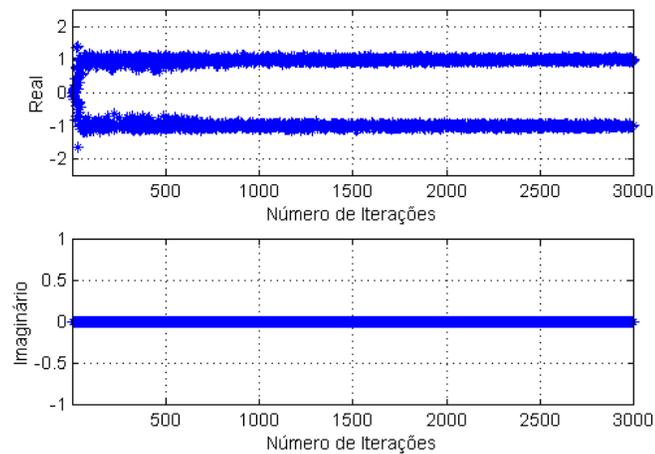


Figura 8.81 – Evolução Temporal – saída 1

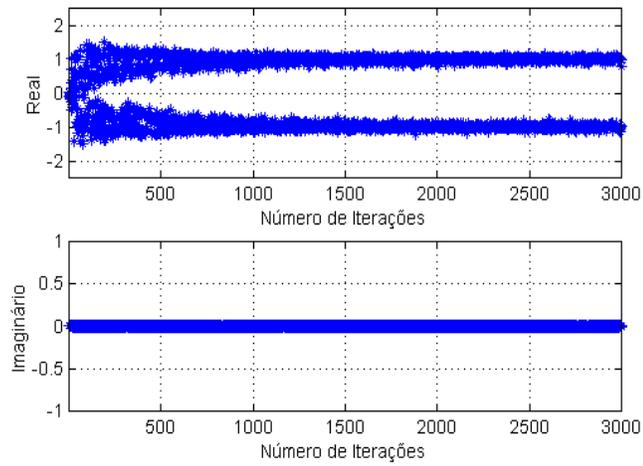


Figura 8.82 – Evolução Temporal – saída 2

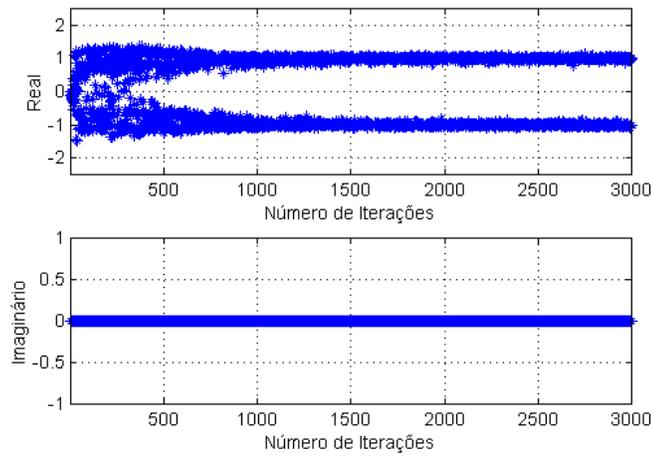


Figura 8.83 – Evolução Temporal – saída 3

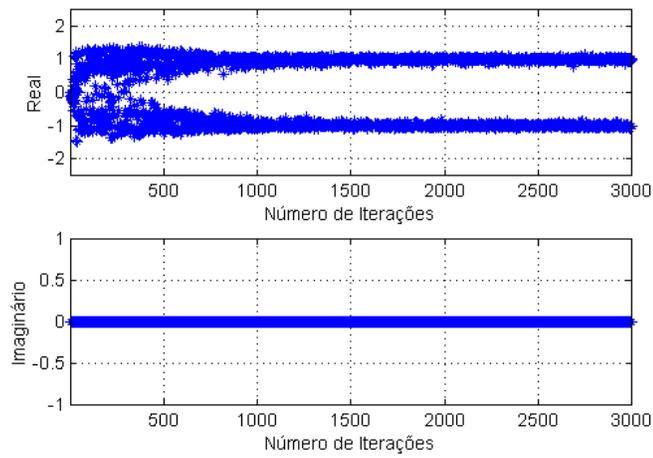


Figura 8.84 – Evolução Temporal – saída 4

8.12 – Solução Combinada *Pipeline* GCMA/Neural Paralelo Planar

Novamente aqui simularam-se as mesmas condições anteriormente utilizadas nas estruturas com geometria planar.

As condições iniciais do algoritmo e parâmetros utilizados nesta simulação foram: inicialização dos dois primeiros elementos do vetor peso igual a 0,07 e demais elementos igual a zero, passo de adaptação do algoritmo GCMA igual a 0,0001 e da rede neural igual a 0,01 e 20 neurônios.

Os resultados do fator de rede e da evolução temporal são mostrados nas Figuras 8.85 a 8.92 e pode-se verificar o bom desempenho da solução, tanto pela captura dos sinais desejados quanto pela facilidade de convergência dos algoritmos.

Os dados ruins de entrada, referentes aos resultados da seção 8.7, principalmente relacionados à saída 4, não parecem prejudicar o bom desempenho da solução combinada em “paralelo”, salientando assim a robustez da rede neural MLP.

A complexidade computacional tanto da solução “paralelo” quanto da solução “braço” não se mostram proibitiva s frente ao desempenho alcançado. Incluem o processamento dos algoritmos autodidatas que são da ordem do número de antenas, adicionados à complexidade da rede neural MLP que é da ordem de $4H(M + 5) + 3(H + 1)N$ adições e $2H(M + 4) + 2(H + 1)N$ multiplicações conforme citado anteriormente.

A Tabela 8.4 mostra a amplitude dos interferentes na direção (θ, ϕ) possibilitando observar o nível de cancelamento dos interferentes e compará-las às restrições especificadas.

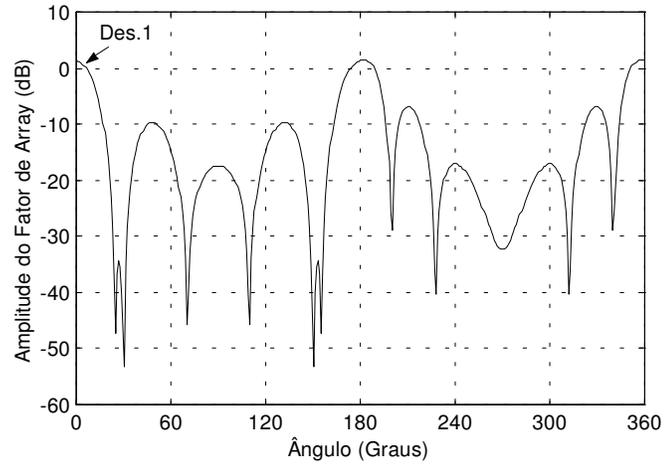


Figura 8.85 – Amplitude do Fator de Rede – saída 1

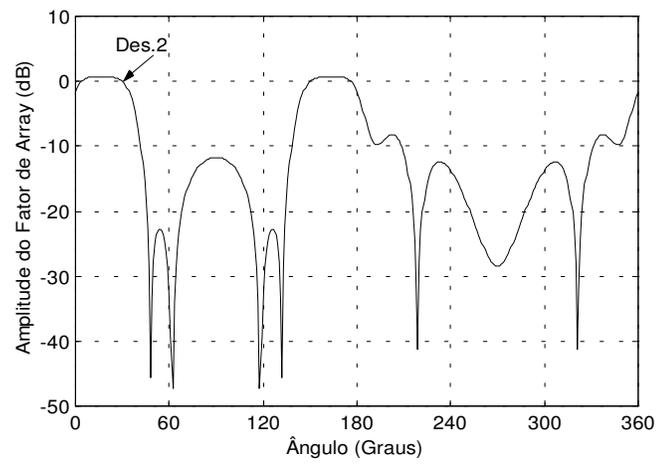


Figura 8.86 – Amplitude do Fator de Rede – saída 2

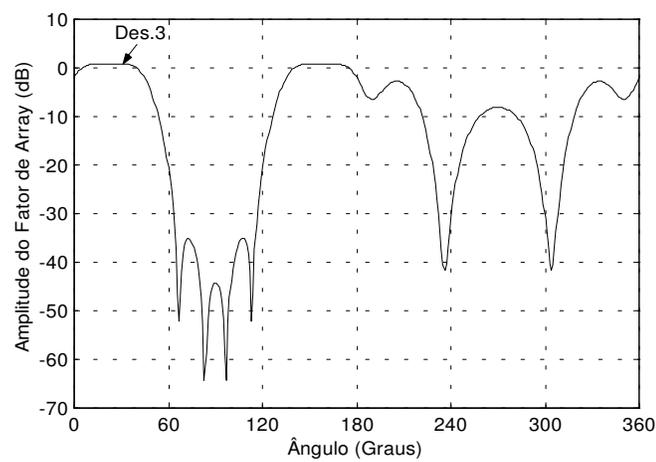


Figura 8.87 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

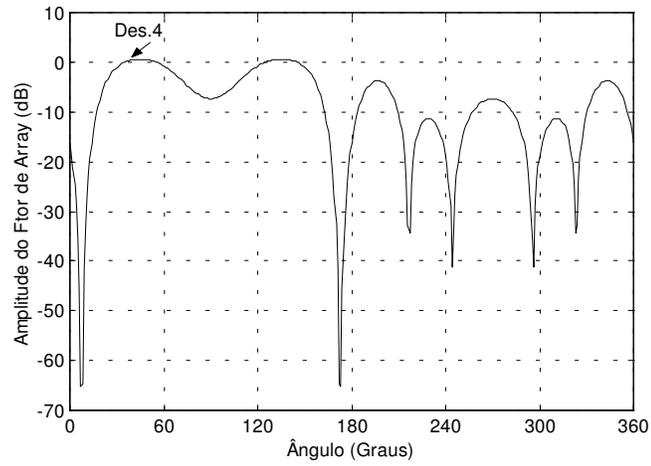


Figura 8.88 – Amplitude do Fator de Rede – saída 4

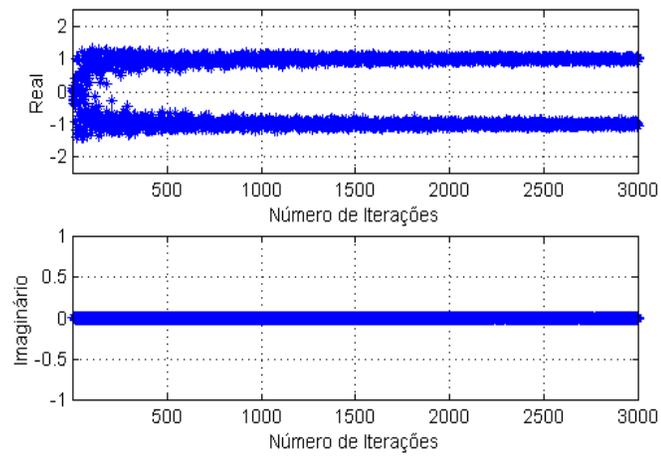


Figura 8.89 – Evolução Temporal – saída 1

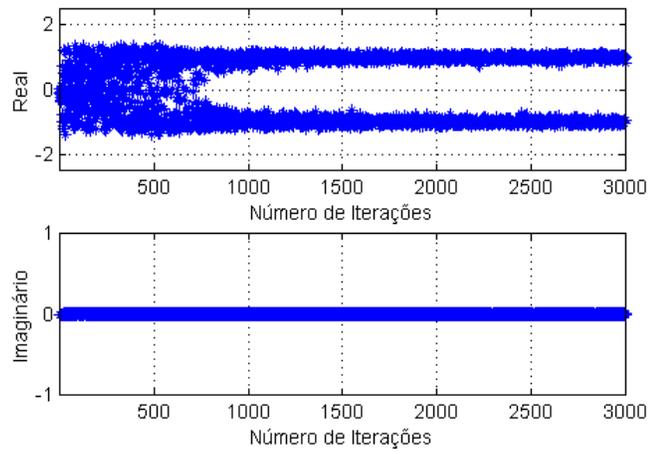


Figura 8.90 – Evolução Temporal – saída 2

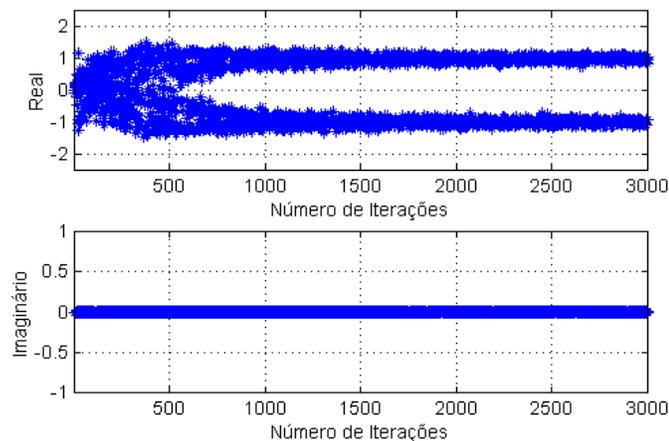


Figura 8.91 – Evolução Temporal – saída 3

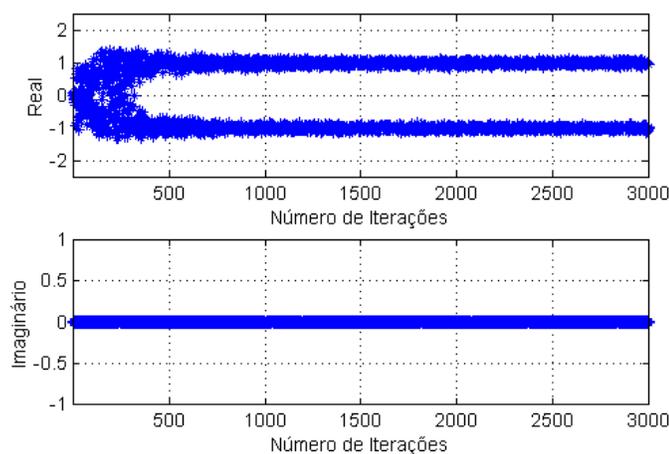


Figura 8.92 – Evolução Temporal – saída 4

Interferente θ ($^{\circ}$)	S1 (dB)	S2 (dB)	S3 (dB)	S4 (dB)
	$\phi = 45^{\circ}$			
20	-20,26	-18,20	-14,10	-12,88
	$\phi = 30^{\circ}$			
70	-45,86	-26,04	-26,60	-32,92
	$\phi = 15^{\circ}$			
85	-26,83	-25,10	-24,53	-30,30

Tabela 8.4 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

8.13 – Conclusões

Neste Capítulo foram propostas diferentes técnicas de processamento espacial envolvendo filtragem não-linear, com o mesmo objetivo do descrito no Capítulo 7. O uso de soluções combinadas mostram novamente aqui bons resultados, dentro dos vários cenários onde o cancelamento de interferentes diversos se faz necessário.

A comparação de desempenho entre as geometrias linear e planar foi realizada com o intuito de observar qual estrutura pode melhor desempenhar a função de cancelamento de interferentes e captura dos sinais desejados, com o compromisso de menor número de antenas e resolução de ambigüidades.

O custo computacional das soluções combinadas com redes neurais, embora maior que o daquelas combinadas com o algoritmo LMS, conforme visto no Capítulo 7, não se mostra proibitivo frente à grande melhoria de desempenho, principalmente quando se trata de soluções utilizando algoritmos autodidatas do tipo GCMA. Comparações com estruturas clássicas, onde a complexidade é menor, são realizadas, podendo-se observar a relação custo-benefício.

Novamente, os problemas de rotação de fase mostrados em alguns resultados podem ser minimizados com técnicas apropriadas, não ocasionando nenhum problema adicional no desempenho final do algoritmo.

Simulações com outros ângulos incidentes, maior ou menor número de antenas, e variação das características dos algoritmos foram realizadas, no sentido de confirmar as conclusões a respeito do desempenho das soluções apresentadas.

No intuito de melhor verificar e comparar o desempenho dos algoritmos com restrições combinados com redes neurais, observou-se a convergência do algoritmo e a amplitude do fator de rede em casos onde as restrições foram impostas somente nos sinais desejados. Os resultados mostraram que neste caso, conforme previsto, com o aumento do grau de liberdade entre as antenas, a convergência é facilitada, levando à captura do sinal desejado e um cancelamento num nível adequado ($< 15\text{dB}$) dos sinais interferentes.

Os casos apresentados procuram enfatizar uma situação crítica, onde temos poucos sinais incidentes, pequeno espalhamento angular entre sinais incidentes e vários sinais interferentes próximos do horizonte, situação considerada problemática no ambiente GPS.

No próximo Capítulo iremos repetir as simulações para algumas das situações estudadas aqui, utilizando sinais de entrada provenientes do uso do simulador do canal de comunicação GPS [47] e, desta forma, buscar uma avaliação a mais realista possível para o uso de antenas adaptativas em cancelamento de interferentes e captura de sinais desejados (satélites visíveis) no cenário GPS.

CAPÍTULO 9

RESULTADOS DE CONFIGURAÇÕES E ALGORITMOS COM O SIMULADOR DO CANAL DE COMUNICAÇÃO GPS

9.1 – Introdução

Neste Capítulo utiliza-se o simulador de canal de comunicação relatado no Capítulo 5 para testar algumas das configurações propostas anteriormente numa situação mais realista no que diz respeito às perturbações do canal.

Dentre os algoritmos estudados apresentaremos aqui os resultados do desempenho dos algoritmos de Frost, Resende e autodidatas combinados com redes neurais MLP. Toda a avaliação será realizada utilizando o mesmo cenário crítico já descrito anteriormente.

9.2 – Cenário de Simulações

O cenário básico de simulação, para fins de facilidade de comparação de resultados é o mesmo daquele descrito na Seção 7.3 do Capítulo 7. A Figura 7.1 representa a referência angular da geometria da rede de antenas linear e planar.

O local de simulação escolhido foi a cidade de Fortaleza, no dia 14 de julho de 2000, às 10:45h com referência ao tempo UTC, supondo um receptor GPS localizado na latitude $-3,8874$ graus, longitude $-38,4256$ graus e altitude de 20,49m. O tempo de simulação foi de 600s, e a partir daí, escolheram-se 30s de dados para ser utilizado como entrada nos programas relacionados às antenas adaptativas. Este tempo foi escolhido para que a geração do arquivo de dados não fosse demasiado grande, o que acarretaria numa lentidão nas simulações com as estruturas adaptativas e também numa variabilidade nos satélites em visada, levando a modificações nas entradas do programa fonte relacionados aos algoritmos. Esta redução de tempo de simulação não invalida os testes propostos pois se busca aqui a observação do desempenho dos algoritmos e dos gráficos de amplitude do fator de rede após a convergência. A realização de simulações sucessivas de intervalos de tempo menores que 600s, por exemplo, equivale a realização da simulação total sem modificação no programa fonte.

Na período de simulação dos dados do canal de comunicação foram observados 8 satélites visíveis que aqui foram denominados sinais desejados. Consideraram-se os 3 sinais interferentes já utilizados nos Capítulos 7 e 8, conforme pode ser visto na Tabela 9.1.

Número do Satélite Visível	Sigla	Elevação - θ (Graus)	Azimute - ϕ (Graus)	Sigla	Elevação - θ (Graus)	Azimute - ϕ (Graus)
1	Des.1	38,8700	131,489	Int.1	20	45
2	Des.2	23,5620	318,994	Int.2	70	30
4	Des.3	10,1830	268,235	Int.3	85	15
8	Des.4	28,5080	244,520	---	---	---
11	Des.5	10,1190	27,967	---	---	---
16	Des.6	84,5480	300,647	---	---	---
20	Des.7	52,2430	23,225	---	---	---
27	Des.8	32,5870	219,189	---	---	---

Tabela 9.1 – Sinais Desejados e Interferentes

As estruturas adaptativas foram preparadas para receber 8 sinais desejados. Na busca da manutenção de aproximadamente o mesmo grau de liberdade utilizado nas simulações do capítulo 8, estabeleceram-se 12 antenas quando na geometria linear e 16 (4x4) antenas quando na planar.

O número mínimo de neurônios utilizados nas simulações, relacionados à geometria da rede de antenas e ao tipo de configuração e algoritmo pode ser visualizado na tabela 9.2.

Algoritmo Adaptativo	Rede Linear	Rede Planar
Frost/Neural	10neurônios	15 neurônios
Resende/Neural	10 neurônios	15 neurônios
GCMA-Braço/Neural	3 neurônios	3 neurônios
GCMA-Paralelo/Neural	24 neurônios	24 neurônios

Tabela 9.2 – Número Mínimo de Neurônios Utilizado nas Simulações

A plataforma hipotética escolhida para a colocação do receptor GPS para estes testes foi a estática e a móvel, sendo que o ambiente foi considerado urbano.

