



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
UNIDADE ACADÊMICA DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Dissertação de mestrado

Controle de Interferências Intencionais em Sinais GPS usando a Análise em Componentes Independentes

Pedro Luis Araújo Silva

Campina Grande - PB
julho de 2015

Pedro Luis Araújo Silva

Controle de interferências intencionais em sinais GPS usando a Análise em Componentes Independentes

Dissertação submetida ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração:
Processamento da Informação

Linha de pesquisa:
Eletrônica e Telecomunicações

Orientador:
Prof. Dr. Glauco Fontgalland

Campina Grande – PB
julho de 2015

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

S586c

Silva, Pedro Luis Araújo.

Controle de interferências intencionais em sinais GPS usando a análise em componentes independentes / Pedro Luis Araújo Silva. – Campina Grande, 2015.

160 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2015.

"Orientação: Prof. Dr. Glauco Fontgalland".

Referências.

1. GPS.
2. *Jammers*.
3. ICA.
4. Interferências Intencionais.
5. *Jamming*.
6. FastICA. I. Fontgalland. II. Título.

CDU 623.643(043)

**"CONTROLE DE INTERFERÊNCIAS INTENCIONAIS EM SINAIS GPS USANDO A
ANÁLISE EM COMPONENTES INDEPENDENTES a Análise em Componentes
Independentes"**

PEDRO LUIS ARAÚJO SILVA

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 07/08/2015



**GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG
Orientador(a)**



**MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR, Ph.D., UFCG
Examinador(a)**



**EDMAR CANDEIA GURJAO, D.Sc., UFCG
Examinador(a)**



**PAULO IXTÂNIO FERREIRA LEITE, D.Sc., IFPB
Examinador(a)**

CAMPINA GRANDE - PB

Dedico este trabalho à minha esposa, Clivânia Ramos de Brito Araújo, por todo amor que a tenho, pelo seu companheirismo e por me dar força para seguir sempre adiante.

AGRADECIMENTOS

A Deus pela grande oportunidade que é a vida, pela minha saúde e de meus familiares, pela paz em que vivemos, e por me conceder o privilégio de me realizar a cada dia, tanto no âmbito pessoal quanto profissional.

Aos meus pais, Antônio Luis da Silva e Mauricéa Araújo Silva, por terem me dado origem, por sempre me indicarem o caminho do conhecimento como forma de buscar sucesso na vida, nunca esquecendo a honestidade e a humildade.

A minha esposa, Clivânia Ramos de Brito Araújo, que concede o prazer de sua presença há nove anos em minha vida, e que tem edificado a cada dia a base forte do nosso amor.

Ao meu orientador, Prof. Glauco Fontgalland, e ao Prof. Edmar Candeia Gurjão, que foram grandes mestres desde a graduação, pela paciência comigo e por me darem a oportunidade de seu convívio e de escutar suas sábias indicações.

Também agradeço a todos os colegas que conheci durante ou ainda antes do Mestrado, como os caros Pedro Henrique Venske da Rocha, Cláudio Pereira da Costa, Paulo Ixtânio Leite Ferreira, entre outros.

Por fim, agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – CAPES pelo auxílio financeiro fornecido ao longo do curso.

“Sonhar o sonho impossível,
Sofrer a angústia implacável,
Pisar onde os bravos não ousam,
Reparar o mal irreparável,
Amar um amor casto à distância,
Enfrentar o inimigo invencível,
Tentar quando as forças se esvaem,
Alcançar a estrela inatingível:
Essa é a minha busca.”

Dom Quixote de La Mancha (Miguel de Cervantes Saavedra)

RESUMO

O Sistema de Posicionamento Global (GPS) está presente em uma diversidade de aparelhos e é utilizado como referência para vários outros sistemas de bases de tempo, assim como de outras grandezas físicas como altitude, latitude e longitude. Existem equipamentos que intencionalmente geram interferência, conhecidos por seu nome em inglês, *jammers*, que degradam a recepção dos sinais GPS pela sobreposição de um sinal geralmente na mesma frequência e com uma potência maior que o sinal GPS recebido, dificultando a sincronização dos receptores com os satélites do sistema ou fazendo com que ela não seja possível, impossibilitando assim o seu uso. A análise em componentes independentes (ICA, do inglês, *Independent Component Analysis*) é proposta para ser utilizada como forma de separar essas interferências intencionais (*jamming*) dos sinais GPS. Via simulação computacional, usando o algoritmo FastICA, foi mostrado que é possível separar o sinal GPS do *jamming*.

Palavras-chave: GPS, *jammers*, ICA, interferências intencionais, *jamming*, FastICA.

ABSTRACT

The Global Positioning System (GPS) is present in a variety of devices and it is used as reference for several other time base systems, as well as other physical quantities such as altitude, latitude and longitude. There are devices that intentionally generate interference, known by jammers, which degrade the reception of GPS signals by overlapping a signal usually in the same frequency and with a larger power than the GPS received signal, difficulting the synchronization of receivers with system satellites or causing it be not possible, thereby precluding its use. The Independent Component Analysis (ICA) is proposed to be used as a way to separate the intentional interference (*jamming*) of GPS signals. Via computer simulation using the algorithm FastICA, it was shown that it is possible to separate the GPS *jamming* signal.