As condições iniciais para a geração de dados pelo simulador do canal de comunicação foram as seguintes:

Velocidade: 0Km/h (estática);

Velocidade: 100Km/h (móvel);

Doppler shift: na faixa de ± 5 KHz;

Número de ondas planas de direção aleatória: 10 (multipercurso);

Média: variando linearmente na faixa de $-15,5$ dB a -10 dB (elevação $\leq 25^\circ$) e de $-15,5$ dB a $-13,5$ dB (elevação $> 25^\circ$). (multipercurso/sombreamento/urbano)

Desvio padrão: variando linearmente na faixa de 2dB a 4dB (multipercurso/sombreamento/urbano)

K_{direto} : variando linearmente na faixa de 2dB a 4dB (*fading*/urbano)

Ionosfera: parâmetros α e β :

Parâmetros α : $\alpha_0 = 2,79396772e-8$, $\alpha_1 = 1,490116119e-8$, $\alpha_2 = -1,192092896e-7$, $\alpha_3 = 5,960464478e-8$;

Parâmetros β : $\beta_0 = 1,41312e5$, $\beta_1 = -8,192e4$, $\beta_2 = 6,5536e4$, $\beta_3 = -4,58752e5$;

Troposfera: elevação dos satélites, altitude do receptor;

Ruído de relógio: tipo escolhido - filtro digital;

Parâmetros do filtro digital: $a_0 = -1,36192741558063$, $a_1 = -1,5866710938728e-1$, $a_2 = 1,3595421610672e-1$, $a_3 = 2,1501267664869e-1$, $a_4 = 3,0061078095966e-1$, $a_5 = -1,239018328607e-1$, $a_6 = 1,0063573000351e-1$, $a_7 = 2,694677520401e-2$, $a_8 = -1,2898590228866e-1$, $a_9 = 8,508310657066601e-2$, $a_{10} = -5,600186282898e-2$;

A partir do cenário estabelecido foram realizadas as simulações propostas e, para cada algoritmo, observou-se o gráfico da amplitude do fator de rede versus ângulo de elevação e o gráfico da evolução temporal do algoritmo para cada saída relacionada com o sinal desejado (satélite visível). No caso da rede planar são apresentadas adicionalmente as tabelas das amplitudes do fator de rede dos sinais interferentes na correspondente direção (θ, ϕ). Nas seções que se seguem, serão mostradas por motivo de redução de espaço apenas uma das saídas, aquela considerada típica para o cenário específico.

9.3 – Plataforma Estática – Algoritmo de Frost/Neural – Rede Linear – Efeito DS

Aqui se escolheu apenas o efeito *Doppler shift* (DS) dentro do cenário já pré-estabelecido. Os outros efeitos não foram considerados na geração dos dados de saída do simulador do canal de comunicação.

O passo de adaptação utilizado na estrutura Frost/Neural é de 0,0001 para o algoritmo de Frost e 0,03 para o algoritmo neural.

Observando a Figura 9.1 da amplitude do fator de Rede da saída 3, nota-se que apenas o sinal interferente 2 foi cancelado dentro das restrições, estando o interferente 3 com uma amplitude ainda considerada aceitável para o cancelamento do sinal. O interferente 1 não conseguiu ser cancelado devido ao fato que outros sinais desejados estão localizados muito próximos, como pode ser visto na Tabela 9.1. Neste gráfico, ao contrário daqueles mostrados no Capítulo 8, os outros sinais desejados também aparecem na amplitude próxima ou igual a 0 dB. Isto se justifica pelo pequeno número de graus de liberdade, pelo número reduzido de antenas da rede e também pela relação sinal-ruído utilizada.

Outro fator importante a ser salientado é que na visualização da Figura 9.1 observa-se pequenos patamares que na verdade são ocasionados pela escala utilizada no gráfico, e também devido à proximidade angular dos sinais que chegam na rede e ao pequeno número de graus de liberdade.

Este efeito também foi observado em outras simulações que apresentam características semelhantes e podem ser visualizadas nas próximas seções.

O aumento do número de antenas e de neurônios também facilita o aparecimento de resultados mais satisfatórios mas penaliza a estrutura quando aumenta seu tamanho físico e a complexidade computacional. Os resultados da evolução temporal se mostram típicos para o cenário e o gráfico da saída 3 pode ser visto na Figura 9.2.

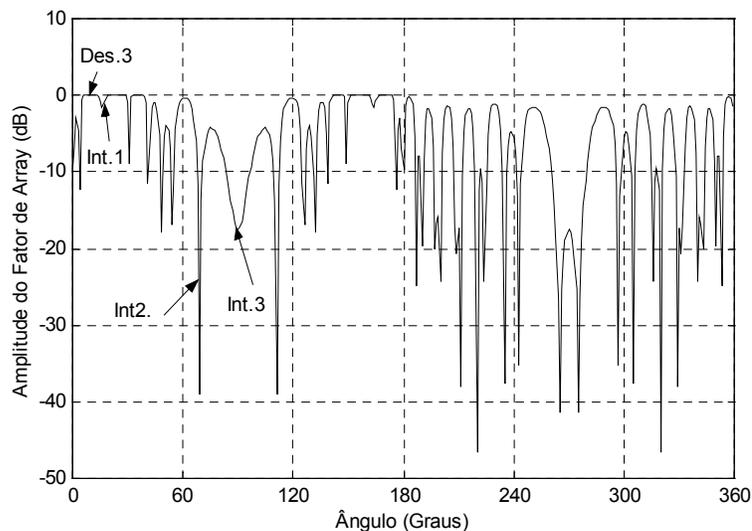


Figura 9.1 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

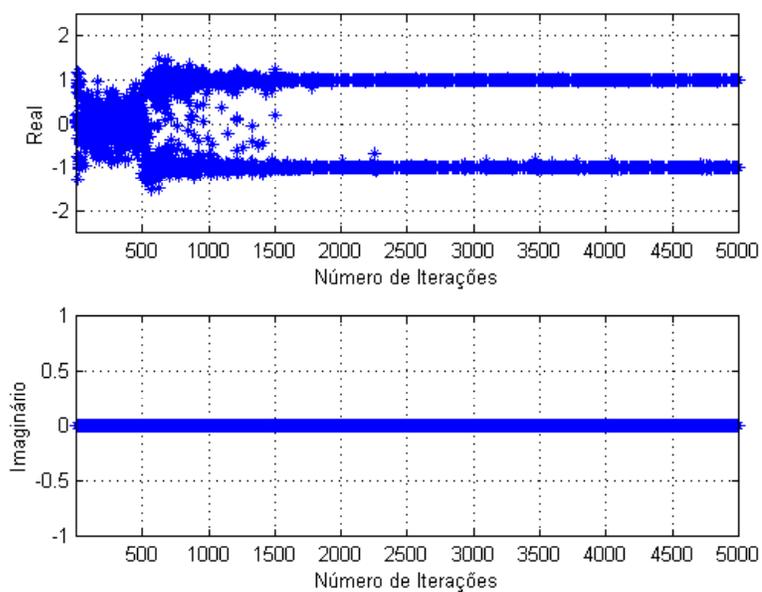


Figura 9.2 – Evolução Temporal – saída 3

9.4 – Plataforma Estática – Algoritmo de Frost/Neural – Rede Linear – Efeito MP

Da mesma forma que anteriormente, se escolheu apenas o efeito multipercurso (MP) dentro do cenário já pré-estabelecido, de maneira que os outros efeitos não foram considerados na geração dos dados de saída do simulador do canal de comunicação.

O passo de adaptação utilizado na estrutura Frost/Neural é de 0,0001 para o algoritmo de Frost e 0,03 para o algoritmo neural.

Observa-se na Figura 9.3 a captura do sinal desejado e dos interferentes dentro das restrições pré estabelecidas e o cancelamento da maioria dos outros sinais desejados. Isto leva a crer que para o algoritmo em questão, nesta condição de simulação, o efeito isolado de multipercurso tende a ser menos complexo que o efeito isolado DS quando objetiva-se o cancelamento dos interferentes segundo as restrições. Os resultados da evolução temporal se mostram típicos para o cenário e pode ser visto na Figura 9.4.

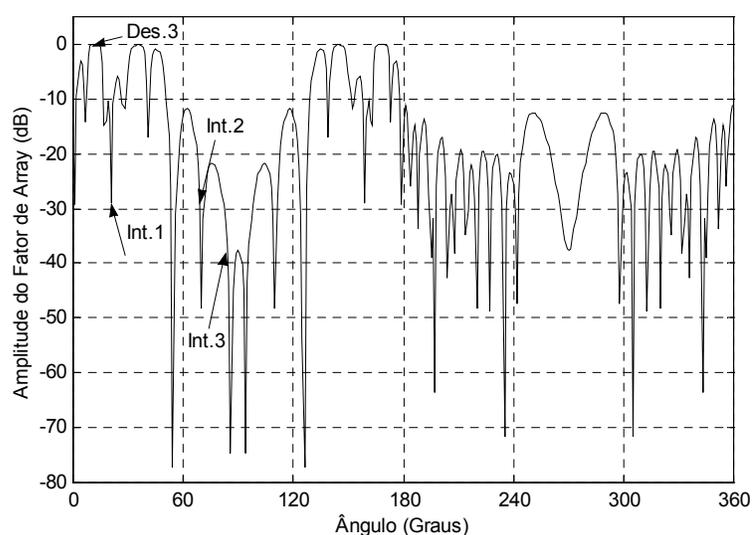


Figura 9.3 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

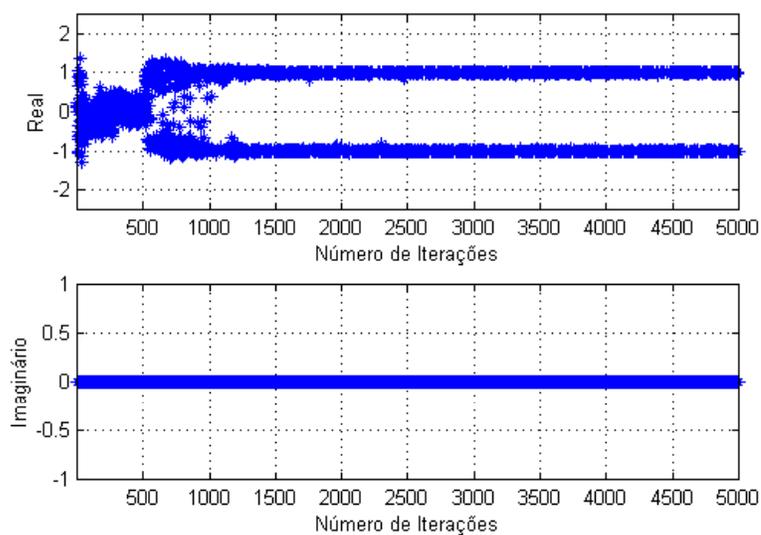


Figura 9.4 – Evolução Temporal – saída 3

9.5 – Plataforma Estática – Algoritmo de Frost/Neural – Rede Linear – Efeito T

Aqui foram considerados todos o efeitos (T), isto é, mutipercurso, fading, sombreamento, *doppler shift*, atraso ionosférico e troposférico e ruído de relógio conforme as condições pré estabelecidas. O passo de adaptação utilizado na estrutura Frost/Neural é de 0,0001 para o algoritmo de Frost e 0,03 para o algoritmo neural.

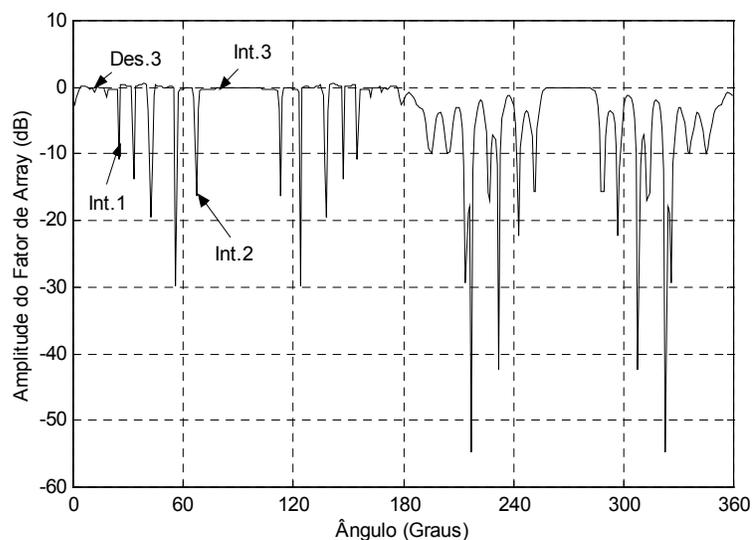


Figura 9.5 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

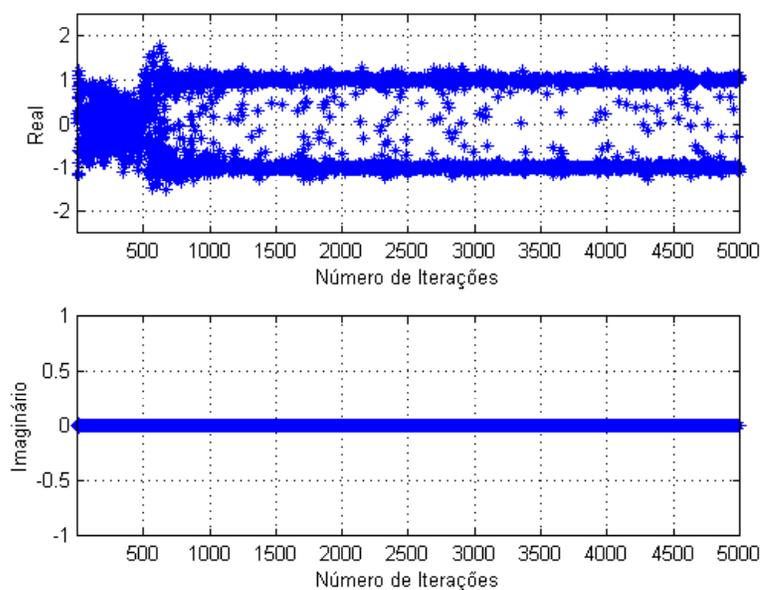


Figura 9.6 – Evolução Temporal – saída 3

Nota-se claramente, observando a Figura 9.5, a dificuldade para o cancelamento dos interferentes e também dos outros sinais desejados. Verifica-se pela Figura 9.6 que um maior número de iterações é necessário para a convergência do algoritmo e que apesar do alcance da convergência o gráfico da amplitude do fator de rede não é satisfatório.

9.6 – Plataforma Estática – Algoritmo de Frost/Neural – Rede Planar – Efeito DS

Novamente, se escolheu apenas o efeito *Doppler shift* (DS) dentro do cenário já pré-estabelecido. Os outros efeitos não foram considerados na geração dos dados de saída do simulador do canal de comunicação. O passo de adaptação utilizado na estrutura Frost/Neural é de 0,0001 para o algoritmo de Frost e 0,03 para o algoritmo neural.

Observando o gráfico 9.7 nota-se que o sinal desejado foi capturado dentro da restrição (0dB), mas caso houvesse outros sinais no mesmo ângulo de azimute do Des.3 e em diferentes ângulos de elevação, estes também seriam capturados, situação esta não desejada. O gráfico da evolução temporal pode ser visto na Figura 9.8 e mostra que em menos de 1000 iterações a convergência pode ser alcançada.

A Tabela 9.3 mostra a amplitude dos interferentes na direção (θ, ϕ) para a saída 3, possibilitando observar o nível de cancelamento dos interferentes e compará-las às restrições especificadas.

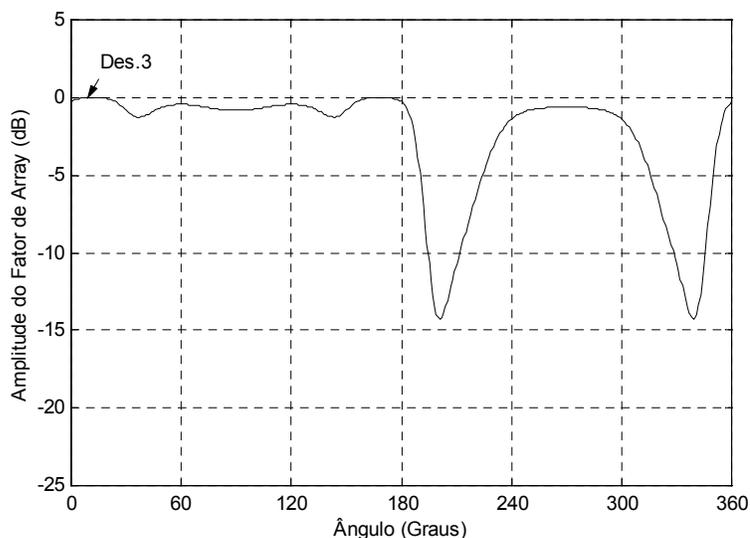


Figura 9.7 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

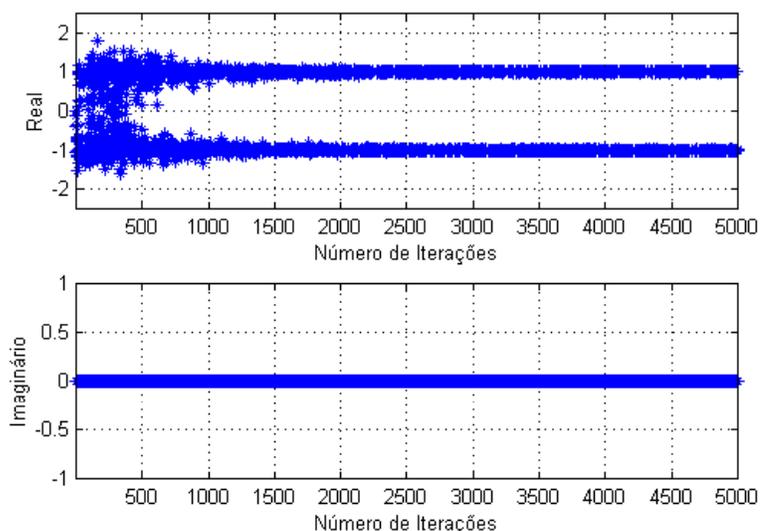


Figura 9.8 – Evolução Temporal – saída 3

Interferente (θ, ϕ) ($^{\circ}$)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-26,45	-11,86	-8,98

Tabela 9.3 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

9.7 – Plataforma Estática – Algoritmo de Frost/Neural – Rede Planar – Efeito MP

Aqui, se escolheu apenas o efeito multipercurso (MP) dentro do cenário já pré-estabelecido. Os outros efeitos não foram considerados na geração dos dados de saída do simulador do canal de comunicação. O passo de adaptação utilizado na estrutura Frost/Neural é de 0,0001 para o algoritmo de Frost e 0,03 para o algoritmo neural.

Novamente percebe-se, observando as Figuras 9.9 e 9.10, que o efeito MP isolado traz menor dificuldade que o efeito DS isolado. Verifica-se um menor número de iterações para que o algoritmo alcance a convergência. No gráfico da amplitude do fator de rede observa-se um melhor cancelamento dos outros sinais desejados em relação ao mesmo azimute que o do Des.3 para diferentes elevações.

A Tabela 9.4 mostra a amplitude dos interferentes na direção (θ, ϕ) para a saída 3. Os resultados nesta saída não obedecem às restrições estabelecidas, mas a maioria das outras saídas obedeceu às restrições. Verificou-se que na medida que a relação sinal-ruído aumenta as restrições são mais bem atendidas.