Keywords: GPS, jammers, ICA, intentional interference, *jamming*, FastICA.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Raio com as possíveis localizações do receptor.	34
Figura 2 - Ambiguidade na determinação da posição do receptor.....	34
Figura 3 - Posição estimada por triangulação do receptor.	35
Figura 4 - Pseudodistâncias entre o receptor e quatro satélites visíveis.....	36
Figura 5 - Constelação formada pelos satélites GPS [14].	37
Figura 6 - Distribuição orbital dos satélites GPS operacionais.	37
Figura 7 - Diagrama de blocos para a geração dos sinais GPS [12].	40
Figura 8 - Espectro do sinal do código C/A [12].	41
Figura 9 - Faixa de frequência detalhada do GPS.....	41
Figura 10 - Estrutura de um quadro de mensagem de navegação GPS.	43
Figura 11 - Composição da estrutura do sinal GPS [13].....	45
Figura 12 - Localização das estações de controle do GPS [14].	46
Figura 13 - Fluxo de dados entre as estações de monitoramento do GPS [1].	47
Figura 14 - Diagrama de blocos de um receptor GPS clássico.	48
Figura 15 - Precisão do posicionamento com GPS antes e após a desativação da SA [13].....	51
Figura 16 - GPS diferencial [13].	52
Figura 17 - Estrutura básica de um sistema de GPS assistido.	53
Figura 18 - Fatores PDOP (bom à esquerda e ruim à direita) [19].....	60
Figura 19 - Concentração de elétrons na atmosfera [1].....	61
Figura 20 - Erros devido à refração troposférica em função do ângulo de elevação [25].	62
Figura 21 - Exemplo de multipercurso ou multicaminho representado pela reflexão do sinal em edificações e veículos [13].	63
Figura 22 - Faixa de frequência detalhada do GPS.....	65
Figura 23 - Sub-harmônicos de TV interferentes [27].	67
Figura 24 - Harmônicos de VHF COM interferentes [27].	70
Figura 25 - Harmônicos de FM interferentes [27].	72
Figura 26 - Potência de interferência x relação sinal-ruído [27].	73
Figura 27 - Harmônicos de radioamadores interferentes [27].	74
Figura 28 - Variação da precisão das pseudodistâncias em função de SNR_0 [28]. ...	75

Figura 29 - Degradação da SNR devido à interferência [28].	76
Figura 30 - Potência emitida pelo <i>jammer</i> x distância de interferência [27].	78
Figura 31 - Espectro do sinal GPS com 320.000 amostras.	104
Figura 32 – Espectro do sinal interferente utilizado (<i>chirp</i>).	106
Figura 33 - Interface gráfica do pacote FastICA para MATLAB.	107
Figura 34 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo pow3 na FastICA.	109
Figura 35 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo pow3 na FastICA.	110
Figura 36 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo pow3 na FastICA.	110
Figura 37 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo pow3 na FastICA.	111
Figura 38 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo tanh na FastICA.	112
Figura 39 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo tanh na FastICA.	112
Figura 40 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo tanh na FastICA.	113
Figura 41 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo tanh na FastICA.	113
Figura 42 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo gauss na FastICA.	114

Figura 43 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo gauss na FastICA.....	115
Figura 44 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo gauss na FastICA.....	115
Figura 45 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo gauss na FastICA.....	116
Figura 46 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo skew na FastICA.....	117
Figura 47 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo skew na FastICA.....	118
Figura 48 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo skew na FastICA.....	118
Figura 49 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo skew na FastICA.....	119
Figura 50 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo pow3 na FastICA.....	120
Figura 51 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo pow3 na FastICA.....	120
Figura 52 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo pow3 na FastICA.....	121
Figura 53 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo pow3 na FastICA.....	121

Figura 54 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo tanh na FastICA.	122
Figura 55 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo tanh na FastICA.	123
Figura 56 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo tanh na FastICA.	123
Figura 57 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo tanh na FastICA.	124
Figura 58 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo gauss na FastICA.	125
Figura 59 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo gauss na FastICA.	125
Figura 60 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo gauss na FastICA.	126
Figura 61 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo gauss na FastICA.	126
Figura 62 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo skew na FastICA.	128
Figura 63 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo skew na FastICA.	128
Figura 64 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo skew na FastICA.	129

Figura 65 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo skew na FastICA.	129
Figura 66 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo pow3 na FastICA.	131
Figura 67 - Sinais GPS, misturado ao <i>jamming</i> e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo pow3 na FastICA.	131
Figura 68 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo pow3 na FastICA.	132
Figura 69 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo tanh na FastICA.	133
Figura 70 - Sinais GPS, misturado ao <i>jamming</i> e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo tanh na FastICA.	133
Figura 71 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo tanh na FastICA.	134
Figura 72 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo gauss na FastICA.	135
Figura 73 - Sinais GPS, misturado ao <i>jamming</i> e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo gauss na FastICA.	135
Figura 74 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo gauss na FastICA.	136
Figura 75 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo skew na FastICA.	137
Figura 76 - Sinais GPS, misturado ao <i>jamming</i> e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo skew na FastICA.	137
Figura 77 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo skew na FastICA.	138
Figura 78 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo pow3 na FastICA.	139
Figura 79 - Sinais GPS, misturado ao <i>jamming</i> e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo pow3 na FastICA.	139
Figura 80 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo pow3 na FastICA.	140

Figura 81 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo tanh na FastICA.	141
Figura 82 - Sinais GPS, misturado ao <i>jamming</i> e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo tanh na FastICA.....	141
Figura 83 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo tanh na FastICA.....	142
Figura 84 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo gauss na FastICA.....	143
Figura 85 - Sinais GPS, misturado ao <i>jamming</i> e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo gauss na FastICA.....	143
Figura 86 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo gauss na FastICA.....	144
Figura 87 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo skew na FastICA.	145
Figura 88 - Sinais GPS, misturado ao <i>jamming</i> e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo skew na FastICA.	145
Figura 89 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo skew na FastICA.	146

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros da constelação de satélites GPS.	33
Tabela 2 - Satélites GPS operacionais por bloco.	38
Tabela 3 - Resumo das características dos sinais GPS.	44
Tabela 4 - Alguns tipos de interferências e suas fontes mais comuns [23].	57
Tabela 5 - Sub-harmônicos que interferem na portadora L1 do GPS.	66
Tabela 6 - Canais de TV VHF e UHF.	67
Tabela 7 - Distância de interferência x EIRP.	68
Tabela 8 - Isolação mínima para $\sigma = 14$ dB.	71
Tabela 9 - Distância de interferência para $\sigma = 14$ dB.	71
Tabela 10 - Harmônicos de FM prejudiciais ao GPS.	72
Tabela 11 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo pow3 na FastICA.	109
Tabela 12 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo tanh na FastICA.	111
Tabela 13 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo gauss na FastICA.	114
Tabela 14 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo skew na FastICA.	116
Tabela 15 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização simétrica e função custo pow3 na FastICA.	119
Tabela 16 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização simétrica e função custo tanh na FastICA.	122
Tabela 17 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização simétrica e função custo gauss na FastICA.	124