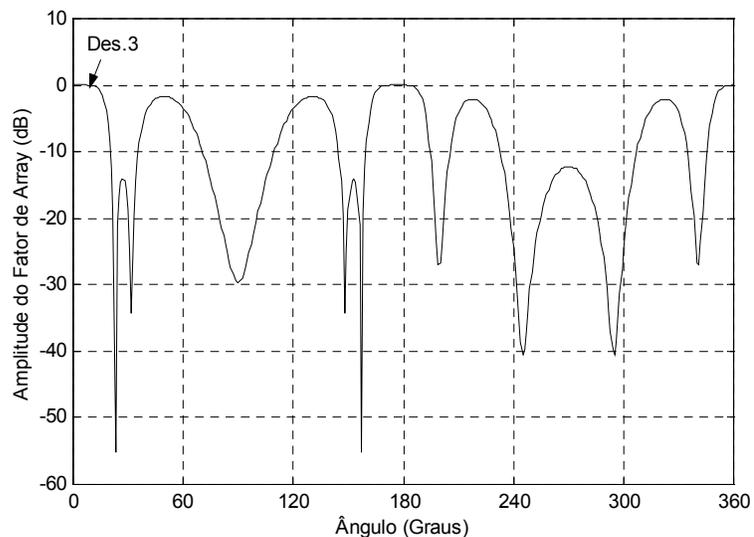


Figura 9.9 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

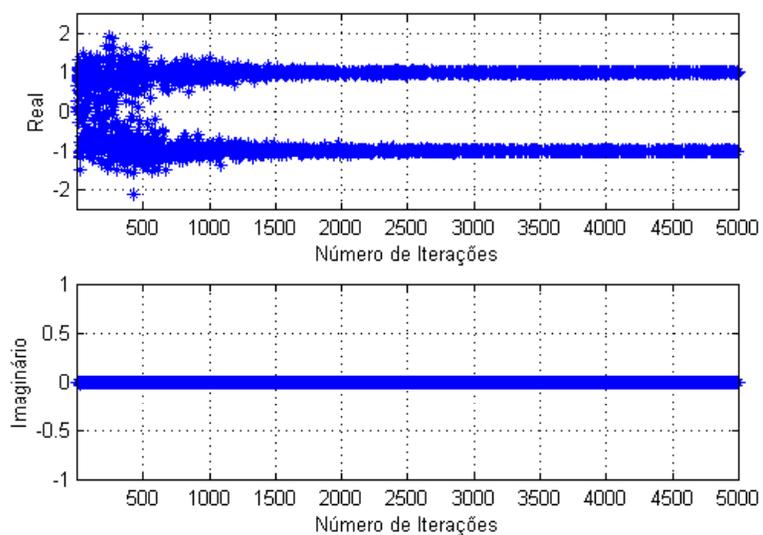


Figura 9.10 – Evolução Temporal – saída 3

Interferente (θ, ϕ) ($^{\circ}$)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-8,45	-6,10	-7,50

Tabela 9.4 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

9.8 – Plataforma Estática – Algoritmo de Frost/Neural – Rede Planar – Efeito T

Da mesma maneira que no *array* linear foram considerados todos o efeitos (T), isto é, mutipercurso, fading, sombreamento, *dopler shift*, atraso ionosférico e troposférico e ruído de relógio conforme as condições pré estabelecidas. O passo de adaptação utilizado na estrutura Frost/Neural é de 0,0001 para o algoritmo de Frost e 0,03 para o algoritmo neural.

Verifica-se observando as Figuras 9.11 e 9.12 que embora a convergência tenha sido alcançada em torno de 500 iterações e que o Des.3 foi capturado dentro das restrições (0dB), nota-se que a maioria dos outros sinais desejados não foram cancelados resultando nos mesmos problemas já discutidos. O efeito dos patamares está relacionado com a escala do gráfico e se justifica conforme anteriormente abordado.

A Tabela 9.4 mostra a amplitude dos interferentes na direção (θ, ϕ) para a saída 3. Observa-se que as restrições não foram plenamente atendidas.

Interferente (θ, ϕ) (°)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-4,7	-15,75	-26,05

Tabela 9.4 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

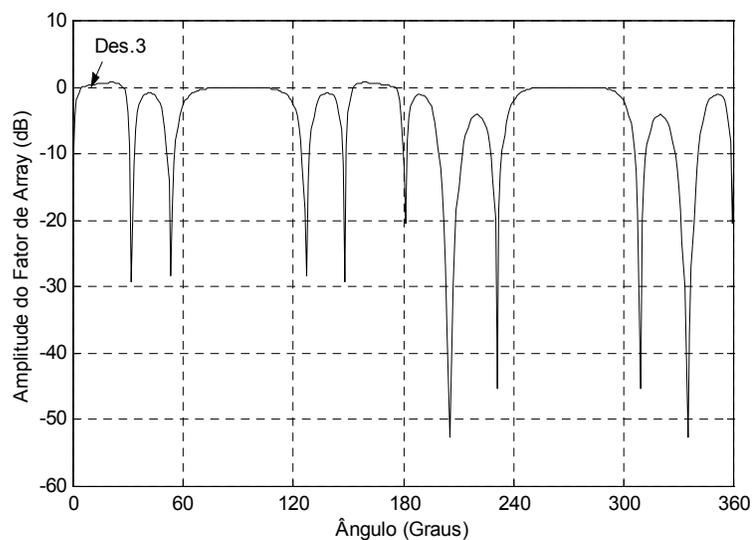


Figura 9.11 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

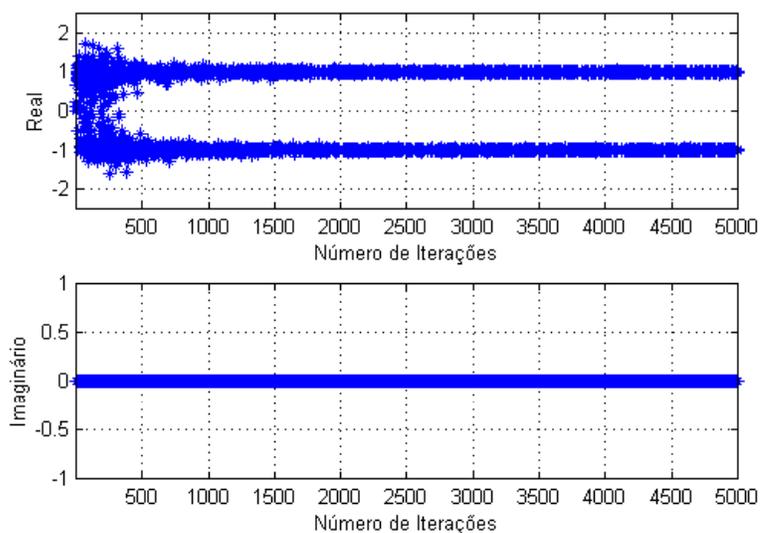


Figura 9.12 – Evolução Temporal – saída 3

9.9 – Plataforma Móvel – Algoritmo de Frost/Neural – Rede Planar – Efeito T

Aqui, variou-se o tipo de plataforma e foram considerados todos os efeitos (T) conforme as condições pré estabelecidas. O passo de adaptação utilizado na estrutura Frost/Neural é de 0,0001 para o algoritmo de Frost e 0,03 para o algoritmo neural.

Analisando a Figura 9.13, nota-se que o sinal Des.3 não foi capturado dentro da restrição de 0dB, isto ocorreu numa amplitude de aproximadamente -4 dB, o que já mostra um grau maior de dificuldade quando estamos num cenário móvel. À medida que a velocidade aumenta, maiores dificuldades são encontradas em relação à convergência do algoritmo. Isto pode ser compensado aumentando o número de antenas e ou o número de neurônios da rede MLP, ou ainda aumentando a relação sinal-ruído.

Quanto ao cancelamento dos interferentes nas direções pré estabelecidas, verifica-se na Tabela 9.5 que o cancelamento não obedeceu às restrições. Outras saídas mostraram resultados de amplitudes melhores e em média próximos a -20dB para as direções (70°,30°) e (85°,15°). A direção (20°,45°) foi a que mostrou piores resultados, em média próximos a -8dB.

A convergência do algoritmo se deu com um pouco mais que 1000 iterações reforçando aspectos das dificuldades acima descritas.

Interferente (θ, ϕ) ($^{\circ}$)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-2,12	-11,51	-16,32

Tabela 9.5 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

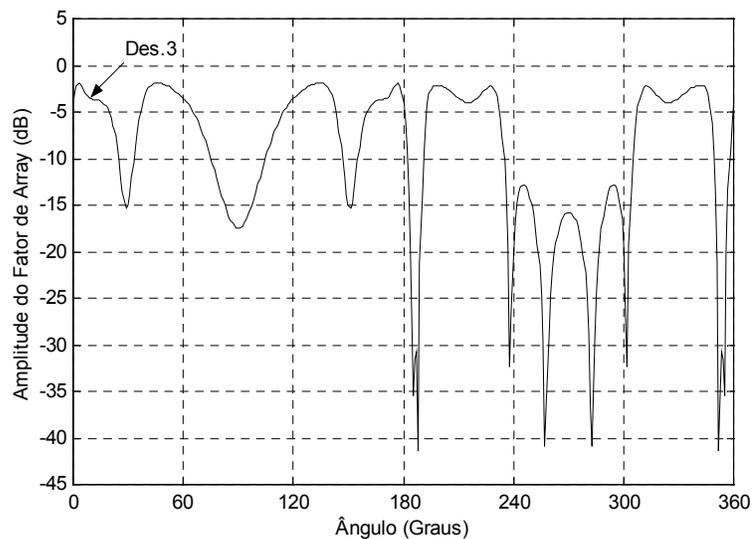


Figura 9.13 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

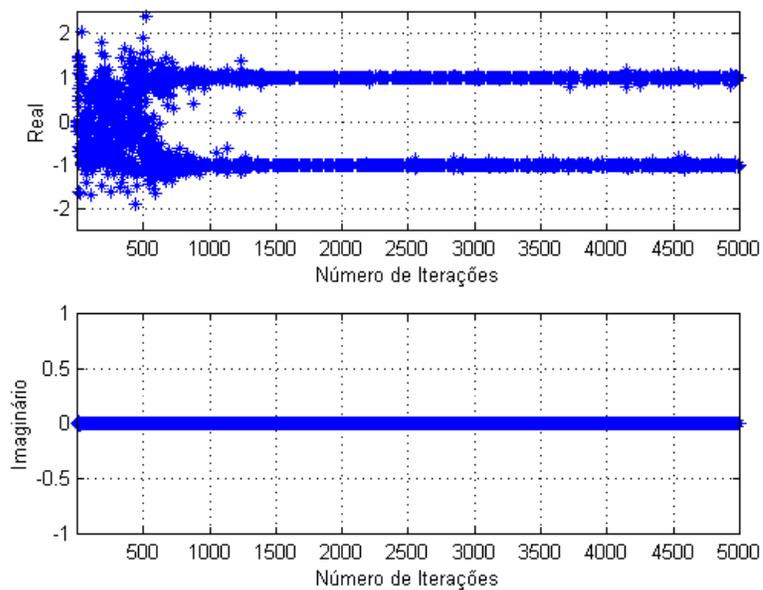


Figura 9.14 – Evolução Temporal – saída 3

9.10 – Plataforma Estática – Algoritmo de Resende/Neural – Rede Linear – Efeito DS

Aqui se escolheu apenas o efeito *Doppler shift* (DS) dentro do cenário já pré-estabelecido. Os outros efeitos não foram considerados na geração dos dados de saída do simulador do canal de comunicação.

O passo de adaptação utilizado na estrutura Resende/Neural é de 0,03 para o algoritmo neural e o fator de esquecimento considerado é de 0,99.

Observando-se o gráfico 9.15 nota-se que o sinal Des.3 foi capturado mas o algoritmo não conseguiu cancelar os sinais interferentes dentro do valor especificado nas restrições. Na Figura 9.16 percebe-se que a convergência foi alcançada mas demoraram-se muito mais iterações.

Este algoritmo, embora no capítulo 8 tenha se mostrado com desempenho similar ao algoritmo de Frost/Neural na estrutura linear, não mostrou esta mesma característica quando da utilizado sob o efeito DS.

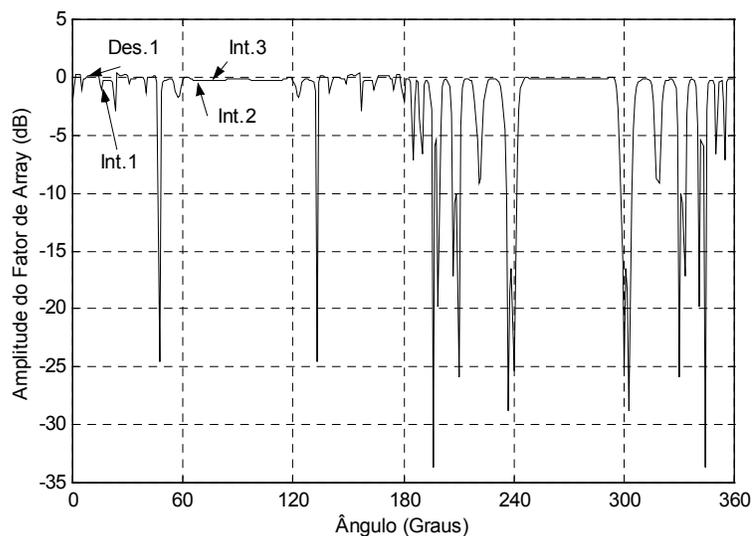


Figura 9.15 – Amplitude do Fator de *Array* – saída 3

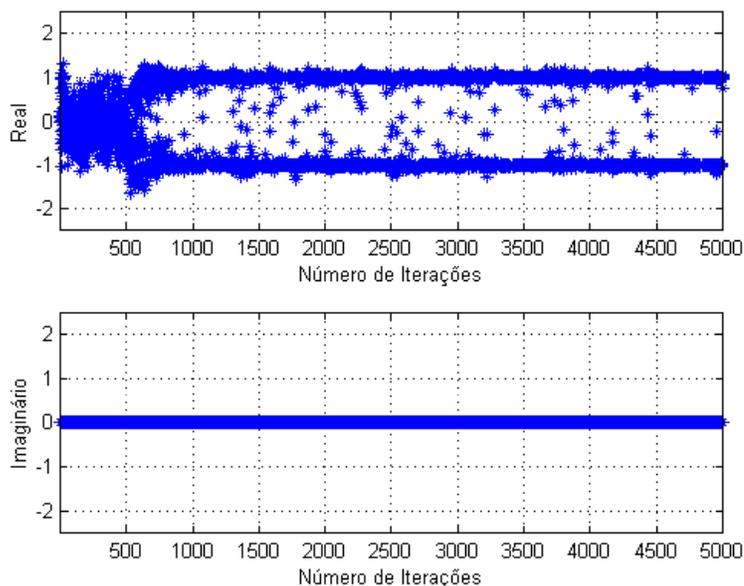


Figura 9.16 – Evolução Temporal – saída 3

9.11 – Plataforma Estática – Algoritmo de Resende/Neural – Rede Linear – Efeito MP

Nesta simulação apenas ao efeito de multipercurso (MP) dentro do cenário já pré-estabelecido está sendo considerado na geração dos dados de saída do simulador do canal de comunicação.

O passo de adaptação utilizado na estrutura Resende/Neural é de 0,03 para o algoritmo neural e o fator de esquecimento considerado é de 0,99.

Na Figura 9.17 verifica-se a captura do sinal desejado 3 num nível inferior ao especificado nas restrições, em torno de -6dB , sendo que o cancelamento dos interferentes se dá em torno de -20dB para os sinais 1 e 3, enquanto que o sinal 2 não é cancelado.

No gráfico da evolução temporal mostrado na Figura 9.18 é observada uma boa convergência em menos de 1000 iterações. Outras simulações foram realizadas considerando-se diferentes passos adaptativos buscando melhorias nos resultados, mas não foram encontradas alterações significativas. O aumento do número de neurônios parece corroborar para um melhor desempenho do algoritmo Frost/Neural, mas penaliza a estrutura com o aumento da complexidade computacional.

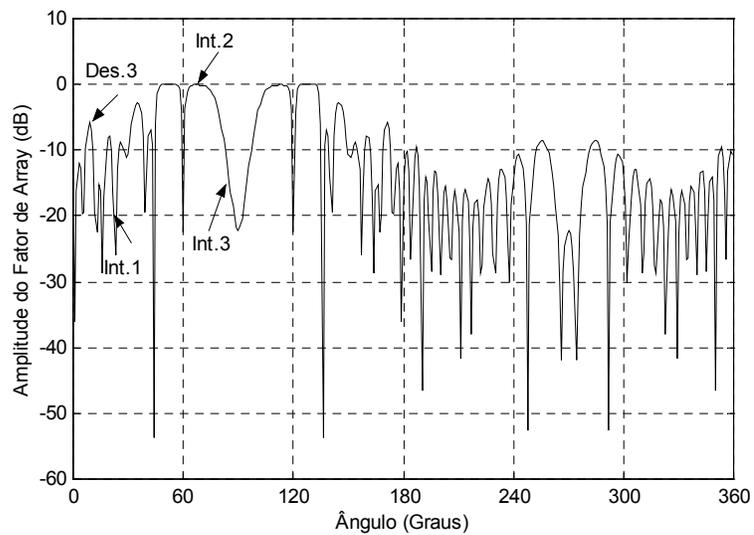


Figura 9.17 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

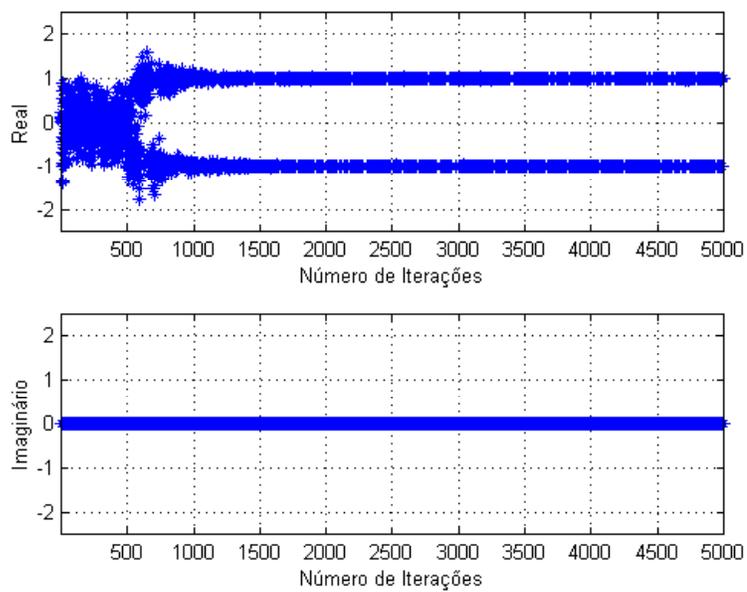


Figura 9.18 – Evolução Temporal – saída 3

9.12 – Plataforma Estática – Algoritmo de Resende/Neural – Rede Linear – Efeito T

Aqui foram considerados todos o efeitos (T), isto é, mutipercurso, fading, sombreamento, *dopler shift*, atraso ionosférico e troposférico e ruído de relógio conforme as condições pré estabelecidas. O passo de adaptação utilizado na estrutura Resende/Neural é de 0,03 para o algoritmo neural e o fator de esquecimento de 0,99.

Observa-se na Figura 9.19 grande similaridade com o gráfico da amplitude do fator de rede do algoritmo Frost/Neural (Figura 9.15) no mesmo cenário de simulação. O sinal desejado 3 foi capturado dentro da restrição mas os interferentes 1 e 3 foram anulados com amplitude menor que aquela especificada. O interferente 2 não foi cancelado.

A Figura 9.20 mostra a boa convergência do algoritmo embora a estrutura não tenha conseguido cancelar todos os interferentes.

Novamente aqui observa-se os patamares que são consequência da escala utilizada no gráfico.

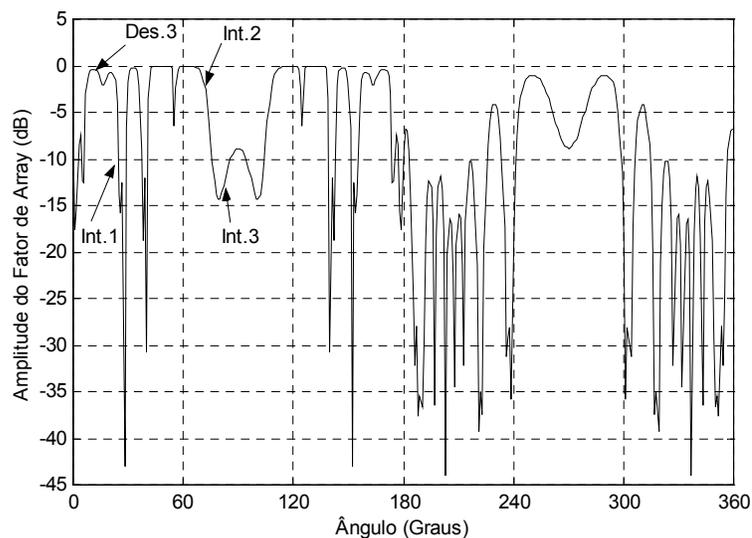


Figura 9.19 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

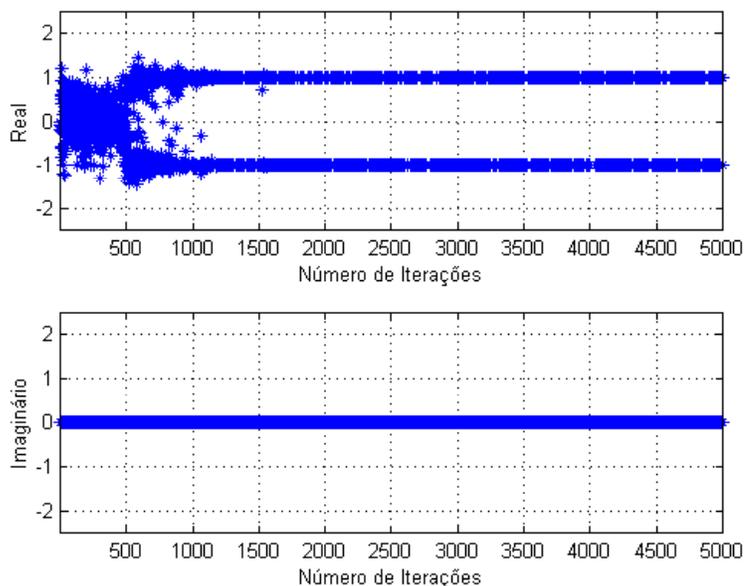


Figura 9.20 – Evolução Temporal – saída 3

9.13 – Plataforma Estática – Algoritmo de Resende/Neural – Rede Planar – Efeito DS

O passo de adaptação utilizado na estrutura Resende/Neural é de 0,03 para o algoritmo neural e o fator de esquecimento de 0,99.

Observando a Figura 9.21 nota-se que o sinal desejado 3 foi capturado a contento e os resultados são similares aos das Figuras 9.17 e 9.18.

Quanto ao cancelamento dos interferentes nas direções pré estabelecidas, verifica-se na Tabela 9.6 que o cancelamento obedeceu às restrições. As outras saídas mostraram resultados de amplitudes muito satisfatórios e em média próximos a -20dB, existindo algumas amplitudes maiores para os três sinais interferentes. A convergência do algoritmo se deu em torno de 500 iterações.

Interferente (θ, ϕ) (°)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-30,53	-30,60	-12,75

Tabela 9.6 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

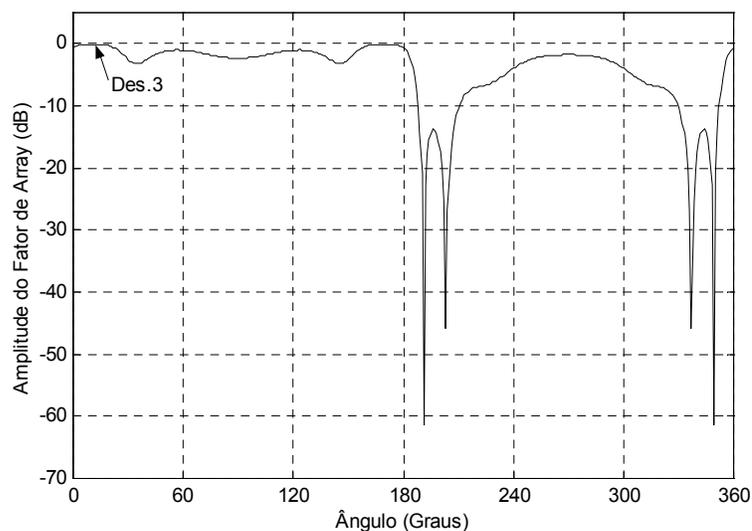


Figura 9.21 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

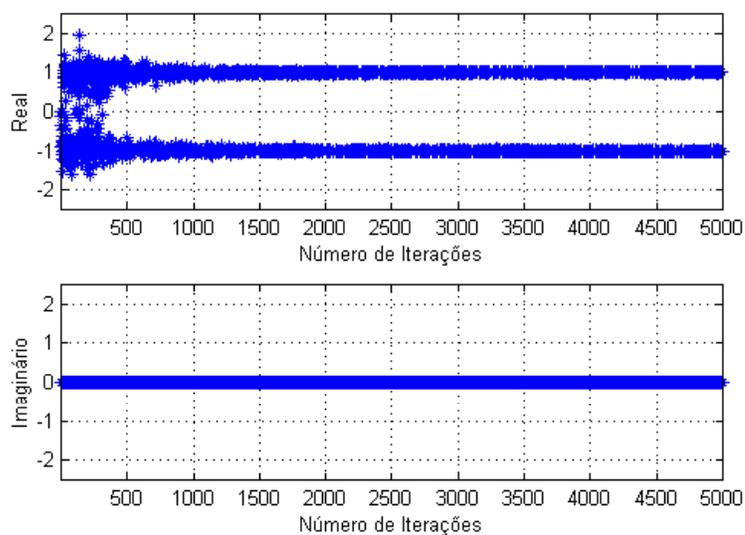


Figura 9.22 – Evolução Temporal – saída 3

9.14 – Plataforma Estática – Algoritmo de Resende/Neural – Rede Planar – Efeito MP

O resultado desta simulação não foi muito satisfatório mas é comparável ao desempenho do algoritmo Frost/Neural para o mesmo cenário.

O passo de adaptação utilizado na estrutura Resende/Neural é de 0,03 para o algoritmo neural e o fator de esquecimento de 0,99.

O sinal desejado 3 foi capturado dentro das restrições pré-estabelecidas e verifica-se, observando as amplitudes envolvidas na Figura 9.23 que muitos dos outros sinais desejados também foram cancelados, mesmo que em amplitudes maiores que os -30 dB especificados. A Figura 9.24 ilustra a evolução temporal do algoritmo e mostra que a convergência foi alcançada em torno de 800 iterações.

Na Tabela 9.7 verifica-se que as amplitudes na direção dos sinais interferentes não são valores próximos daqueles especificados nas restrições.

Interferente (θ, ϕ) (°)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-8,60	-5,33	-8,27

Tabela 9.7 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

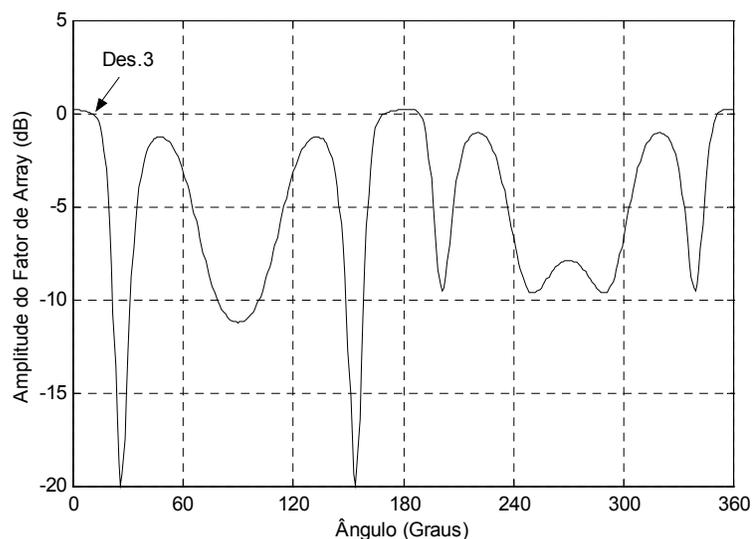


Figura 9.23 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

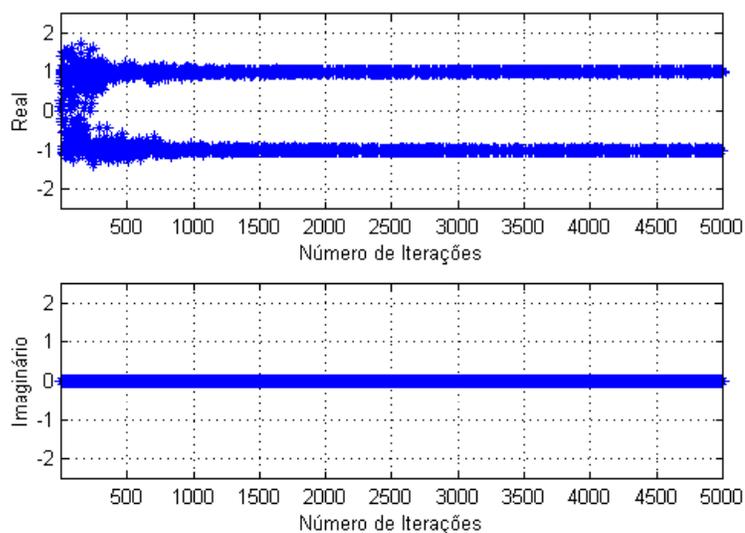


Figura 9.24 – Evolução Temporal – saída 3

9.15 – Plataforma Estática – Algoritmo de Resende/Neural – Rede Planar – Efeito T

Da mesma maneira que na rede de antenas planar para o algoritmo de Frost/Neural foram considerados todos o efeitos (T) conforme as condições pré estabelecidas. O passo de adaptação utilizado na estrutura Resende/Neural é de 0,03 para o algoritmo neural e o fator de esquecimento escolhido foi de 0,99.

Verifica-se observando as Figuras 9.25 e 9.26 que embora a convergência tenha sido alcançada em torno de 500 iterações e que o Des.3 foi capturado dentro das restrições (0dB), nota-se que os outros sinais desejados não foram cancelados resultando nos mesmos problemas já discutidos.

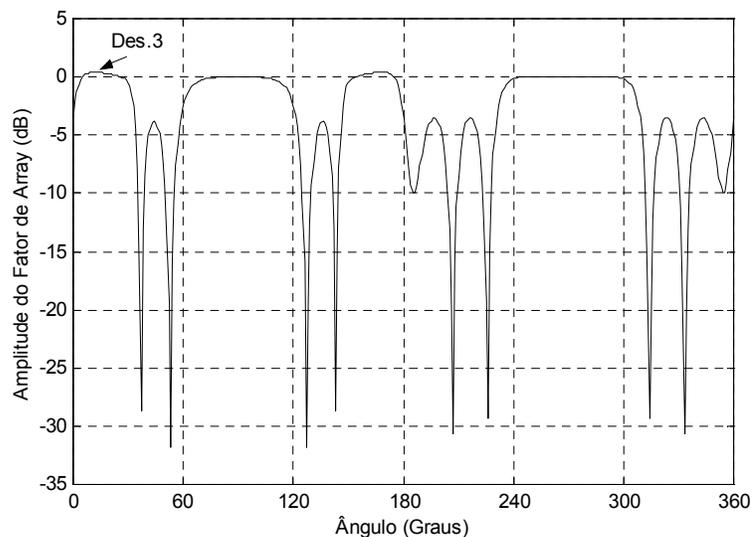


Figura 9.25 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

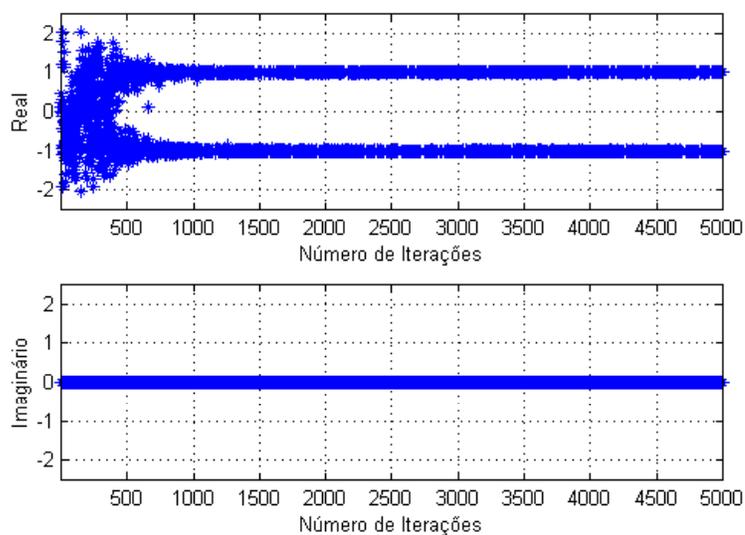


Figura 9.26 – Evolução Temporal – saída 3

A Tabela 11.4 mostra a amplitude dos interferentes na direção (θ, ϕ) para a saída 3. Observa-se que as restrições não foram atendidas.

Interferente (θ, ϕ) (°)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-5,97	-11,55	-15,13

Tabela 9.8 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

9.16 – Plataforma Móvel – Algoritmo de Resende/Neural – Rede Planar – Efeito T

O desempenho do algoritmo neste cenário é mostrado nas Figuras 9.27 e 9.28. Verifica-se que a convergência foi atingida e que o sinal desejado foi capturado dentro das restrições. Não houve o cancelamento dos outros sinais desejados de forma que se possíveis interferentes fossem posicionados no mesmo azimuth que o sinal Des.3 mas com ângulos de elevação entre 60° e 90° seriam também capturados.

A Tabela 9.9 mostra que a amplitude dos sinais interferentes não atingiu as restrições especificadas e estes sinais não foram cancelados.

Interferente (θ, ϕ) ($^\circ$)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-1,62	-5,10	-4.05

Tabela 9.9 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

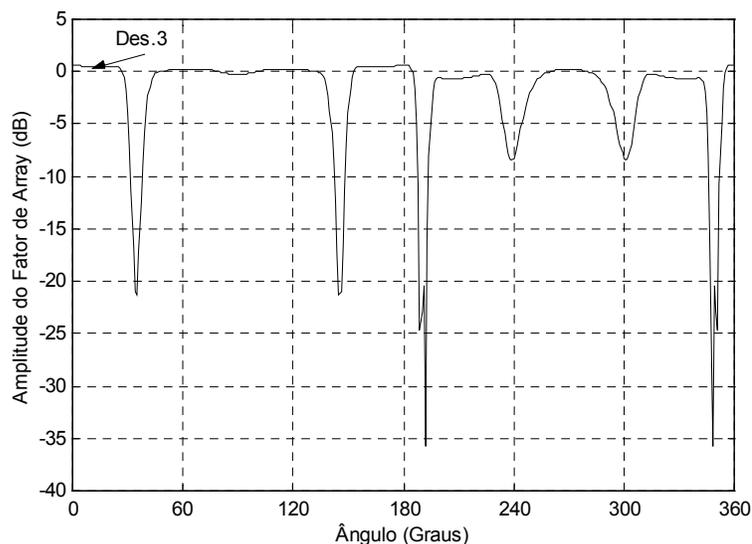


Figura 9.27 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

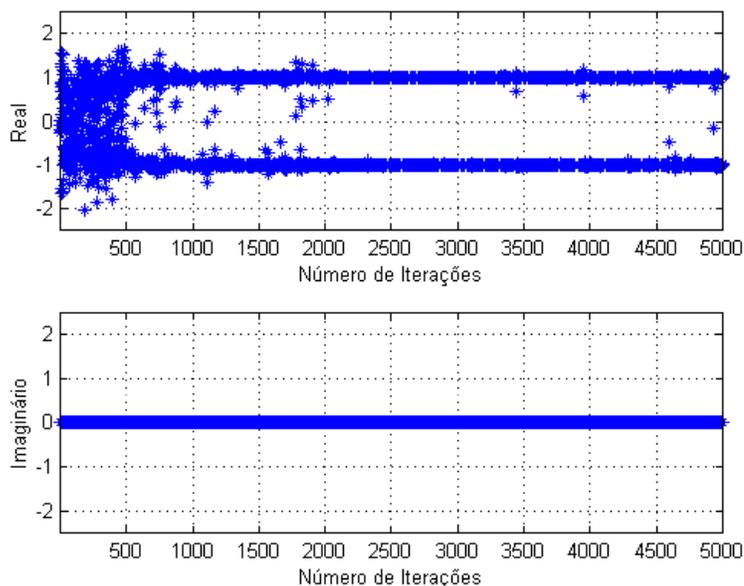


Figura 9.28 – Evolução Temporal – saída 3

9.17 – Plataforma Estática – Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – Rede Linear – Efeito DS

Esta nova estrutura trata de um algoritmo autodidata associado a uma rede neural numa estrutura em braço conforme descrito no Capítulo 8. A condição de captura aqui é norteada para que o sinal de maior potência seja priorizado na captura. Muitas vezes, conforme já comentado no Capítulo 8, a colocação de um controle automático de ganho se faz necessário e não desabona o uso da estrutura e do algoritmo.

Os parâmetros do algoritmo variaram muito pouco na busca dos ângulos a cada braço. O sinal desejado 3 na simulação com o efeito DS isolado foi o primeiro a ser capturado. O passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,0001 e da rede neural de 0,01.

Observando o desempenho do algoritmo na Figura 9.30 observa-se que a convergência foi atingida em torno de 1000 iterações, mas analisando o gráfico 9.29 verificamos uma captura satisfatória do sinal desejado 3 e bom cancelamento dos outros sinais incidentes desejados. Os sinais interferentes foram anulados com um nível

satisfatório, embora aqui não existissem restrições de amplitude para o cancelamento dos interferentes.

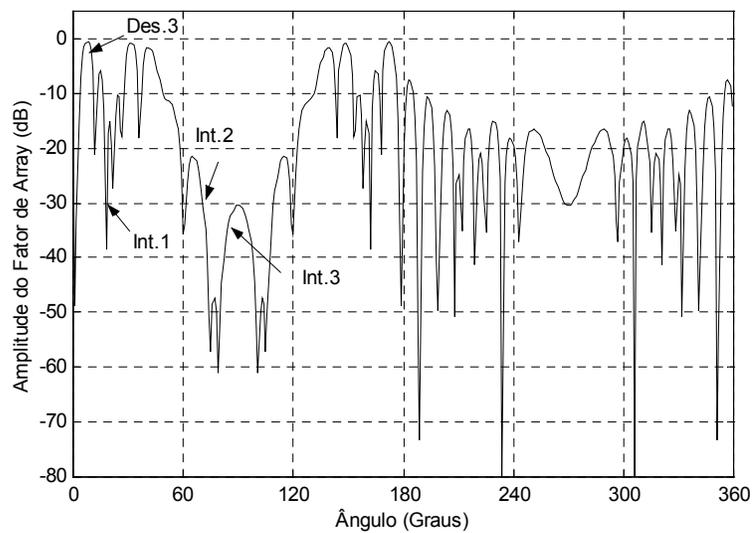


Figura 9.29– Amplitude do Fator de Rede – saída 3

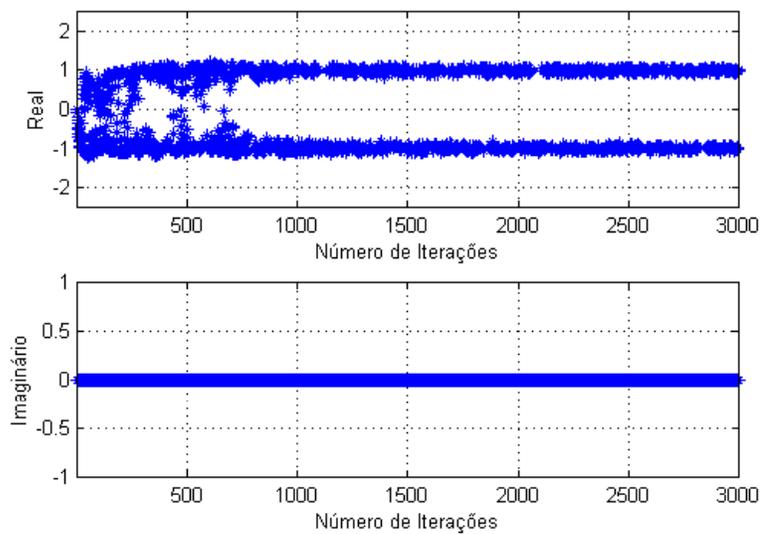


Figura 9.30 – Evolução Temporal – saída 3

9.18 – Plataforma Estática – Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – Rede Linear – Efeito MP

Os parâmetros do algoritmo variaram um pouco na busca dos ângulos a cada braço. O sinal desejado 3 na simulação com o efeito MP isolado foi o sétimo a ser capturado. O passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,00001 e da rede neural de 0,01.

Observando a Figura 9.31 vê-se que o sinal desejado 3 foi capturado a contento e que os outros sinais desejados também foram razoavelmente anulados em média com níveis menores que -15 dB. Este desempenho é bastante satisfatório e está relacionado com a evolução temporal do algoritmo onde nota-se no gráfico 9.32 que a convergência foi atingida com menos de 500 iterações e que não houve rotação de fase.