Tabela 18 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização simétrica e função custo skew na FastICA.	127
Tabela 19 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo pow3 na FastICA.	130
Tabela 20 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo tanh na FastICA.	132
Tabela 21 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo gauss na FastICA.	134
Tabela 22 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo skew na FastICA.	136
Tabela 23 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização simétrica e função custo pow3 na FastICA.	138
Tabela 24 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização simétrica e função custo tanh na FastICA.	140
Tabela 25 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização simétrica e função custo gauss na FastICA.	142
Tabela 26 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização simétrica e função custo skew na FastICA.	144
Tabela 27 - Resumo dos valores do coeficiente de correlação obtidos após a aplicação da FastICA.	147
Tabela 28 - Resumo dos valores de coeficiente de correlação obtidos após a demodulação dos sinais.	148

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AAF	<i>American Air Force</i> (Força Aérea Americana)
AFSCN	<i>Air Force Satellite Control Network</i> (Rede de Controle de Satélites da Força Aérea)
A-GPS	<i>Assisted Global Positioning System</i> (Sistema de Posicionamento Global Assistido)
AM	<i>Amplitude Modulation</i> (Modulação em Amplitude)
Anatel	Agência Nacional de Telecomunicações
ATC	<i>Air Traffic Control</i> (Controle de Tráfego Aéreo)
BER	<i>Bit Error Rate</i> (Taxa de Erro de Bit)
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> (Deslocamento de Fase Binária)
BSS	<i>Blind Source Separation</i> (Separação Cega de Fontes)
C/A	<i>Coarse Acquisition code</i> (Código de Aquisição Inferior)
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i> (Acesso Múltiplo por Divisão de Código)
COCORA	<i>The Fifth International Conference on Advances in Cognitive Radio</i>
CW	<i>Continuous Wave</i> (Onda Contínua)
DC	<i>Direct Current</i> (Corrente Contínua)
DGPS	<i>Differential Global Positioning System</i> (Sistema de Posicionamento Global Diferencial)
DoD	<i>Department of Defense</i> (Departamento de Defesa)
DOP	<i>Dilution Of Precision</i> (Diluição de Precisão)
DORIS	<i>Doppler Orbitography and Radio-positioning Integrated by Satellite</i> (Orbitografia Doppler e Radioposicionamento Integrado por Satélite)
EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i> (Potência Efetiva Irradiada Isotropicamente)
EUA	Estados Unidos da América
FastICA	<i>Fast Independent Component Analysis</i> (Análise em Componentes Independentes Rápida)

FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
FM	<i>Frequency Modulation</i> (Modulação em Frequência)
GA	<i>Ground Antenna</i> (Antena Terrestre)
GDOP	<i>Geometrical Dilution Of Precision</i> (Diluição de Precisão Geométrica)
GLONASS	<i>Global'naya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema</i> (Sistema Global de Navegação por Satélite)
GNSS	<i>Global Navigation Satellite System</i> (Sistema Global de Navegação por Satélite)
GPL	<i>General Public License</i> (Licença Pública Geral)
GPS	<i>Global Positioning System</i> (Sistema de Posicionamento Global)
HDOP	<i>Horizontal Dilution Of Precision</i> (Diluição de Precisão Horizontal)
HSPA	<i>High Speed Packet Access</i> (Rede de Acesso de Pacotes de Alta Velocidade)
IARIA	<i>International Academy, Research and Industry Association</i>
IBGE	Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística
ICA	<i>Independent Component Analysis</i> (Análise em Componentes Independentes)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFPB	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba
IGS	<i>International GNSS Service</i> (Serviço de GNSS Internacional)
IMOC	<i>International Microwave and Optoelectronics Conference</i>
IRNSS	<i>Indian Regional Navigation Satellite System</i> (Sistema de Navegação por Satélite Regional Indiano)
LMS	<i>Least Mean Square</i> (Média Quadrática Mínima)
LTE	<i>Long Term Evolution</i> (Evolução de Longo Prazo)
MATLAB	<i>MATrix LABoratory</i> (Laboratório de Matrizes)
MCS	<i>Master Control Station</i> (Estação de Controle Principal)
MS	<i>Monitor Station</i> (Estação de Monitoramento)
NAVDATA	<i>Navigation Data</i> (Dados de Navegação)
NAVSTAR	<i>Navigation Satellite with Time and Ranging</i> (Navegação por Satélite com Tempo e Posição)
NB	<i>NarrowBand</i> (Faixa estreita)

NGA	<i>National Geospatial-Intelligence Agency</i> (Agência Nacional de Informação Geoespacial)
NLMS	<i>Normalized Least Mean Square</i> (Média Quadrática Mínima Normalizada)
P	<i>Precision ou Protected code</i> (Código Protegido ou Preciso)
PDOP	<i>Position Dilution of Precision</i> (Diluição de Precisão da Posição)
PM	<i>Phase Modulation</i> (Modulação em Fase)
PRN	<i>Pseudo Random Noise</i> (Ruído Pseudo-Aleatório)
QZSS	<i>Quasi-Zenith Satellite System</i> (Sistema de Navegação por Satélite Quasi-Zenith)
RBMC	Rede Brasileira de Monitoramento Contínuo
RF	Radiofrequência
RWW	<i>Radio Wireless Week</i>
SA	<i>Selective Availability</i> (Disponibilidade Seletiva)
SBMO	Sociedade Brasileira de Micro-ondas e Optoeletrônica
SIG	Sistema de Informação Geográfica
SM-NLMS	<i>Set-Membership Normalized Least Mean Square</i> (Conjunto de Membros de Média Quadrática Mínima Normalizada)
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> (Relação Sinal/Ruído)
STFT	<i>Short-Time Fourier Transform</i> (Transformada de Fourier de Tempo Curto)
SVID	<i>Space Vehicle Identification</i> (Identificação de Veículo Espacial)
SVN	<i>Space Vehicle Number</i> (Número de Veículo Espacial)
TDOP	<i>Time Dilution Of Precision</i> (Diluição de Precisão de Tempo)
TEC	<i>Total of Electron Contents</i> (Conteúdo Total de Elétrons)
TFD	<i>Time-Frequency Distribution</i> (Distribuição Tempo-Frequência)
TV	Televisão
UFMG	Universidade Federal de Campina Grande
UHF	<i>Ultra High Frequency</i> (Frequência extremamente alta)
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i> (Sistema Universal de Telecomunicações Móveis)
USRP	<i>Universal Software Radio Peripheral</i> (Periférico Universal de Rádio via Software)

VDOP	<i>Vertical Dilution Of Precision</i> (Diluição de Precisão Vertical)
VHF	<i>Very High Frequency</i> (Frequência Muito Alta)
VHFCOM	<i>Very High Frequency Communication</i> (Comunicação em Frequência Muito Alta)
WB	<i>WideBand</i> (Banda Larga)
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i> (Rede sem Fio)

LISTA DE SÍMBOLOS

km	Quilômetro
h	Hora
°	Grau
MHz	Mega hertz
f_0	Frequência fundamental do código P
μs	Micro segundo
ms	Mili segundo
dBm	Decibel mili watt
dB	Decibel
chip	Sequência de código que não contém dados
bit	Binary digit (dígito binário)
s	Segundo
Cs	Césio
Rb	Rubídio
$S_{L1}(t)$	Portadora L1 do GPS
t	Tempo
A_p	Amplitude do código P
$P_i(t)$	Sequência do código P do i -ésimo satélite
$D_i(t)$	Fluxo dos dados de navegação do i -ésimo satélite
sen	Função seno
ω_1	Frequência angular relativa à portadora L1 do GPS
A_c	Amplitude do código C/A
$C_i(t)$	Sequência do código C/A do i -ésimo satélite
cos	Função cosseno
PD_r^s	Pseudodistância entre o satélite e o receptor GPS
P_r^s	Distância geométrica entre o satélite e o receptor GPS
c	Velocidade da luz no vácuo
dt_r	Erro do relógio do receptor em relação ao tempo do GPS no instante t_r
dt^s	Erro do relógio do satélite em relação ao tempo do GPS no instante t^s

I_r^s	Erro devido à refração ionosférica
T_r^s	Erro devido à refração troposférica
dm_r^s	Erro devido ao multipercurso
$\varepsilon_{PD_r^s}$	Erro na medida da pseudodistância
$\phi_r^s(t)$	Fase observada, em ciclos
$\phi_r(t)$	Fase do sinal gerado no receptor no instante t
$\phi^s(t)$	Fase do sinal gerado no satélite no instante t
N_r^s	Ambiguidade da fase (ciclos inteiros entre as antenas T_x e R_x)
$\varepsilon_{\phi_r^s}$	Erro na fase da portadora
f	Frequência da portadora L1 do GPS
ρ_r^s	Termo dependente da distribuição geométrica entre o satélite e o receptor GPS
m	Metro
kHz	Kilo hertz
ε	Técnica <i>épsilon</i>
δ	Técnica <i>dither</i>
Hz	Hertz
el/m ³	Elétrons por metro cúbico
τ	Relação interferência/sinal
P_i^{tx}	Potência de interferência efetivamente transmitida
R_i	Rejeição de harmônicos no transmissor
log	Função logarítmica de base 10
π	Pi
d	Distância de interferência
λ	Comprimento de onda da portadora L1 do GPS
R	Rejeição fora da banda do GPS
S	Potência do sinal recebido
G_p	Ganho de processamento
dBW	decibel watt
σ	Relação sinal/interferência
D	Isolação entre as antenas do receptor GPS e do transmissor VHF/COM

N_T	Ruído térmico
F_b	Figura de ruído do receptor
N	Potência de ruído
N_0	Densidade de potência do ruído térmico
B_L	Largura de faixa do demodulador
SNR_0	Relação sinal/ruído normalizada em relação à largura de banda do demodulador
El	Ângulo de elevação
γ	Relação sinal/ruído
N_J	Densidade de potência do ruído interferente
SNR_{TH}	Relação sinal/ruído mínima exigida pelo receptor
P_{TH}	Potência mínima requerida para afetar um receptor
P_J	Potência do interferidor
G_J	Ganho da antena de transmissão do sinal interferente
G_r	Ganho da antena de recepção
P_{rx}	Potência recebida do sinal do satélite
M_J	Margem de segurança
L_{sys}	Perda no correlator
γ_{out}	Relação sinal/ruído requerida pelo demodulador para obtenção dos dados de navegação
η	Largura de faixa do sinal GPS transmitido
R_b	Taxa de transmissão dos dados de navegação
P_r	Potência recebida do sinal interferente
L	Perda no espaço livre
P_{tx}	Potência de transmissão do satélite
G_{tx}	Ganho da antena de transmissão do satélite
G_{rx}	Ganho da antena do receptor na direção do sinal do satélite
d_1	Distância entre o sistema interferidor e o receptor
d_2	Distância entre o satélite e o receptor.
n	Número de variáveis aleatórias
x_1	Primeira variável aleatória da mistura de sinais
x_n	n -ésima variável aleatória da mistura de sinais

x_i	i -ésima mistura
s_1	Primeiro sinal original
s_n	n -ésimo sinal original
a_{i1}	Coefficiente da i -ésima mistura, referente à variável s_1
a_{i2}	Coefficiente da i -ésima mistura, referente à variável s_2
s_2	Segundo sinal original
a_{in}	Coefficientes da i -ésima mistura, referente à n -ésima variável
i	Número de misturas
j	Número de sinais originais
a_{ij}	Coefficientes da i -ésima mistura, referente à j -ésima variável
s_j	j -ésimo sinal original
\mathbf{x}	Vetor de misturas
\mathbf{A}	Matriz de mistura
\mathbf{s}	Vetor de sinais originais
x_1	Variável aleatória
a_{11}	Coefficiente da matriz de mistura da posição $i = 1$ e $j = 1$
a_{12}	Coefficiente da matriz de mistura da posição $i = 1$ e $j = 2$
x_2	Variável aleatória
a_{21}	Coefficiente da matriz de mistura da posição $i = 2$ e $j = 1$
a_{22}	Coefficiente da matriz de mistura da posição $i = 2$ e $j = 2$
s_i	i -ésimo sinal original
\mathbf{W}	Matriz de separação
\mathbf{w}_i	Vetor linha da matriz de separação \mathbf{W}
\mathbf{W}^*	Aproximação da matriz de separação
\mathbf{y}	Vetor de componentes independentes
$\ \cdot\ $	Norma de um vetor
$E[\cdot]$	Valor esperado de uma variável aleatória
\exp	Função exponencial
α	Valor escalar
\mathbf{a}_i	Vetor coluna da matriz de mistura \mathbf{A}
\mathbf{P}	Matriz de permutação
\mathbf{P}^{-1}	Inversa da matriz de permutação \mathbf{P}