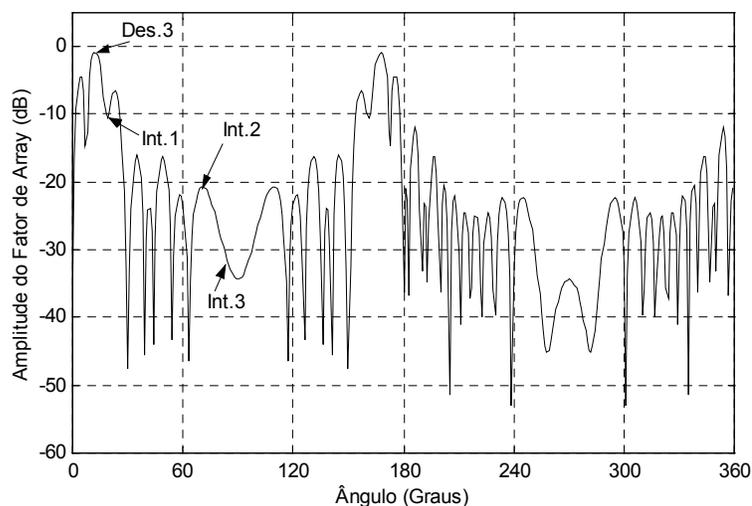


Figura 9.31 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

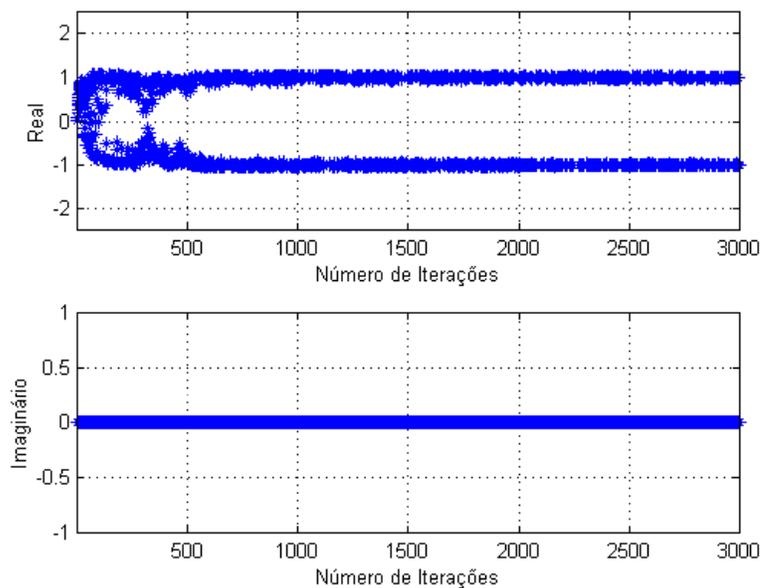


Figura 9.32 – Evolução Temporal – saída 3

9.19 – Plataforma Estática – Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – Rede Linear – Efeito T

Aqui, os parâmetros do algoritmo variaram um pouco mais na busca dos ângulos a cada braço. O sinal desejado 3 na simulação com todos os efeitos foi o terceiro a ser capturado.

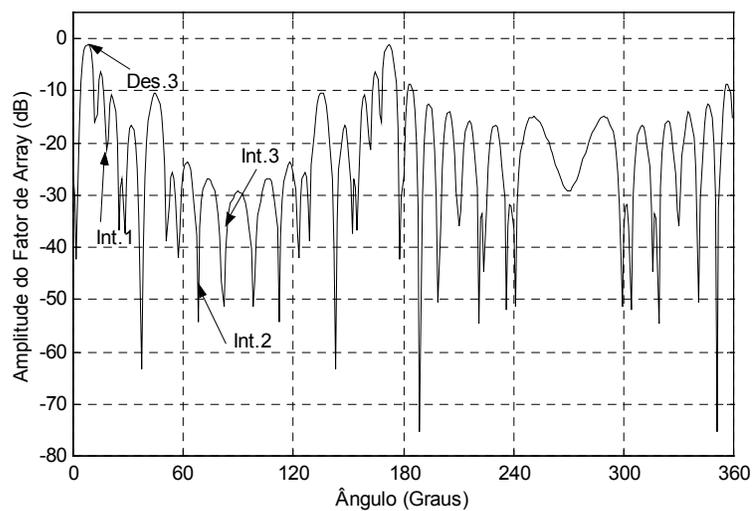


Figura 9.33 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

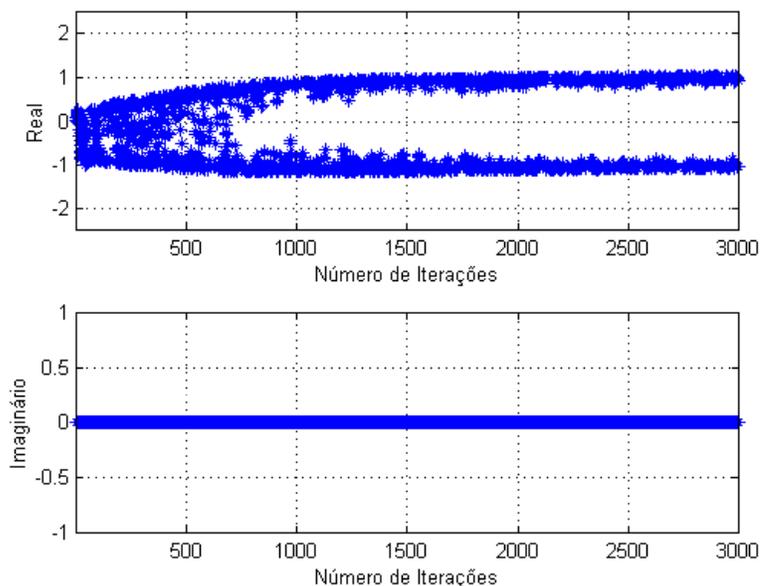


Figura 9.34 – Evolução Temporal – saída 3

O passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,00001 e da rede neural de 0,001.

Novamente verifica-se o excelente desempenho da estrutura com a captura do sinal desejado 3 na Figura 9.33 e o cancelamento da maioria dos outros sinais. Os sinais interferentes foram anulados em pelo menos -20 dB abaixo da amplitude do sinal Des.3.

O gráfico da evolução temporal mostrado na Figura 9.34 salienta uma maior dificuldade no alcance da convergência mas um resultado satisfatório após 1500 iterações.

9.20 – Plataforma Estática – Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – Rede Planar – Efeito DS

Aqui, o sinal desejado 3 foi o primeiro a ser capturado. O parâmetro de simulação referente ao passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,0001 e da rede neural de 0,01.

Nota-se no gráfico 9.35 um comportamento similar com o desempenho do algoritmo de Frost e Resende associados a redes neurais MLP. Quando se observa o gráfico de evolução temporal na Figura 9.36 nota-se aqui a facilidade do alcance da convergência próximo a 500 iterações. Não é verificada a presença de rotação de fase.

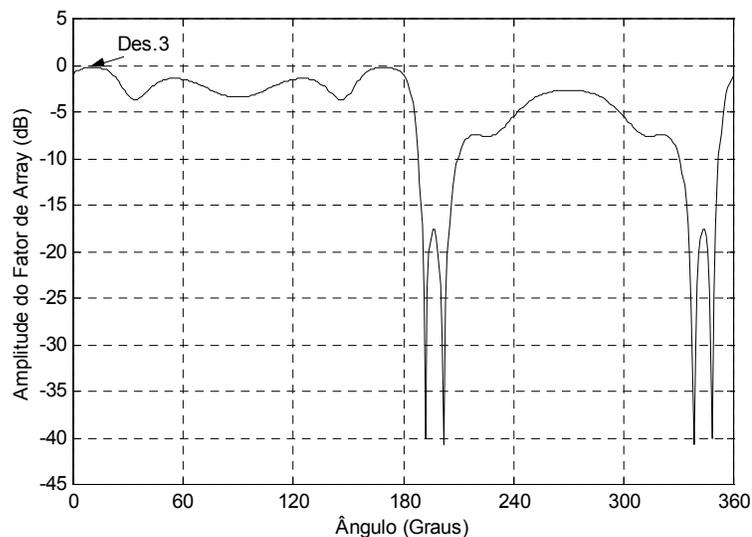


Figura 9.35 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

Na Tabela 9.10 verifica-se que existe um bom cancelamento dos sinais interferentes e que estão mais ou menos na mesma amplitude embora localizados em posições críticas e diferentes.

Interferente (θ, ϕ) ($^{\circ}$)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-19,33	-14,74	-15,48

Tabela 9.10 – Amplitude do Fator Rede dos Sinais Interferentes

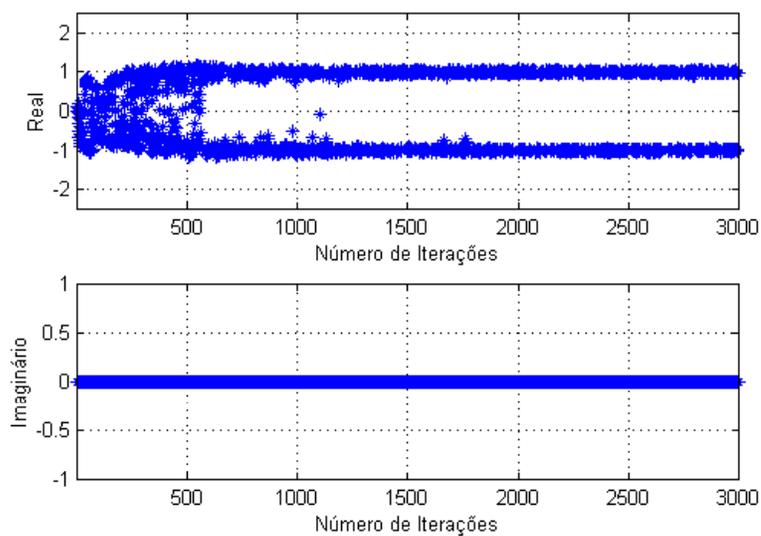


Figura 9.36 – Evolução Temporal – saída 3

9.21 – Plataforma Estática – Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – Rede Planar – Efeito MP

O desempenho do algoritmo mostra-se melhor que o aquele onde considerava o efeito DS isolado.

Aqui, o sinal desejado 3 também foi o primeiro a ser capturado. O parâmetro de simulação referente ao passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,0001 e da rede neural de 0,01.

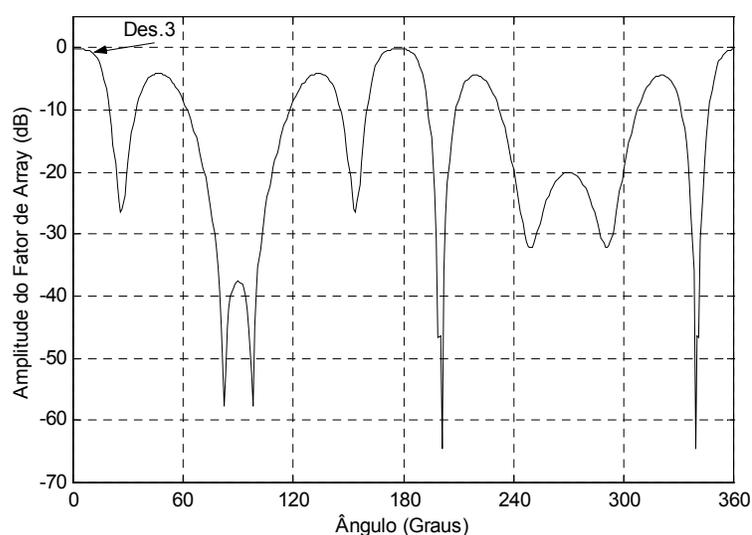


Figura 9.37 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

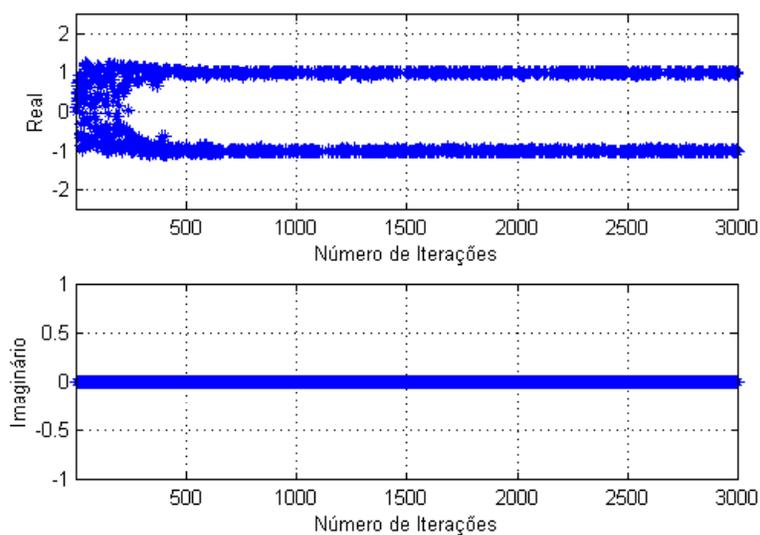


Figura 9.38 – Evolução Temporal – saída 3

O desempenho da amplitude do fator de rede também se mostra bastante favorável ao cancelamento dos outros sinais desejados que ocorram no mesmo azimute que o sinal desejado 3 e este fato pode ser verificado na Figura 9.37.

O gráfico da evolução temporal na Figura 9.38 mostra que a convergência do algoritmo se dá com menos de 500 iterações, o que mostra que a estrutura é robusta. Não é notada a presença de rotação de fase.

Na Tabela 9.11 verifica-se que existe um bom cancelamento dos sinais interferentes e que amplitude é satisfatória embora localizados em posições críticas.

Interferente (θ, ϕ) (°)	(20, 45)	(70,30)	(85,15)
Amplitude (dB)	-30,40	-21,07	-12,38

Tabela 9.11 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

9.22 – Plataforma Estática – Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – Rede Planar – Efeito T

O desempenho do algoritmo é mostrado com todos os efeitos perturbando o canal de comunicação. Neste caso, o sinal desejado 3 é o sétimo ângulo a ser capturado. O parâmetro de simulação referente ao passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,00001 e da rede neural de 0,01.

Na Figura 9.39 encontramos o gráfico da amplitude do fator de rede e um bom desempenho se observarmos os outros ângulos de elevação que podem ser capturados neste mesmo azimute. O cancelamento se dá em torno de -10dB abaixo do nível do sinal capturado Des.3.

Na Tabela 9.12 verifica-se que existe um cancelamento razoável dos sinais interferentes e que amplitude satisfatória embora localizados em posições críticas e sob o efeito de todos os agentes perturbadores.

Interferente (θ, ϕ) (°)	(20, 45)	(70,30)	(85,15)
Amplitude (dB)	-18,72	-14,45	-17,80

Tabela 9.12 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

A Figura 9.40 mostra a evolução temporal e verifica-se que a convergência foi alcançada com menos de 500 iterações sem problemas de rotação de fase.

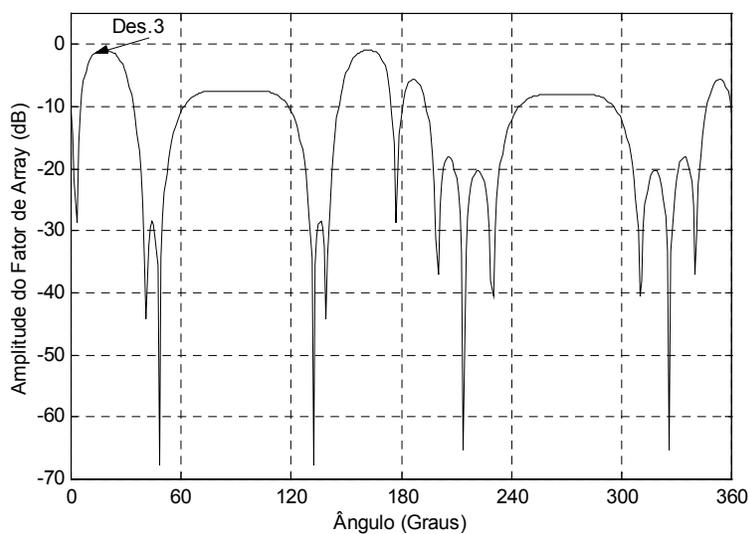


Figura 9.39 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

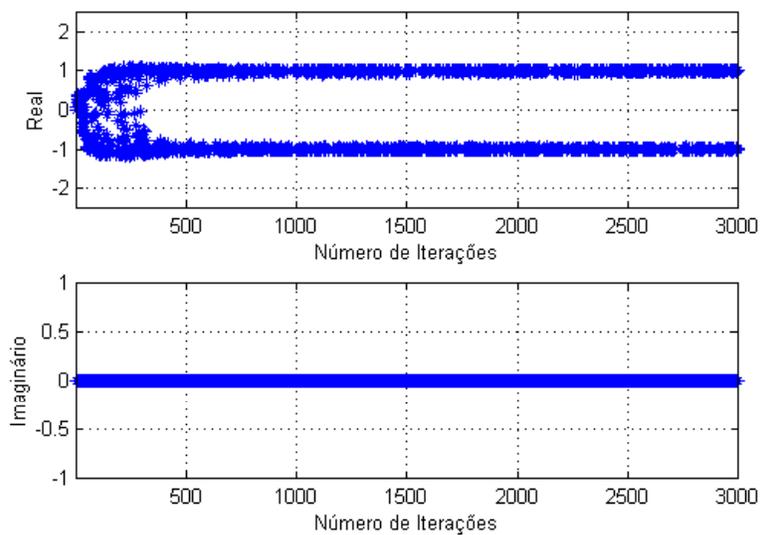


Figura 9.40 – Evolução Temporal – saída 3

9.23 – Plataforma Móvel – Algoritmo de GCMA-Braço/Neural – Rede Planar – Efeito T

Neste caso o sinal desejado 3 foi o primeiro a ser capturado. O parâmetro de simulação referente ao passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,0001 e da rede neural de 0,01.

Nota-se no gráfico 9.41 um bom desempenho na captura do sinal desejado 3 e quando se observa o gráfico de evolução temporal na Figura 9.42 nota-se o alcance da convergência próximo a 1500 iterações. Não é verificada a presença de rotação de fase.

Se observarmos a amplitude do fator de rede dos outros ângulos de elevação no gráfico 9.41 vemos que se outros interferentes chegassem sob o mesmo azimuth do sinal Des.3 teriam nível de pelo menos 10 dB abaixo do sinal desejado.

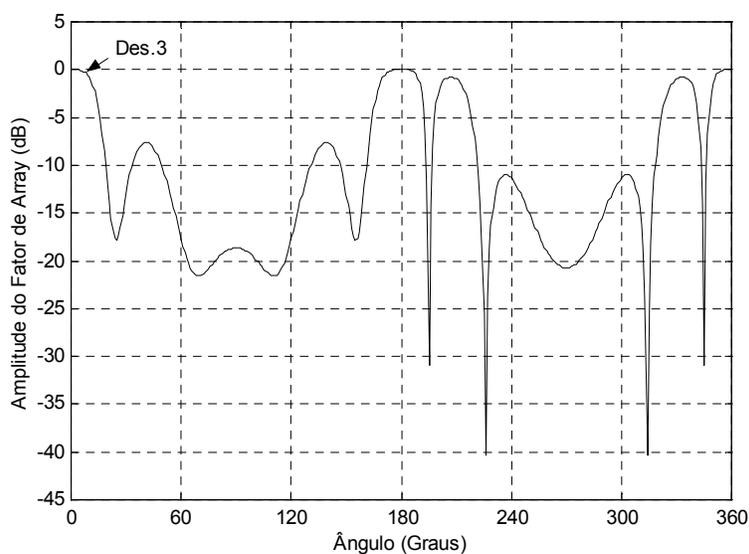


Figura 9.41 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

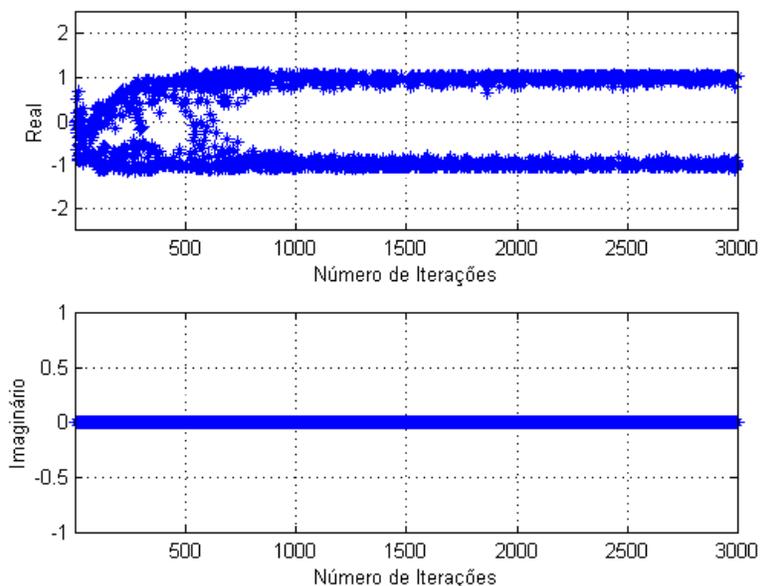


Figura 9.42 – Evolução Temporal – saída 3

Apesar deste comportamento quando se observa a Tabela 9.13 verifica-se que não existe o cancelamento dos sinais interferentes e isto se deve em parte pelo movimento da plataforma, aliada a localização em posições críticas e sob o efeito de todos os agentes perturbadores.

Interferente (θ, ϕ) ($^{\circ}$)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-0,42	-2,18	-0,79

Tabela 9.13 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

9.24 – Plataforma Estática – Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – Rede Linear – Efeito DS

Esta nova estrutura trata de um algoritmo autodidata associado a uma rede neural numa estrutura em paralelo conforme descrito no Capítulo 8. A condição de captura aqui é norteada para que o sinal de maior potência seja priorizado na captura. Muitas vezes, conforme já comentado no capítulo anterior, a colocação de um controle automático de ganho se faz necessário e não desabona o uso da estrutura e do algoritmo.

Os parâmetros do algoritmo variaram muito pouco na busca dos ângulos na fase GCMA. O sinal desejado 3 na simulação com o efeito DS isolado foi o primeiro a ser capturado. O passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,00001 e da rede neural de 0,01. O chaveamento do algoritmo autodidata para a rede neural se deu com 300 iterações. Este valor foi verificado experimentalmente em sucessivas simulações.

A Figura 9.42 mostra a amplitude do fator de rede quando se captura o sinal Des.3. pode-se observar que a maioria dos outros sinais incidentes são minimizados e que os sinais interferentes são anulados em níveis menores ou iguais a -20dB , resultado este muito satisfatório.

O gráfico de evolução temporal, mostra na Figura 9.43 que a convergência do algoritmo acontece em torno de 1000 iterações, mas comparado ao excelente resultado de cancelamento dos interferentes não parece penalizar a estrutura.

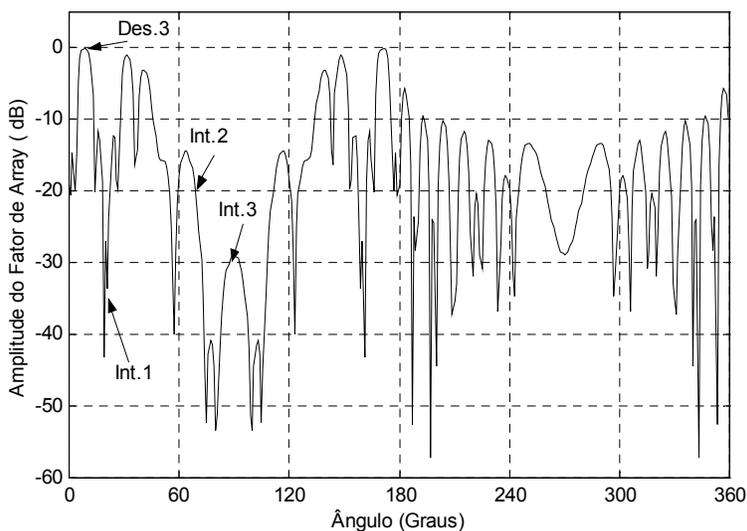


Figura 9.42 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

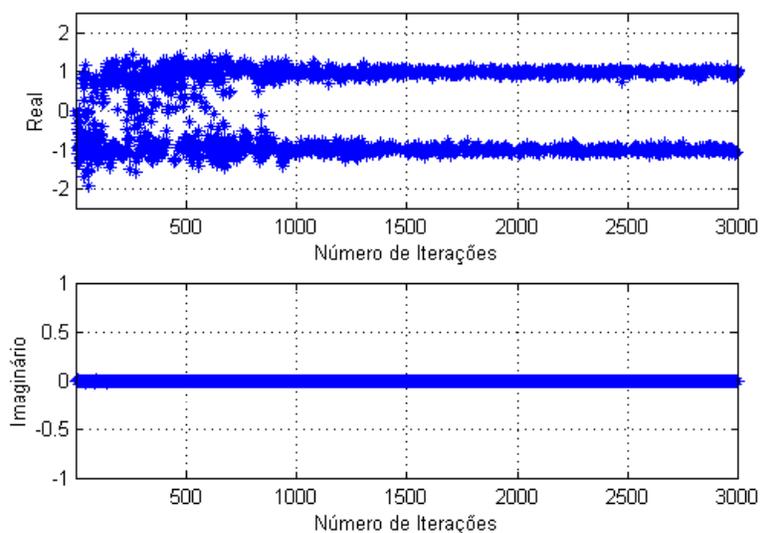


Figura 9.43 – Evolução Temporal – saída 3

9.25 – Plataforma Estática – Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – Rede Linear – Efeito MP

Nesta simulação os parâmetros do algoritmo variaram muito pouco na busca dos ângulos na fase GCMA. O sinal desejado 3 na simulação com o efeito MP isolado foi o sétimo a ser capturado. O passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,0001 e da rede neural de 0,01. O chaveamento do algoritmo autodidata para a rede neural se deu com 500 iterações. Este valor foi verificado experimentalmente em sucessivas simulações e neste caso o valor de 300 iterações utilizado na estrutura sujeita ao efeito DS isolado não mostrou resultados satisfatórios.

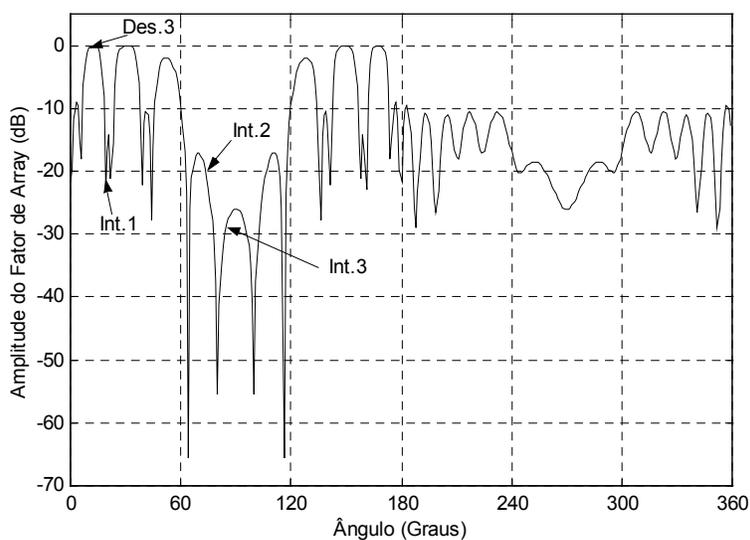


Figura 9.44 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

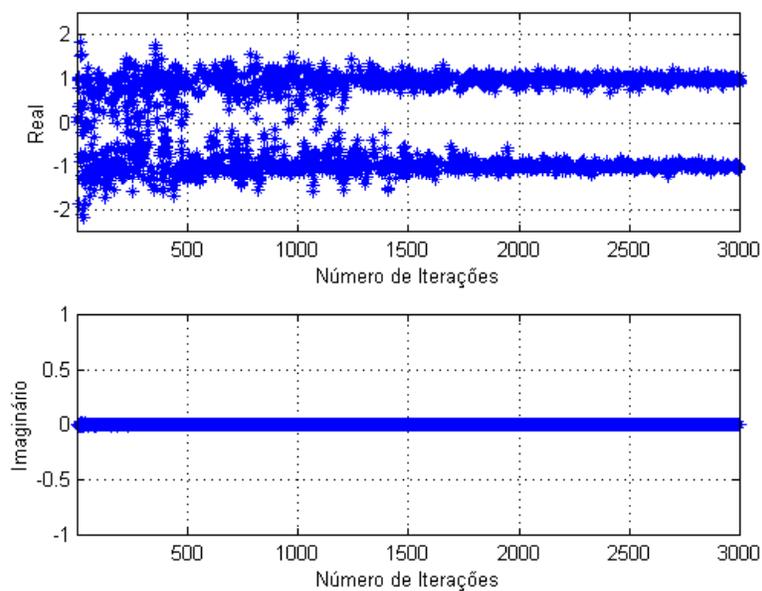


Figura 9.45 – Evolução Temporal – saída 3

A Figura 9.44 mostra a amplitude do fator de rede quando se captura o sinal Des.3. pode-se observar que nem todos os outros sinais incidentes são minimizados e que também aqui os sinais interferentes são anulados em níveis menores ou iguais a -20dB , resultado este muito satisfatório.

O gráfico de evolução temporal, mostra na Figura 9.45 que a convergência do algoritmo acontece em torno de 1800 iterações, deve-se ressaltar que apesar do aumento do

número de iterações para o alcance da convergência o resultado de cancelamento dos interferentes foi muito satisfatório.

9.26 – Plataforma Estática – Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – Rede Linear – Efeito T

Neste cenário os parâmetros do algoritmo variaram muito pouco na busca dos ângulos na fase GCMA. O sinal desejado 3 na simulação com todos os efeitos foi também o sétimo ângulo a ser capturado. O passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,0001 e da rede neural de 0,01. O chaveamento do algoritmo autodidata para a rede neural se deu com 300 iterações.

Verifica-se na Figura 9.46 a captura do sinal Des. 3 e o bom cancelamento dos sinais interferentes em níveis menores que -18 dB. A maioria dos outros sinais incidentes não foi propriamente cancelado.

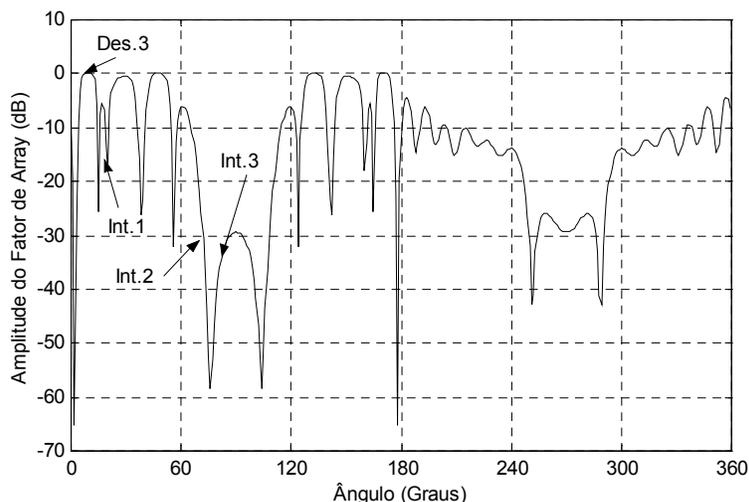


Figura 9.46 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

No gráfico 9.47 que mostra a evolução temporal do algoritmo verifica-se que a convergência foi alcançada em torno de 1500 iterações, número menor se comparado à evolução temporal da mesma estrutura com apenas o efeito MP isolado.

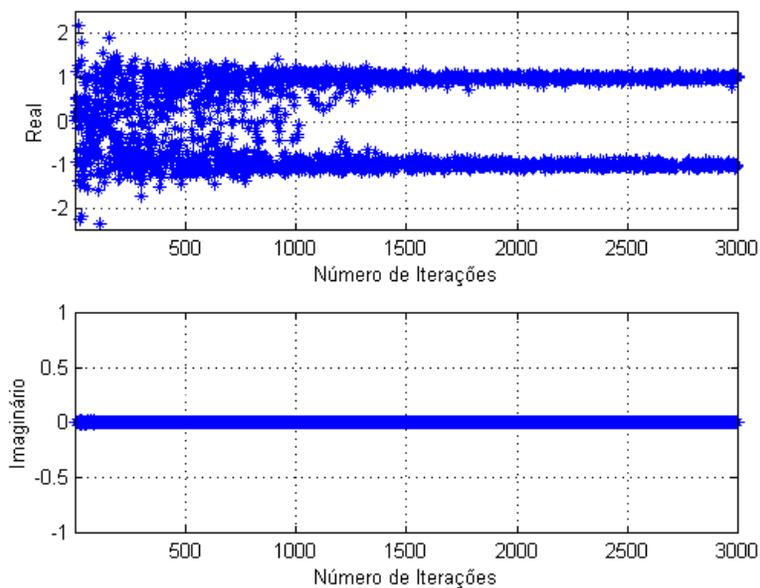


Figura 9.47 – Evolução Temporal – saída 3

9.27 – Plataforma Estática – Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – Rede Planar – Efeito DS

Nestas simulações os parâmetros do algoritmo tiveram grande variabilidade entre as portas na busca dos ângulos na fase GCMA. O sinal desejado 3 na simulação com o efeito DS foi também o segundo ângulo a ser capturado. O passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,00001 e da rede neural de 0,01. O chaveamento do algoritmo autodidata para a rede neural se deu com 300 iterações.

Neste cenário observou-se muita dificuldade para o alcance da convergência mostrada na Figura 9.49 e da captura do sinal desejado 3 mostrado na Figura 9.48. As demais portas encontram-se em situação similar.

O cancelamento dos interferentes e o nível obtido na sua direção podem ser vistos na Tabela 9.14 e também não são resultados satisfatórios.

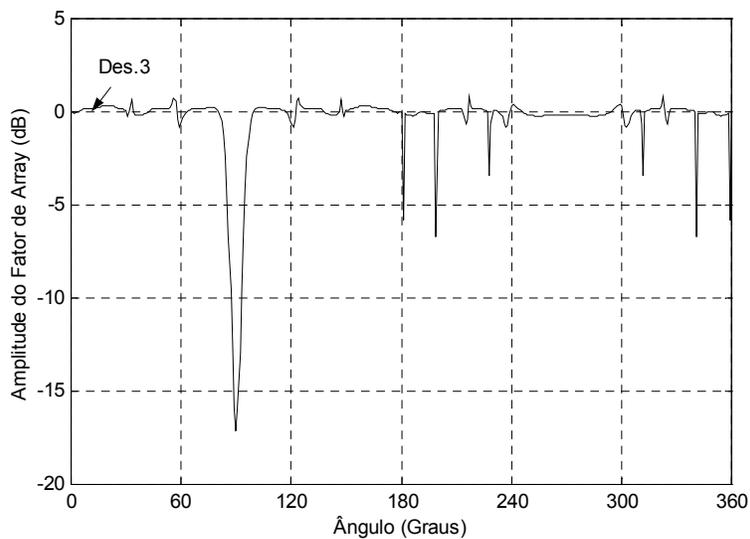


Figura 9.48 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

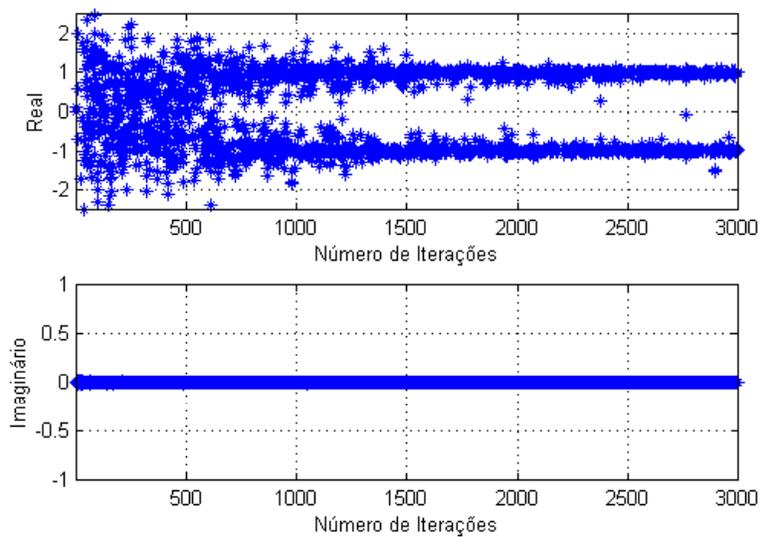


Figura 9.49 – Evolução Temporal – saída 3

Interferente (θ, ϕ) ($^\circ$)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-0,08	-0,1	-0,14

Tabela 9.14 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

9.28 – Plataforma Estática – Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – Rede Planar – Efeito MP

Nestas simulações os parâmetros do algoritmo não tiveram grande variabilidade entre as portas na busca dos ângulos na fase GCMA. O sinal desejado 3 na simulação com o efeito MP isolado foi o terceiro ângulo a ser capturado. O passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,00001 e da rede neural de 0,01. O chaveamento do algoritmo autodidata para a rede neural se deu com 300 iterações.

Neste cenário observou-se certa dificuldade para o alcance da convergência mostrada na Figura 9.51, que ocorreu em torno de 1500 iterações. Houve uma boa captura do sinal desejado 3 mostrado na Figura 9.50. As demais portas encontram-se em situação similar.

O cancelamento dos interferentes e o nível obtido na sua direção podem ser vistos na Tabela 9.15 e não são resultados satisfatórios.

Interferente (θ, ϕ) (°)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-0,71	-0,67	-0,13

Tabela 9.15 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

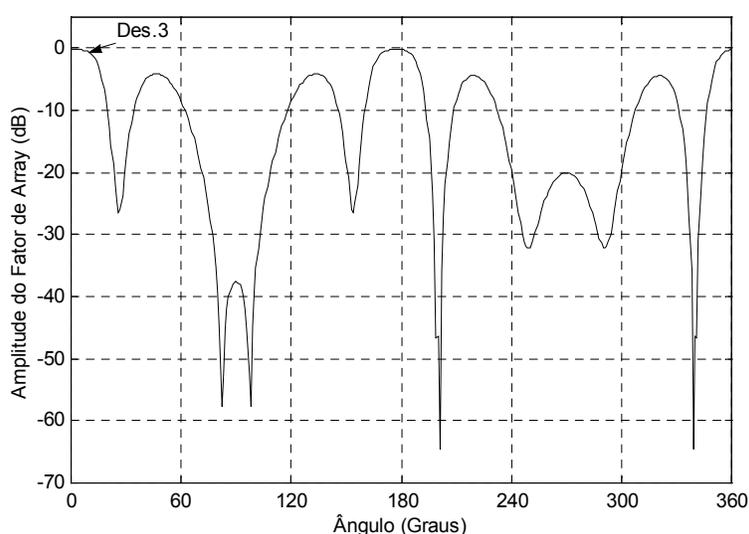


Figura 9.50 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

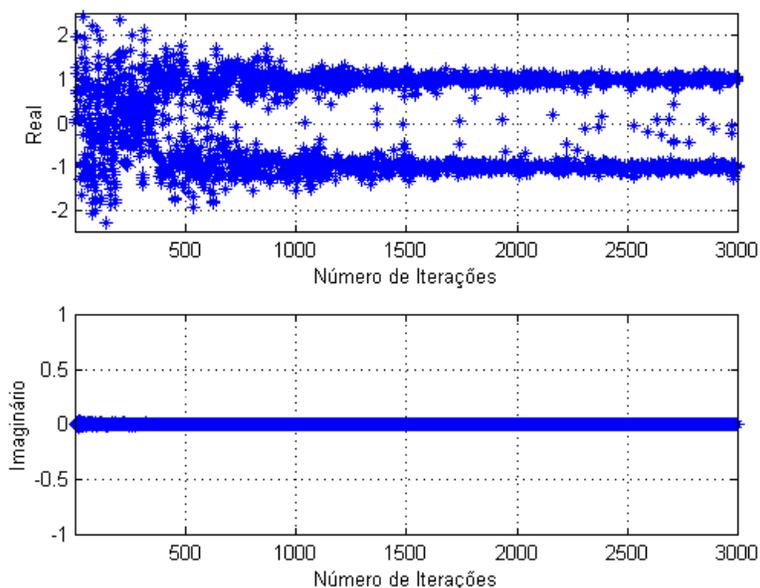


Figura 9.51 – Evolução Temporal – saída 3

9.29 – Plataforma Estática – Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – Rede Planar – Efeito T

Nestas simulações os parâmetros do algoritmo não tiveram grande variabilidade entre as portas na busca dos ângulos na fase GCMA. O sinal desejado 3 na simulação com todos os efeitos foi o quarto ângulo a ser capturado. O passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,0015 e da rede neural de 0,01. O chaveamento do algoritmo autodidata para a rede neural se deu com 300 iterações.

Neste cenário, embora seja o que sofra o maior efeito das perturbações, observou-se pouca dificuldade para o alcance da convergência se comparado com os resultados dos efeitos isolados DS e MP mostrados nas duas seções anteriores. A Figura 9.52 representa a evolução temporal a Figura 9.51 mostra a captura do sinal desejado 3. As demais portas encontram-se em situação similar.

O cancelamento dos interferentes e o nível obtido na sua direção podem ser vistos na Tabela 9.16 e trazem resultados satisfatórios.