y_i	i -ésima componente independente
\mathbf{x}_c	Vetor de misturas centralizadas
\mathbf{A}^{-1}	Inversa da matriz de mistura \mathbf{A}
r_1	Variável aleatória
r_2	Variável aleatória
cov	Função de covariância
\mathbf{C}_y	Matriz de covariância do vetor \mathbf{y}
\mathbf{r}	Vetor de variáveis aleatórias
\mathbf{r}^t	Transposto do vetor de variáveis aleatórias \mathbf{r}
\mathbf{I}	Matriz identidade
\mathbf{z}	Vetor de variáveis aleatórias brancas
\mathbf{V}	Matriz de branqueamento
\mathbf{C}_x	Matriz de covariância do vetor de misturas \mathbf{x}
\mathbf{x}^t	Transposto do vetor de misturas \mathbf{x}
\mathbf{M}	Matriz ortogonal dos autovetores associados aos autovalores da matriz de covariância \mathbf{C}_x
\mathbf{D}	Matriz diagonal dos autovalores da matriz de covariância \mathbf{C}_x
\mathbf{A}'	Matriz de mistura ortogonal
\mathbf{A}'^{-1}	Inversa da matriz de mistura ortogonal \mathbf{A}'
x_m	m -ésima mistura
y_m	m -ésima componente independente
m	Número de misturas e de componentes independentes
\mathbf{b}	Vetor linha
\mathbf{q}	Vetor resultante do produto $\mathbf{b} \cdot \mathbf{A}$
q_i	i -ésimo termo do vetor \mathbf{q}
κ	Função curtose
H	Função entropia
Y	Variável aleatória
$\int [\cdot]$	Integral
$p_Y(\xi)$	Função densidade de probabilidade da variável aleatória Y
J	Função negentropia

Y_g	Variável aleatória gaussiana com a mesma matriz de correlação (covariância) que a variável Y
G_1	Função não-quadrática
G_2	Função não-quadrática
α_1	Constante positiva
α_2	Constante positiva
v	Variável aleatória gaussiana com média 0 e variância 1
G	Função não-quadrática
a_1	Constante, tal que $1 \leq a_1 \leq 2$
cosh	Função cosseno hiperbólico
\mathbf{w}	Vetor de coeficientes de separação
\mathbf{w}^*	Estimativa do vetor \mathbf{w} pelo algoritmo FastICA
g	Função não-quadrática
\mathbf{w}^t	Transposto do vetor de coeficientes de separação \mathbf{w}
g'	Derivada da função não-quadrática g
g_1	Função não-quadrática
tanh	Função tangente hiperbólica
g_2	Função não-quadrática
g_3	Função não-quadrática
g'_1	Derivada da função não-quadrática g_1
g'_2	Derivada da função não-quadrática g_2
g'_3	Derivada da função não-quadrática g_3
\mathbf{A}'^t	Transposta da matriz de mistura ortogonal \mathbf{A}'
\mathbf{w}_p	Versão ortogonalizada do vetor de coeficientes de separação \mathbf{w}
\mathbf{w}_p^t	Transposto do vetor de coeficientes de separação ortogonalizado \mathbf{w}_p
\mathbf{w}_j	Vetor de coeficientes de separação \mathbf{w} calculado na j -ésima iteração do algoritmo FastICA
p	Número de iterações do algoritmo FastICA
\mathbf{W}^t	Transposta da matriz de separação \mathbf{W}
f_1	Frequência inicial do sinal interferente <i>chirp</i>
f_2	Frequência final do sinal interferente <i>chirp</i>

f_i	Frequência instantânea do sinal interferente <i>chirp</i>
g_p	Função não-quadrática
g_t	Função não-quadrática
g_g	Função não-quadrática
g_s	Função não-quadrática
pow3	Função não-quadrática g_p
tanh	Função não-quadrática g_t
gauss	Função não-quadrática g_g
skew	Função não-quadrática g_s
I_{ini}	Sinal interferência inicial
I_{rec}	Sinal interferência recuperado pela ICA
G_{ini}	Sinal GPS inicial
G_{rec}	Sinal GPS recuperado pela ICA
GPS_{ini}	Sinal GPS puro inicial
GPS_{jam}	Mistura entre o sinal GPS e o <i>jamming</i>
GPS_{ICA}	Sinal GPS recuperado por meio da ICA

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	31
2	GLOBAL POSITIONING SYSTEM (GPS)	33
2.1	Princípio de navegação do sistema GPS	33
2.2	Estrutura do GPS	36
2.2.1	Segmento espacial	36
2.2.1.1	Visão geral	36
2.2.1.2	Características dos sinais GPS	38
2.2.1.2.1	Código C/A (Coarse Acquisition Code)	40
2.2.1.2.2	Código P (Precision ou Protected Code)	42
2.2.1.2.3	Mensagem de navegação (navdata)	43
2.2.2	Segmento de Controle	45
2.2.3	Segmento de usuário	47
2.2.3.1	Descrição dos receptores GPS	47
2.2.3.2	Classificação dos receptores	48
2.3	As observáveis do GPS	48
2.3.1	Pseudodistância	49
2.3.2	Fase da onda portadora	49
2.4	Disponibilidade seletiva no GPS	50
2.5	Differential GPS (DGPS)	51
2.6	Assisted GPS (A-GPS)	52
2.7	Conclusões do capítulo	54
3	INTERFERÊNCIAS NO GPS	56
3.1	Interferências não intencionais	57
3.1.1	Interferências provocadas por erros sistêmicos	58
3.1.1.1	Erros relacionados aos satélites	58
3.1.1.1.1	Erro no relógio dos satélites	58

3.1.1.1.2 Erros orbitais	58
3.1.1.1.3 Erros devidos à disponibilidade seletiva	59
3.1.1.1.4 Erros devidos à distribuição geométrica dos satélites	59
3.1.1.1.5 Erros devido à relatividade	60
3.1.1.1.6 Erros referentes ao atraso entre as duas portadoras no satélite ..	60
3.1.1.2 Erros relacionados com o meio de propagação	60
3.1.1.2.1 Erro devido à refração ionosférica	61
3.1.1.2.2 Erro devido à refração troposférica	62
3.1.1.2.3 Erro referente ao multipercurso	63
3.1.1.3 Erros relacionados com o receptor e a antena	64
3.1.1.3.1 Erro no relógio do receptor	64
3.1.1.3.2 Erro entre os canais	64
3.1.1.3.3 Erro no centro de fase da antena	65
3.1.2 Interferências causadas por outros sistemas	65
3.1.2.1 Interferências devido às emissões de harmônicos de TV	66
3.1.2.2 Interferências devido às emissões espúrias de harmônicos de VHF COM	69
3.1.2.2.1 Interferências causadas por transmissores de aeronaves (enlace aeronave-terra)	70
3.1.2.2.2 Interferências causadas por transmissores terrestres (enlace terra- aeronave).....	71
3.1.2.3 Interferências devido às emissões espúrias de harmônicos de FM	71
3.1.2.4 Interferências provocadas por radioamadores	73
3.2 Interferências intencionais (<i>jamming</i>).....	74
3.2.1 Algumas técnicas utilizadas para minimizar os efeitos das interferências intencionais	80
3.2.1.1 Filtragem adaptativa	80
3.2.1.2 Filtragem no domínio tempo-frequência	81

3.2.1.2.1 Transformada de Fourier de tempo curto	81
3.2.1.2.2 Bancos de filtros.....	82
3.2.1.2.3 Transformada wavelet.....	82
3.2.1.2.4 Processamento de subespaços	82
3.2.1.3 Antenas adaptativas	83
3.2.1.3.1 Null steering	83
3.2.1.3.2 Beamforming.....	83
3.3 Conclusões do capítulo.....	84
4 CONCEITOS DA TÉCNICA DE ANÁLISE EM COMPONENTES INDEPENDENTES	85
4.1 Modelo da ICA	85
4.2 Restrições na aplicação da ICA	87
4.3 Ambiguidades da ICA	87
4.4 Pré-processamento das amostras	88
4.4.1 Centralização.....	89
4.4.2 Branqueamento	89
4.5 Não-gaussianidade e independência	91
4.6 Medidas de não-gaussianidade	93
4.6.1 Curtose	93
4.6.2 Negentropia	94
4.7 Algoritmo FastICA.....	96
4.8 Calculando mais de uma componente independente.....	99
4.8.1 Ortogonalização deflacionária.....	99
4.8.2 Ortogonalização simétrica	100
4.9 Conclusões do capítulo.....	101
5 APLICAÇÃO DO MÉTODO NO CASO PROPOSTO	104
5.1 Sinal GPS	104

5.2 Sinal <i>chirp</i>	105
5.3 Separação de <i>jamming</i> usando a ICA.....	106
5.3.1 Ortogonalização deflacionária e função custo pow^3	108
5.3.2 Ortogonalização deflacionária e função custo \tanh	111
5.3.3 Ortogonalização deflacionária e função custo gauss	114
5.3.4 Ortogonalização deflacionária e função custo skew	116
5.3.5 Ortogonalização simétrica e função custo pow^3	119
5.3.6 Ortogonalização simétrica e função custo \tanh	122
5.3.7 Ortogonalização simétrica e função custo gauss	124
5.3.8 Ortogonalização simétrica e função custo skew	127
5.4 Demodulação dos sinais e comparação final	130
5.4.1 Ortogonalização deflacionária e função custo pow^3	130
5.4.2 Ortogonalização deflacionária e função custo \tanh	132
5.4.3 Ortogonalização deflacionária e função custo gauss	134
5.4.4 Ortogonalização deflacionária e função custo skew	136
5.4.5 Ortogonalização simétrica e função custo pow^3	138
5.4.6 Ortogonalização simétrica e função custo \tanh	140
5.4.7 Ortogonalização simétrica e função custo gauss	142
5.4.8 Ortogonalização simétrica e função custo skew	144
5.5 Conclusões do capítulo.....	146
5.5.1 Comparação entre os resultados esperados e os obtidos com a ICA	146
5.5.2 Comparação entre os resultados esperados e os obtidos com a demodulação	147
6 CONCLUSÕES.....	150
6.1 Propostas adicionais	152
6.2 Artigos científicos publicados	152
REFERÊNCIAS	154

1 INTRODUÇÃO

Os Sistemas Globais de Navegação por Satélite (GNSS¹) são baseados em constelações de satélites posicionados ao redor da Terra que permitem estimar a posição de um receptor em qualquer lugar do planeta. Entre esses sistemas destacam-se o *Doppler Orbitography and Radio Positioning Integrated by Satellite* (DORIS) [1], da França, o *Indian Regional Navigation Satellite System* (IRNSS) [2], da Índia; o *Quasi-Zenith Satellite System* (QZSS) [3], do Japão; o Compass ou Beidou [4], da China; o Galileo [5], da União Europeia; o *Global Navigation Satellite System* (GLONASS) [6], da Rússia; e o *Navigation Satellite with Time and Ranging – Global Positioning System* (NAVSTAR – GPS) [7], dos Estados Unidos.

O GPS ou NAVSTAR – GPS [7], como é oficialmente chamado, foi o primeiro GNSS a ser desenvolvido. Seu primeiro satélite foi lançado no final da década de 1970 pelo Departamento de Defesa dos Estados Unidos (DoD). Desde então seis gerações de satélites, também referidas como blocos, foram lançadas. Inicialmente desenvolvido para uso exclusivo das forças armadas norte-americanas, em 1983, teve sua utilização expandida para comercialização em aplicações civis.