Interferente (θ, ϕ) ($^\circ$)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-8,85	-14,16	-19,71

Tabela 9.16 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

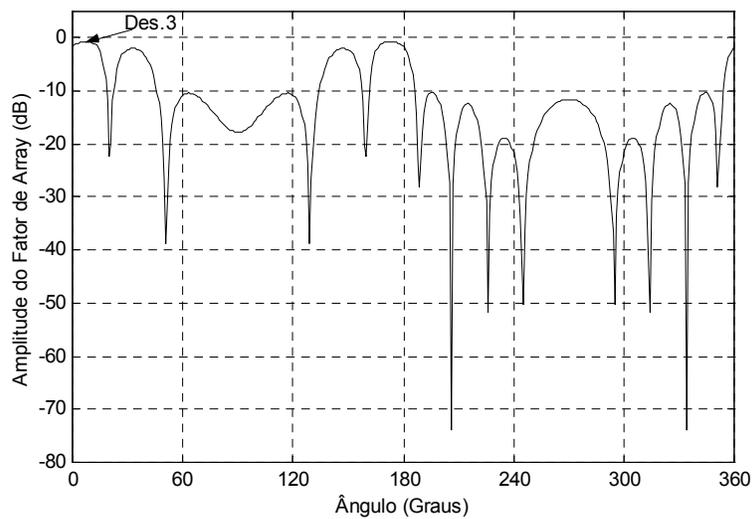


Figura 9.52 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

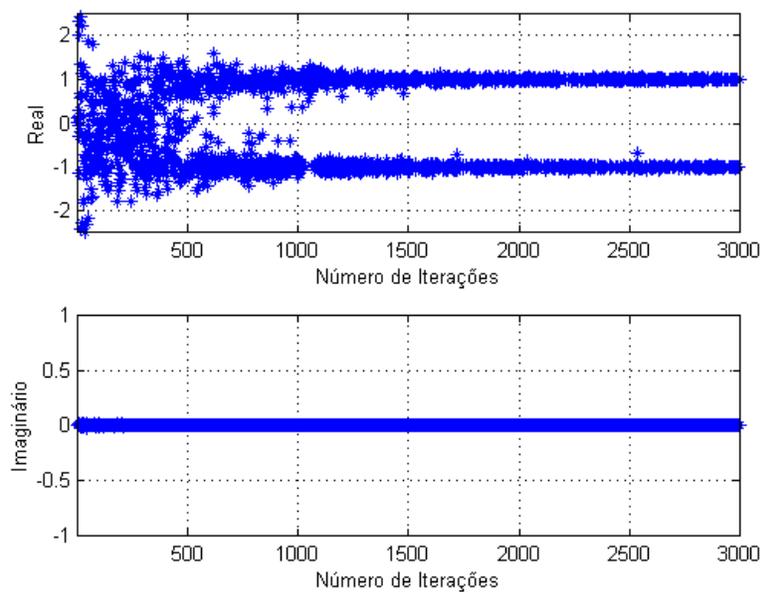


Figura 9.53 – Evolução Temporal – saída 3

9.30 – Plataforma Móvel – Algoritmo de GCMA-Paralelo/Neural – Rede Planar – Efeito T

Nestas simulações os parâmetros do algoritmo não tiveram grande variabilidade entre as portas na busca dos ângulos na fase GCMA. O sinal desejado 3 na simulação com todos os efeitos foi o segundo ângulo a ser capturado. O passo de adaptação do algoritmo GCMA foi de 0,0001 e da rede neural de 0,01. O chaveamento do algoritmo autodidata para a rede neural se deu com 300 iterações.

Neste cenário, embora seja o que sofra o maior efeito das perturbações, e aliado a isto, o fato da plataforma ser móvel, observou-se pouca dificuldade para o alcance da convergência se comparado com os resultados dos efeitos isolados DS e MP mostrados anteriormente. A Figura 9.55 representa a evolução temporal a Figura 9.54 mostra a captura do sinal desejado 3. As demais portas encontram-se em situação similar.

O cancelamento dos interferentes e o nível obtido na sua direção podem ser vistos na Tabela 9.17 e trazem resultados satisfatórios.

Interferente (θ, ϕ) (°)	(20, 45)	(70, 30)	(85, 15)
Amplitude (dB)	-10,57	-35,87	-20,72

Tabela 9.16 – Amplitude do Fator de Rede dos Sinais Interferentes

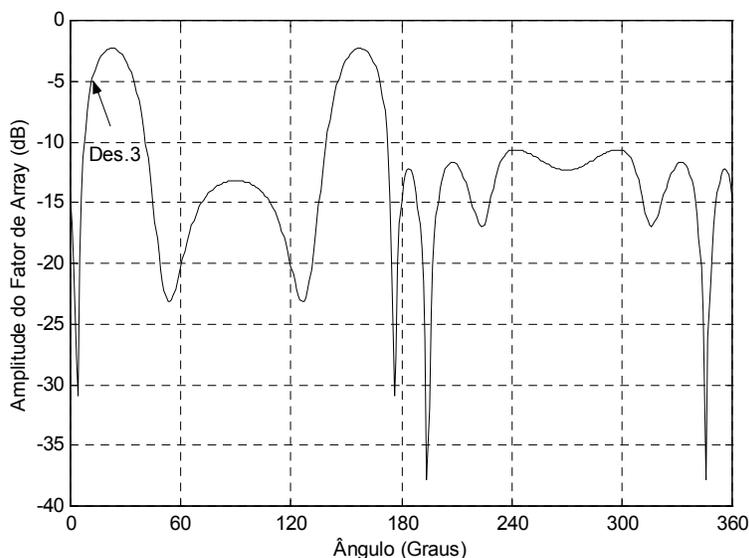


Figura 9.54 – Amplitude do Fator de Rede – saída 3

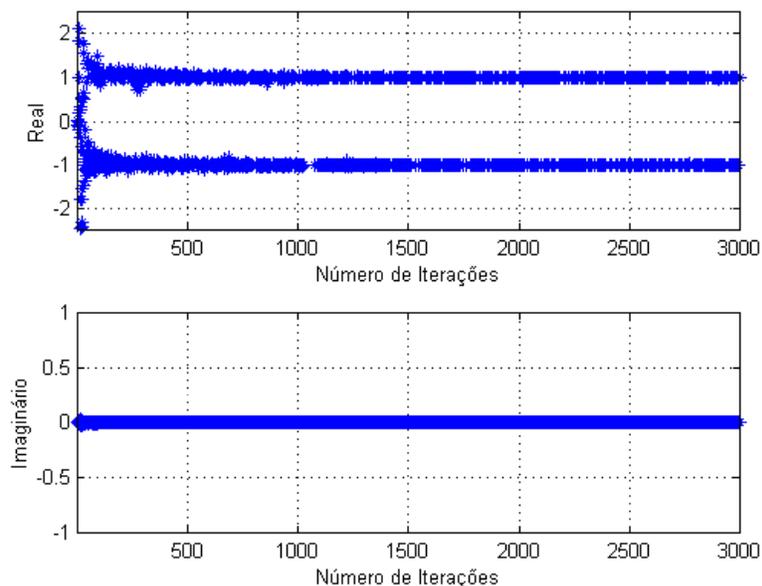


Figura 9.55 – Evolução Temporal – saída 3

9.31– Conclusões

A avaliação dos resultados das simulações realizadas com as configurações combinadas com redes neurais, aplicando aos algoritmos os dados de entrada fornecidos pelo simulador de canal de comunicação GPS em diferentes situações, possibilitou um maior conhecimento e visualização do desempenho dos algoritmos adaptativos frente a uma situação mais realista quanto às perturbações do canal de comunicação.

Mesmo sabendo-se que o simulador do canal de comunicação tem limitações por ser a primeira versão desta ferramenta, ele possibilita a realização de testes bastante importantes que permitem avaliar a robustez dos algoritmos.

O cenário crítico adotado permite a verificação de pontos importantes relacionados à convergência do algoritmo e ao cancelamento de interferentes. Observa-se que o pequeno número de graus de liberdade, a proximidade angular entre os sinais incidentes, o número reduzido de antenas são os fatores principais que dificultam o bom desempenho das configurações. A decisão em mostrar estes resultados foi tomada no sentido de visualizar os problemas que podem ser decorridos deste fato.

Outras simulações realizadas com estes mesmos sinais de entrada, mas relaxando os fatores relacionados a número de antenas e número de interferentes e relação sinal-ruído, mostram que as estruturas podem ter desempenho muito superior.

Aliar, a estes fatores, sinais de entrada perturbados pelos efeitos do simulador do canal de comunicação GPS só vem a colaborar no sentido de dificultar o cenário e permitir uma melhor avaliação de possíveis problemas.

A ferramenta desenvolvida tem papel importante na verificação da robustez dos algoritmos e das diversas configurações sendo que seu caráter modular facilita a compreensão dos efeitos isolados ou em grupo, tendo também um papel didático no contexto de processamento de sinais.

Os resultados das outras 7 saídas da rede de antenas, isto é os gráficos da amplitude do fator de rede e evolução temporal para todas as estruturas e cenários simulados que não foram apresentados neste Capítulo, estão coletadas em forma de arquivo eletrônico e estão disponíveis aos interessados.

CAPÍTULO 10

CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Nesta tese tratou-se do problema da captura dos sinais vindos dos satélites visíveis da constelação GPS e o cancelamento de interferentes por meio de uma rede de antenas adaptativas, junto a um receptor GPS, objetivando uma melhoria do desempenho do sistema.

A problemática do sinal interferente, intencional ou não, como aqueles relacionados a multipercursos, tem sido muito estudada na literatura. Porém, soluções utilizando antenas adaptativas nas suas diversas estratégias possíveis, visando à melhoria do desempenho do receptor, são bem menos abordadas. Por esta razão, procurou-se estabelecer nesta tese uma ligação mais estreita entre as técnicas mais avançadas de processamento espacial com a aplicação GPS.

Os capítulos iniciais tiveram assim o intuito de facilitar o entendimento e dar uma visão geral das áreas de processamento espacial de sinais e do sistema de posicionamento global, incluindo os problemas de distorção do sinal transmitido pelos satélites GPS e a descrição dos blocos principais de um receptor GPS padrão.

Sabendo-se que no núcleo das antenas adaptativas temos o processamento digital de sinais e os seus algoritmos, propuseram-se diferentes configurações que aliam métodos lineares e não lineares de filtragem. No caso dos métodos lineares, utilizaram-se algoritmos com restrições, na sua concepção clássica ou associados com algoritmos supervisionados LMS. No caso dos métodos não lineares utilizaram-se algoritmos com restrições e autodidatas, associados com redes neurais MLP. Análises e comparações foram realizadas no intuito de avaliar o desempenho via complexidade computacional, facilidade de convergência dos algoritmos e amplitude do fator de rede.

A realização da ferramenta computacional denominada simulador do canal de comunicação GPS veio no sentido de facilitar um melhor entendimento dos problemas e distorções que podem sofrer o sinal GPS, e corroborar os resultados obtidos com algumas configurações de redes de antenas. Mesmo sendo uma primeira versão da ferramenta, ela permite ampliar o estudo de desempenho da rede de antenas adaptativas e tem um caráter didático dentro do contexto do laboratório DSPCom do DECOM. Cópias desta ferramenta

encontram-se também nos institutos de pesquisas parceiros neste trabalho (CTA/IAE e INPE/DEM).

De maneira resumida, pode-se dizer que as propostas e contribuições desta tese estão relacionadas primeiramente às novas configurações para a aplicação dos métodos lineares e não lineares, salientando o uso de redes neurais num contexto combinado ora com algoritmos com restrições, ora com algoritmos autodidatas.

Em segundo lugar, destacam-se o trabalho de avaliação de desempenho das configurações, testadas em cenários considerados críticos, e o uso da ferramenta “simulador do canal de comunicação”. Finalmente, põe-se em relevo o potencial de implementação de técnicas de processamento espacial de sinal no contexto GPS.

Uma continuação natural deste trabalho seria a substituição das antenas isotrópicas por antenas de microlinha circularmente polarizadas à direita, o que levaria a verificação de desempenho da rede de antenas numa situação ainda mais realista.

Seriam também desejáveis testes utilizando um maior número de sinais interferentes e até mesmo a concepção de uma nova ferramenta que simule um receptor GPS em *software*, para ser utilizado acoplado aos programas das antenas adaptativas, permitindo uma visão mais detalhada e completa do funcionamento do sistema antena/receptor GPS.

No âmbito do processamento de sinais, estruturas espaço-temporais poderiam ser implementadas, permitindo um estudo das possibilidades de aumentar o número de graus de liberdade dentro de um compromisso de diminuição do número de antenas da rede e aumento de sinais incidentes.

Finalmente, estudos da família dos chamados algoritmos multi-usuários de módulo constante (MU-CMA) e estruturas ligadas aos algoritmos de direção de chegada que permitam uma certa adaptação poderiam ser eficientes no caso GPS.

Todas estas idéias surgem no sentido de cada vez mais entender e, se não solucionar, tentar mitigar o problema da interferência no contexto GPS.

APÊNDICE A

MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DE ÂNGULOS DE CHEGADA

A literatura referente à estimação de ângulos de chegada é extremamente ampla e está baseada fundamentalmente nos chamados métodos de alta resolução para análise espectral.

Nesta tese, esses métodos servem como ferramenta prévia à aplicação dos algoritmos com restrições. De fato, tanto na técnica de Frost como na de Resende, as restrições são definidas a partir das direções de chegada dos sinais de interesse.

Apresentaremos a seguir, resumidamente, os três métodos aqui utilizados que, conforme a literatura, se adequam melhor ao problema GPS.

A.1 – O Método MUSIC

O algoritmo MUSIC (*multiple signal Classification*), proposto por Schimidt em [73], é uma técnica de estimação de parâmetros que possibilita a determinação da direção de chegada de sinais a partir do conhecimento da matriz de autocorrelação espacial.

Conforme Rappaport [59], a seqüência de implementação do algoritmo pode ser assim resumidamente descrita:

- 1 – retire amostras dos dados de entrada;
- 2 – estime a matriz de autocorrelação espacial \mathbf{R}_{xx} ;
- 3 – calcule os autovalores e autovetores da fatoração espectral de \mathbf{R}_{xx} de dimensão $M \times M$;
- 4 – estime o número de sinais \hat{D} ;

$\hat{D} = M - K$, onde M é o número total de autovalores e K é a multiplicidade do menor autovalor.

- 5 – calcule o espectro MUSIC $\mathbf{P}_{\text{music}}(\varphi)$ dado por:

$$\mathbf{P}_{\text{music}}(\varphi) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\varphi)} \quad \text{ou} \quad \mathbf{P}_{\text{music}}(\varphi) = \frac{\mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{a}(\varphi)}{\mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\varphi)} \quad (\text{A1})$$

- onde $\mathbf{a}(\varphi_j)$ é o vetor de direção de chegada do j -ésimo sinal e \mathbf{V}_n é a matriz formada pelos $M - \hat{D}$ autovetores associados aos menores autovalores;
- 6 – encontre os maiores picos espectrais obtidos no item anterior;
- 7 – obtenha as direções de chegada estimadas relacionadas com estes picos.

A. 2 - O Método Root- MUSIC

O método Root-Music é conhecido na literatura [59] como uma forma alternativa do algoritmo MUSIC. Apresenta desempenho bastante satisfatório e até mesmo superior ao original, e consiste na busca das raízes de um polinômio associado ao espectro MUSIC para a estimativa dos parâmetros de ângulo de direção de chegada.

Para o caso de uma rede de antenas linear, uniformemente espaçada por uma distância d , o m -ésimo elemento do vetor de direção $\mathbf{a}(\varphi)$ pode ser expresso como:

$$a_m(\varphi) = \exp\left(j2\pi m \left(\frac{d}{\lambda}\right) \cos \varphi\right) \quad m = 1, \dots, M \quad (\text{A.2})$$

O espectro MUSIC como mostrado anteriormente é uma função da forma

$$\frac{1}{\mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\varphi)} = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{C} \mathbf{a}(\varphi)} \quad (\text{A.3})$$

onde $\mathbf{C} = \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H$.

Desta maneira, o denominador da Equação (A.3) pode ser reescrito em função da Equação (A.2) como:

$$P_{music}^{-1} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M \exp\left(-j \frac{2\pi m d}{\lambda} \cos \varphi\right) C_{mn} \exp\left(j \frac{2\pi n d}{\lambda} \cos \varphi\right) \quad (\text{A.4})$$

onde C_{mn} se refere à m -ésima linha e n -ésima coluna da matriz \mathbf{C} .

Escreve-se então:

$$P_{music}^{-1}(\varphi) = \sum_{l=-M+1}^{M-1} C_l e^{-j \left(\frac{2\pi d}{\lambda} l \cos \varphi\right)} \quad (\text{A.5})$$

sendo $C_l = \sum_{m-n=l} C_{mn}$ a somatória dos valores da diagonal de \mathbf{C} .

Se um polinômio $D(z)$ for definido como:

$$D(z) = \sum_{l=-M+1}^{M+1} C_l z^{-l}, \quad (\text{A.6})$$

O espectro $P_{music}(\varphi)$ pode ser avaliado a partir da posição dos polos de $1/D(z)$. Os picos do espectro serão mais pronunciados quanto mais próximos estarão os polos do círculo unitário. Assim um pólo de $D(z)$ em $z = z_1 = |z_1|e^{j\arg(z_1)}$ resultará num pico do espectro MUSIC na direção φ , tal que:

$$\varphi = \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \right] \arg(z_1) \quad (\text{A.7})$$

A.3 – O Método ESPRIT

O algoritmo desenvolvido por Roy [59], [74] é uma das técnicas de estimação de parâmetros que possibilita a estimação de direção de chegada de sinais. Sua complexidade computacional é menor do que a do algoritmo MUSIC. Para o seu uso, não é necessário conhecer a geometria da rede de antenas, sendo que os requisitos de calibração não restringem sua aplicação. O método se aplica desde que a estrutura da rede de antenas possa ser dividida em pares, sendo que os elementos de cada par mantêm a mesma distância em relação aos elementos do outro par.

Tomando como exemplo uma rede de antenas linear, de M elementos separados por uma distância d , os primeiros $(M-1)$ elementos formarão a primeira sub-rede, e os últimos elementos $(M-1)$ formarão a segunda sub-rede. Então, o primeiro elemento da segunda sub-rede é o segundo elemento da primeira e assim se vai estruturando sucessivamente o formato da divisão em pares.

A seqüência da implementação do algoritmo ESPRIT é dada por [74], [59]:

1 – estime $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ e $\hat{\mathbf{R}}_{yy}$, matriz de autocorrelação espacial da primeira e da segunda sub-rede, respectivamente;

2 – decomponha $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ e $\hat{\mathbf{R}}_{yy}$ na forma:

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H$$

autovalores: $\Lambda = \text{diag} [\mathbf{\ddot{e}}_0 \text{ K}, \mathbf{\ddot{e}}_{M-1}]$

autovetores: $\mathbf{V} = [\mathbf{q}_0 \text{ K}, \mathbf{q}_{M-1}]$

3 – estime o número de sinais \hat{D} como $\hat{D} = M - K$, onde K é a multiplicidade do menor autovalor;

4 – estime o subespaço de sinal e decomponha em matrizes da sub-rede;

$$\hat{\mathbf{V}}_s = [\hat{\mathbf{V}}_0 \text{ K}, \hat{\mathbf{V}}_{D-1}] ; \hat{\mathbf{V}}_s = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_0 \\ \hat{\mathbf{V}}_1 \end{bmatrix}$$

5 – calcule:

$$\hat{\mathbf{V}}_{01}^H \hat{\mathbf{V}}_{01} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_0^H \\ \hat{\mathbf{V}}_1^H \end{bmatrix} [\hat{\mathbf{V}}_0 \hat{\mathbf{V}}_1] = \mathbf{V} \wedge \mathbf{V}^H$$

e a partição da matriz \mathbf{V} em sub matrizes $\hat{\mathbf{D}} \times \hat{\mathbf{D}}$

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{11} & \mathbf{V}_{12} \\ \mathbf{V}_{21} & \mathbf{V}_{22} \end{bmatrix}$$

6 – calcule os autovalores de $\mathbf{\ddot{O}}_k$

$$\mathbf{\phi} = -\mathbf{V}_{12} \mathbf{V}_{22}^{-1} , \text{ para } k = 0, \dots, D-1$$

7 – estime o ângulo de chegada $\varphi_k = \text{sen}^{-1} \left[\frac{c \arg(\mathbf{\ddot{O}}_k)}{\omega_o \mathbf{d}} \right]$ (A.8)

A.4– Resultados de Simulações

Considerando-se que os métodos MUSIC, Root-MUSIC e ESPRIT se mostram os mais adequados à aplicação proposta na tese, serão mostrados e comparados os resultados de desempenho destes algoritmos para duas diferentes situações, num cenário envolvendo ângulos de chegada de sinais de satélites do GPS.

A aplicação do estimador MUSIC, numa rede linear de 10 antenas (N° . Ant) espaçadas de $\lambda/2$, sobre os dados obtidos da condição 1 da Tabela A.1 gera o espectro de ângulo como mostrado na Figura A.2. Observa-se que os picos espectrais correspondem às direções de chegada dos ângulos referentes aos sinais desejados (Des) e interferentes (Int), com apenas um pequeno desvio no caso de $87,5^\circ$, pois capturou-se 90° .

Tabela A.1	<i>Condição 1</i>	<i>Condição 2</i>
<i>DOA Des.</i>	315° (-45°), 0°, 15°, 30°	315° (-45°), 0°, 10°, 30°
<i>DOA Int</i>	275° (-85°), 87,5°	290° (-70°), 20°
<i>SNR</i>	-14,8 dB	-14,8 dB
<i>SIR</i>	-3 dB	-3 dB
<i>Nº. Ant.</i>	10	10

Tabela A.1 – Condições de Simulação

Observou-se também que existe uma simetria espectral em torno de 90° e 180°, devido a configuração geométrica da rede de antenas, existindo então uma ambigüidade entre os quadrantes inferiores e superiores conforme a Figura A.1. Tal ambigüidade pode ser resolvida usando outra geometria, por exemplo circular ou planar.

A Figura A.3 mostra a estimativa do ângulo do sinal para a condição 2 da Tabela A.1. Entretanto, observa-se que para uma matriz de correlação de mesma ordem, uma melhor estimativa é obtida quando as direções de chegada mantêm entre si maiores separações angulares

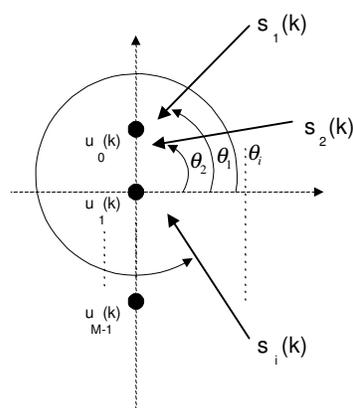


Figura A.1 – Array Linear

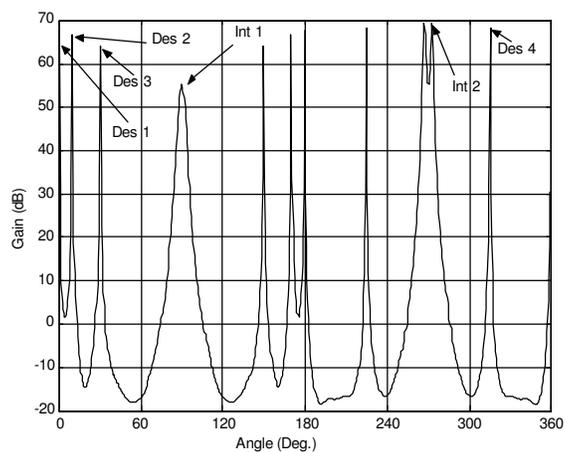


Figura A.2 - Estimativa de DOA usando MUSIC – Condição 1

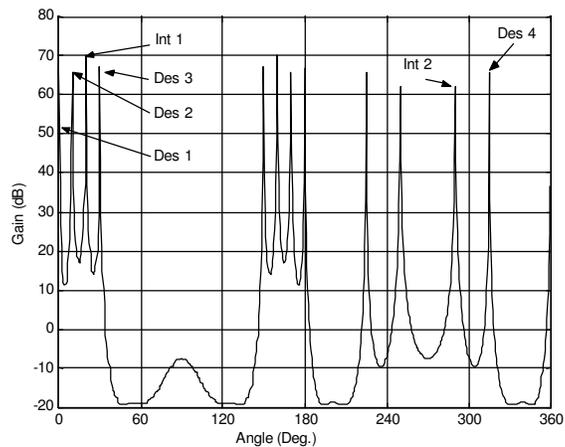


Figura A.3: Estimativa de DOA usando MUSIC – Condição 2

A aplicação do estimador Root-MUSIC numa rede de antenas linear de 10 elementos espaçados de $\lambda/2$, sobre os dados obtidos da condição 1 da Tabela A.1, gera os valores da direção de chegada (DOA), cujos ângulos correspondem às raízes do polinômio associado à função do algoritmo, que se localizam mais próximos do círculo unitário. Os resultados são mostrados na Tabela A.2.

DOA (Graus)	Resultados Root-M. (Graus)
0	0,0643
15	14,7613
30	26,4861
87.5	87,8412
315 (-45)	-48,6666
275 (-85)	--

Tabela A.2 – Resultados do Algoritmo Root-Music

Observa-se uma certa variabilidade entre os valores nominais dos ângulos e aqueles capturados pelo Root-MUSIC e também vê-se que um dos ângulos não foi capturado.

Para os mesmos ângulos da Tabela I gerou-se os valores das direções de chegada utilizando-se do algoritmo ESPRIT, comparando resultados do algoritmo implementado neste trabalho (ESPRIT_1) e daquele disponível entre as ferramentas do MATLAB (ESPRIT_ML) [1].

Os resultados são mostrados nas Tabelas A.3 e A.4, respectivamente para o ESPRIT_1 e para o ESPRIT_ML.

DOA (Graus)	Resultados Esprit_1 (Graus)
0	2,2777
15	15,7448
30	28,2675
87.5	-4,8482
315 (-45)	-41,9435
275 (-85)	-77,3527

Tabela A.3 – Resultados ESPRIT_1

DOA (Graus)	Resultados ESPRIT_ML (Graus)
0	-0,1087
15	15,5462
30	30,3402
87,5	81,6991
315 (-45)	-45,8700
275 (-85)	-54,3281

Tabela A.4 – Resultados do ESPRIT_ML

Observando as Tabelas A.3 e A.4, pode-se verificar que existe uma diferença entre valores capturados pelas duas implementações. A diferença básica entre as implementações se dá na maneira de cálculo da matriz de autocorrelação, pois o MATLAB utiliza decomposição de valor singular (SVD) e o ESPRIT_1 utiliza o método descrito em [59]. Em **negrito** salientam-se os erros na captura da direção do ângulo de chegada.

BIBLIOGRAFIA

- [1] – ENGE, P. MISRA, P. Technology on global positioning system. **Proceedings of the IEEE**, New York, v.87, n.1, Jan. 1999. p.3-15.
- [2] – PARKINSON, B.W. ; SPILKER, J. **Global positioning system: theory and applications**. In: PROGRESS IN ASTRONAUTICS AND AERONAUTICS. Washington: AIAA, 1996. v.163, Part 1, 793p.
- [3] – CONLEY, R. Establishing next-generation GPS performance standards. In: INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, 13, 2000, Salt Lake City. **Proceedings of the international technical meeting of the satellite division of the institute of navigation Salt Lake City: Institute of Navigation, 2000.**
- [4] – KAPLAN, E. D. **Understanding GPS: pinciples and aplications**. Boston: Arrech House, 1996. 554p. (Artech House Mobile Communications Series).
- [5] - LEICK, A . **GPS satellite surveying**. New York: John Wiley, 1995. 560p.
- [6] - HOFFMANN-WELLENHOF, B.; LICHTENEGGER, H.; COLLINS J. **Global positioning system: theory and practice**. 3.ed. New York: Springer-Verlag, 1994. 355p.
- [7] LEITE, N. P. O . **Sistema de trajetografia GPS diferencial/inercial**. São José dos Campos: CTA/ITA, 1997. Tese (Mestrado) – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, Centro Técnico Aeroespacial, 1997. 201p.
- [8] – RAPPAPORT, T. S. **Wireless communications : principles and practice**. New York: Prentice Hall, 1996. 641p.

[9] - MONICO, J.F.G. **Posicionamento pelo NAVSTAR-GPS: descrição, fundamentos e aplicações**. São Paulo: UNESP, 2000. 287p.

[10] – SICKLE, J.V. GPS for land surveyors. Chelsea: Ann Arbor Press, 1996. 209p.

[11] –TURNER, D. ; SHAW, M. ; SANDHOO, K. Modernization of the global positioning system. In: UN/USA WORKSHOP ON USE AND APPLICATIONS OF GNSS. **Proceedings of the UN/USA Workshop on Use and Applications of GNSS Santiago, Chile, 2000.**

[12] – POLISHUK, G. ; KULIK S. REVNIVYKH, S. Status and development of glonass. In: UN/USA WORKSHOP ON USE AND APPLICATIONS OF GNSS. **Proceedings of the UN/USA Workshop on Use and Applications of GNSS Santiago, Chile, 2000.**

[13] – PINKER, A. ; SMITH, C. GALILEO. It turns! IEEE 2000 (id: 0-7803-5872-4/00)

[14] – SALABERT, F. Status and development of Galileo. In: UN/USA WORKSHOP ON USE AND APPLICATIONS OF GNSS. **Proceedings of the UN/USA Workshop on Use and Applications of GNSS Santiago, Chile, 2000.**

[15] – YACOUB, M. D. **Foundations of mobile radio engineering** . Boca Raton: CRC Press, 1993. 481p.

[16] – PROAKIS, J. G. **Digital communications**. 3.ed. New York: Mcgraw Hill, 1995. 928p. (McGraw Hill Series in Electrical Engineering. Communications and Signal Processing).

[17] – MIRANDA, M. D. **Um estudo preliminar sobre o GPS**. Brasília: CNPq/RHAE, 1999. Projeto: proc.610062/99-9 (Relatório Técnico Parcial).

[18] – JORGENSEN, P. S. An assessment of ionospheric effects on the user navigation. **Journal of the Institute of Navigation**, London, v. 36, n.2, Summer 1989.

[19] – DAVARIAN, F. Channel simulation to facilitate mobile-satellite communications research. *IEEE Transactions on Communications*, New York, v. COM –35, n.1, Jan. 1987, p. 47-56.

[20] – JAMALIPOUR, A. **Low earth orbital satellite for personal communication networks**. Boston: Artech House, 1998. 273p.

[21] LEE, H.W.; MENG T.H. A low power GPS receiver architecture, **Proceedings. of Globecomm 99**, Rio de Janeiro, Brazil, September 1999.

[22] - BRAASCH, M. A. A signal model for GPS. *Journal of the Institute of Navigation*, vol. 37, n. 4 , 1990-1991.

[23] HAYKIN, S. editor. **Unsupervised adaptive filtering**, vols: 1-2; John Wiley and Sons Inc, USA, 2000.

[24] - FURLAN, B. M. **Projeto do gerador de sinais GPS – GSGPS – módulos: 1 - geometria da constelação GPS, 2 – interface com o usuário**. Brasília: CNPq/RHAE, 2002. Projeto:proc.610062/99-9 (Relatório Técnico Final).

[25] - SILVA Jr, E.C.D. **Análise do Receptor GPS ARCHITECT**. São José dos Campos: CTA/ITA, 2001. 145p. (Trabalho de Graduação) (CTA/ITA-IEE/TC-001/2001).

[26] – JAMES, J. R., HALL, P.S. **Handbook of Microstrip Antennas**, vol.1 e 2 , Peter Peregrinus Ltda, 1989.

[27] – JOHNSON, R. C. ; JASIK, H. **Antenna Engineering Handbook**, MacGraw Hill book Company, N. York, 1984.

- [28] – COMPTON, Jr, R. T. **Adaptive antennas**. New Jersey: Prentice Hall, 1998. 446p.
- [29] – JUNQUEIRA, C.;RIBEIRO, M.V.; ROMANO, J.M.T. ; LIMA, C.; DESTRO-FILHO, J.B A hybrid algorithm solution for GPS antenna array. **Proceedings of the International Symposium on Kinematic Systems in Geodesy, Geomatics and Navigation**, KIS 2001, Banff, Canadá June 2001.
- [30] – LEIMER, D.; KOHLI, S. Receiver phase-noise mitigation. **Proceedings of the 11TH International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation**, ION GPS 98: 627:632. Nashville: Institute of Navigation, Sep. 1998.
- [31] – SENNOT, J. Receiver architectures for improved carrier phase tracking in attenuation, blockage and interference. **GPS Solutions** , v. 3, n. 2, p.40-47, 1999.
- [32] – WARD, P.W. Performance comparisons between FLL, PLL and a novel FLL-assisted-PLL carrier tracking loop under RF interference conditions. **Proceedings of the 11TH International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation**, ION GPS 98: 783:795. Nashville: Institute of Navigation, Sep. 1998.
- [33] – HAYKIN, S. **Adaptive filter theory**. 3ed. New Jersey: Prentice Hall, 1996 . 989p.
- [34] – MOZINGO, R. ; MILLER, T. **Introduction to adaptive arrays**. Fullerton: John Willey , 1980 . 543p.
- [35] – APPLEBAUM, S. Adaptive arrays. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, New York, v. AP-24, n. 5, Sep. 1976.
- [36] – PRATT, A R. Multiple antenna GPS – a technology ripe for development., **Proceedings of the 13TH International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation** ION GPS2000.

[37] - BROWN A.; MORLEY D. Test results of a 7 element small controlled reception pattern antenna., **Proceedings of the 14TH International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation** Proceedings of Institute of Navigation, ION GPS2001.

[38] – WILLIAMS, D. et al. Four element adaptive array evaluation for united states navy airborne applications. **Proceedings of the 13TH International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation**, ION GPS2000.

[39] - LIMA FILHO, J.I. **Programa de simulação do sinal GPS**. São José dos Campos: CTA/ITA, 1997. 56p. (Trabalho de Graduação) (ITA-IEE/TG-013/97).

[40] ABRAMOVICH, Y. ; DEMEURE, C.; Experimental verification of a generalized multivariate propagation model for ionospheric HF signals, **Proc. of EUSIPCO'96**, Tireste, Italy, September 1996.

[41] – KOHL, M. ; JONDRAI, F. Simulation of land mobile satcom links using different orbits and modulation modes, **Proc. of EUSIPCO'96**, pp1985-1988, Rhodes, Greece, September 1996.

[42] - SUH ,S.Y. ; STUTZMAN, W.L.; A land mobile satellite communications propagation simulator, **Space Communications** 15, 33-53, 1998.

[43] – VATALARO, F. ; MAZENGA, F.; Statistical channel modelling and performance evaluation in satellite personal communications, **International Journal of Satellite Communication.**, 16, 249 – 255, 1998.

[44] – CAMARGO, P.O; MONICO, J. F. G. ; FERREIRA,L.D Application of ionospheric correction in the equatorial region for L1 GPS users, **Earth Planets Space**, 52, 1083-1089, 2000.

[45] – CAMARGO, P.O; MONICO, J.F.G.; MATSUOKA M. T. Analysis of the ionosphere regional model (Mod_Ion) during the period of maximum solar activity: a case study in Brazil, **Proceedings of the 14TH International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation ION GPS-2001**, Salt Lake City, September 11 – 14, 2001.

[46] - LEE, H.W. ; MENG, T.H. A low power GPS receiver architecture, **Proceedings of the Globecom'99**, Rio de Janeiro, Brazil, Sep. 1999.

[47] – JUNQUEIRA, C. ; DESTRO-FILHO, J. B.; ZANATA-FILHO; D.; LOIOLA, M; ROMANO, J. M. T. **Relatório de desenvolvimento do módulo do canal de comunicação GPS**. São José dos Campos: CTA/IAE, 2002. (relatório técnico) (RT 003/AEL/2002).

[48] – ALTMAN, F. J.; SICHAK, W. A Simplified diversity communication system for behind-the horizon links. **IRE Transactions on Communications Systems**, New York, v. CS-4, p. 50-55, Mar.1956.

[49] - HANSEN, R.C. Active and adaptive antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, New York, v. AP-12, n. 2, Mar. 1964.

[50] - ISHIDE, A. ; COMPTON Jr, T. T. On grating nulls in adaptive arrays. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. New York, v. AP-28, n. 4 , Jul. 1980.

[51]- LITVA, J. ; YEUNG LO, T. **Digital beamforming in wireless communications**. Norwood: Artech House, 1996. 301p.

[52] - FROST III, O. L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. **Proceedings of the IEEE**, New York, vol. 60, p. 926-935, Aug. 1972.

- [53] - RESENDE, L. S.; ROMANO, J. M. T.; BELLENGER, M. G. A fast least-squares algorithm for linearly constrained adaptive filtering. **IEEE Transactions on Signal Processing**, New York, v. 44, n.5, p.1168-1174, May 1996.
- [54] – BALANIS, C.A. **Antenna theory analysis and design**. New York: Harper & Row, 1982. 790p.
- [55] - KRAUSS, J. D. **Antenas**. Rio de Janeiro: Editora Guanabara Dois, 1993. 516p.
- [56] – HANSEN, R.C. **Microwave scanning antennas**. New York: Academic Press , 1966. 3v. 422p.
- [57] – GAREIN, N. ; BROWN, A. Modular GPS software radio architecture . In: ION GPS, 2001, Salt Lake City. **Proceedings.of the 14TH International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation** Salt Lake City: ION, 2001.
- [58] – TREICHELER, J., AGEE B. New approach to multipath correction of constant modulus signals. **IEEE Transactions on Acoust., Speech and Signal Processing**, New York, v. ASSP –31, n.2, p.459-472, Ap. 1983.
- [59] – LIBETTI Jr., J.; RAPPAPORT, T.S. **Smart antennas for wireless communications: IS-95 and thrid generation CDMA applications**. New Jersey: Prentice Hall, 1999. 374p.
- [60] - PILLAI, S.U. **Array signal processing**. New York: Springer-Verlag, 1989. 221p.
- [61] - RESENDE, L. S. **Algoritmos de mínimos quadrados para processamento espacial/ temporal com restrições lineares: aplicação em antenas adaptativas**. Campinas: FEEC, UNICAMP, 1996. Tese (Doutorado) – Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, 1996. 124p.

[62] ALLEN, J. L.; On surface-wave coupling between elements of large arrays. **IEEE Transaction of Antennas and Propagation**, vol. AP-13, p. 638-639, July 1965.

[63] – ROCHA, C. A. F. **Técnicas preditivas para equalização autodata**. Campinas: FEEC, UNICAMP, 1996. Tese (Doutorado) – Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, 1996. 202p.

[64] – HAYKIN, S. **Blind deconvolution**. New Jersey: Prentice Hall, 1994. 289p.

[65] GODARD, D. N. Self-recovering equalization and carrier tracking in two- dimensional data communication systems. **IEEE Transactions on Communications**, New York, v. COM 28, n. 11, p. 1867-1875, Nov. 1980.

[66] – NEVES, A. O. **Uma abordagem unificada para algoritmos de equalização autodata**. Campinas: FEEC, UNICAMP, 2001. Tese (Mestrado) – Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, 2001. 119p.

[67] - CAVALCANTI, *F. R.* **Antenas inteligentes e processamento espaço-temporal para sistemas de comunicação sem fio**. Campinas: FEEC, UNICAMP, 1999. Tese (Doutorado) – Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, 1999. 256p.

[68] – HAYKIN, S. **Neural networks: a comprehensive foundation**. New Jersey: Prentice Hall, 1994 696p.

[69] –ORFANIDIS, S. J. **Optimum signal processing**. Mc Graw-Hill,1988 590p.

[70] – JUNQUEIRA, C.; RIBEIRO, M.V.; DESTRO-FILHO, J. B.; ROMANO, J.M.T. Uma solução adaptativa combinada aplicada ao cancelamento de sinais interferentes na recepção GPS. **Anais do 19º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBRT 2001**. Fortaleza, Set. 2001.

[71] – JUNQUEIRA, C.; DESTRO-FILHO, J. B.; ROMANO, A.; ROMANO, J.M.T. A joint blind-neural approach for adaptive antenna array in GPS interference mitigation. **Proceedings of the International Telecommunication Symposium, ITS 2002**. Natal, Brazil, Sept. 2002.

[72] – JUNQUEIRA, C.; ZANATTA-FILHO, D.; DESTRO-FILHO, J. B.; LOIOLA, M.; ROMANO, J.M.T. A GPS simulator for analysis of channel Impairments in practical scenarios. **Proceedings of the International Telecommunication Symposium, ITS 2002**. Natal, Brazil, Sept. 2002.

[73] – DRABOWITCH, S. ; PAPIERNIK, A. ; GRIFFITHS, H. ; ENCINAS, J. AND SMITH, B.L. **Modern antennas** London: Chapman & Hall, 1998. 631p.

[73] - SCHIMIDT, R. O. Multiple emitter location and signal parameter estimation. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, New York, v. AP-34, n.3,1996.

[74] – ROY, R.; KAILATH, T. Esprit-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing**. New York, v. 37, p. 984-995, Jul. 1986.

[75] – JUNQUEIRA, C.;RIBEIRO, M.V.; ROMANO, J.M.T. Adaptive techniques for GPS system enhancement. **Proceedings of the 13TH International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation**, ION GPS 2000: 2477:2484. Salt Lake City: Institute of Navigation, Sep. 2000.

[76] – BROWN, A.; TSENG, H.; KURTZ, R. Test results of digital beamforming GPS receiver for mobile applications. **Proceedings of the National Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation**, ION NTM 2000: 691:697. Anaheim: Institute of Navigation, Jan. 2000.