A precisão, confiabilidade e viabilidade econômica para fabricação de receptores baratos, tornaram o sistema GPS bastante difundido em aplicações como receptores para automóveis, transportes, controle de máquinas, sistemas de informações geoespaciais, entre outras. Atualmente, o aparelho GPS é um dispositivo, assim como o telefone celular, muito útil no deslocamento em grandes cidades, localização de pessoas e objetos, e, evidentemente, no desenvolvimento de novos sistemas e na pesquisa.

O tema principal desta dissertação é a aplicação da técnica de análise em componentes independentes (ICA²) no combate às interferências intencionais³ aos sinais GPS, que podem levar a alterações na precisão das informações ou, simplesmente, torná-las indisponíveis [8].

No processo de aquisição do sinal GPS pelo receptor, se ele estiver na presença de um interferidor, a mistura dos dois sinais fontes será captada pela antena

¹ Do inglês, *Global Navigation Satellite System*.

² Do inglês, *Independent Component Analysis*.

³ Em inglês, *jamming*.

GPS [9]. Neste caso, pode-se utilizar a ICA, que é uma técnica de separação cega de fontes (BSS⁴), para estimar os sinais originais tendo somente a informação das suas misturas. O termo cega refere-se ao fato de que não se tem informação alguma acerca dos sinais originais, nem do processo de mistura que gerou os sinais captados.

O pressuposto básico da ICA é supor que as fontes originais são estatisticamente independentes e, com base nesse princípio, estimar as componentes de forma que estas sejam as mais independentes possíveis [10].

Isso é possível por meio da maximização da não-gaussianidade das misturas, com base no resultado do Teorema Central do Limite, o qual diz que a soma de duas variáveis aleatórias não-gaussianas possui distribuição mais próxima da gaussiana em relação as variáveis originais [11]. Dessa forma, pode-se separar tudo que não faça parte do sinal desejado (sinal GPS original), e assim eliminar as possíveis interferências.

Esse estudo é iniciado no Capítulo 2, no qual é feita uma abordagem sobre o sistema GPS, que engloba uma descrição dos três segmentos que o integram.

No Capítulo 3 são mostradas diversas fontes de interferência no sistema GPS. Primeiramente, são abordados os efeitos das interferências sistêmicas, bem como, os efeitos das interferências causadas por outros serviços. Em seguida, é feita uma análise sobre as interferências intencionais (*jamming*).

O Capítulo 4 é destinado à descrição da ferramenta estatística utilizada, a ICA, com o objetivo de avaliar os detalhes de restrição e aplicação em determinados tipos de dados.

No Capítulo 5 são apresentados os sinais envolvidos na situação, descritas as suas características e apresentados os resultados obtidos para a aplicação da análise em componentes independentes na separação da mistura dos sinais GPS e interferência.

Por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões desta dissertação, as sugestões para a continuação deste trabalho, bem como os artigos publicados durante o Mestrado.

⁴ Do inglês, *Blind Source Separation*.

2 GLOBAL POSITIONING SYSTEM (GPS)

O sistema GPS pode ser dividido em três segmentos principais: espacial, controle e usuário [12]. Na Tabela 1 é mostrado um resumo das características dos satélites do GPS, que são encarregados de enviar os sinais para as estações móveis que estão situadas em qualquer local do planeta.

Parâmetros	GPS
Número de satélites	24
Número de planos orbitais	6
Inclinação dos planos orbitais	55°
Altitude orbital (km)	20200
Tempo sideral (h)	12

Tabela 1 - Parâmetros da constelação de satélites GPS.

No segmento espacial, os sinais emitidos pelo sistema GPS contêm três diferentes tipos de dados [12]: um código pseudoaleatório, que permite identificar por qual satélite foi transmitida a informação; os dados das efemérides, os quais são transmitidos por cada satélite; e os dados de almanaque, que fornecem ao receptor a informação aproximada da posição onde cada satélite deve estar a qualquer momento. Todos os satélites enviam as suas informações orbitais, bem como dos outros satélites da constelação GPS.

O segmento do usuário é integrado pelo receptor GPS, que estima a sua posição com base nos sinais recebidos dos satélites integrantes do segmento espacial. Já o segmento de controle promove ajustes nos relógios atômicos e/ou correção das efemérides, como também outras atualizações de dados nos satélites.

2.1 Princípio de navegação do sistema GPS

No sistema GPS a estimativa da posição do receptor é baseada nos sinais transmitidos pelos satélites. Isso é realizado empregando um método de determinação

de posições conhecido como triangulação [12].

O princípio de funcionamento do GPS é baseado na medição das pseudodistâncias entre o receptor e, pelo menos, quatro satélites visíveis, uma vez que suas coordenadas são conhecidas.

As pseudodistâncias são determinadas por meio da multiplicação do tempo de propagação dos sinais pela sua velocidade de propagação, que nesse caso é a velocidade da luz [13]. Na Figura 1 é apresentado o raio de localização de um receptor.

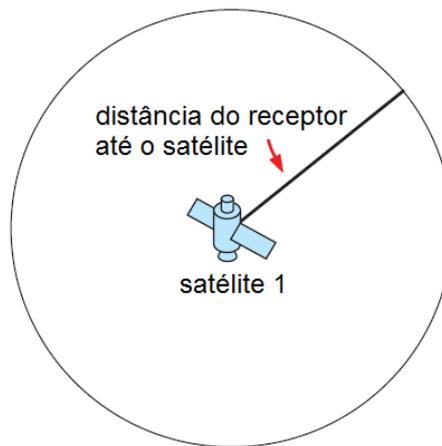


Figura 1 - Raio com as possíveis localizações do receptor.

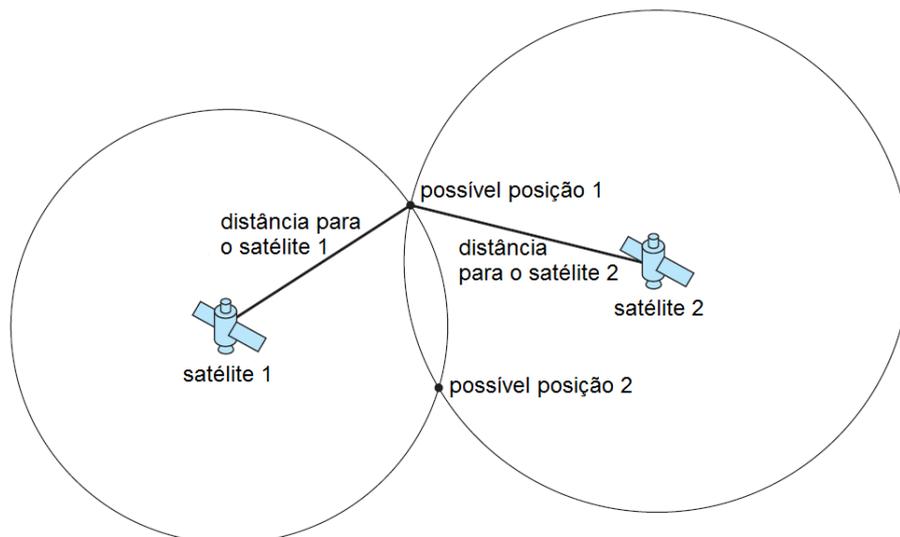


Figura 2 - Ambiguidade na determinação da posição do receptor.

Na Figura 2 é possível perceber a necessidade da utilização da medida de um terceiro satélite para que a posição do receptor seja estimada sem dúvidas, uma

vez que medidas tomadas de dois satélites originam uma ambiguidade de posições. A intersecção entre as áreas de cobertura dos dois satélites gera essa ambiguidade.

Na Figura 3 é mostrada a posição geométrica estimada de um receptor baseada na triangulação entre as informações recebidas dos sinais de três satélites.

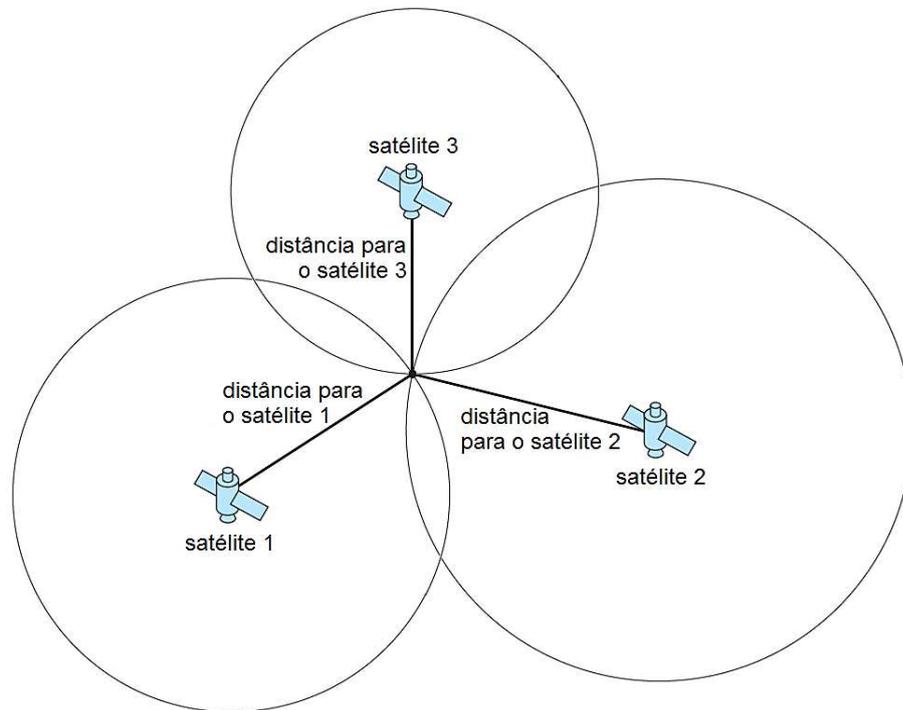


Figura 3 - Posição estimada por triangulação do receptor.

Apenas sobre a visão geométrica da situação, somente três medidas seriam suficientes para a determinação da posição do receptor. Contudo, uma quarta observação se faz necessária para ser utilizada na correção do erro de sincronismo entre os relógios instalados nos satélites e no receptor.

Em síntese, o termo pseudodistância é empregado, pois caso a posição seja calculada sem a devida compensação do erro de sincronismo, o receptor indica como resultado uma posição falsa. Na Figura 4 é representada a situação na qual o receptor capta os sinais de quatro satélites, a fim de calcular sua posição, usando a quarta medida para a correção do erro de sincronismo.

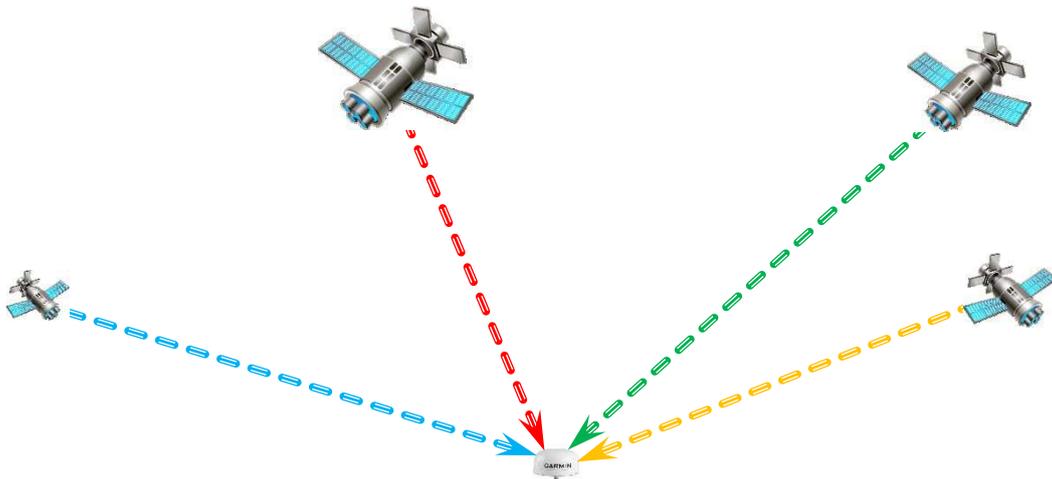


Figura 4 - Pseudodistâncias entre o receptor e quatro satélites visíveis.

2.2 Estrutura do GPS

Como descrito na Seção 2.1, o sistema GPS pode ser dividido em três segmentos: espacial, controle e usuário [13], que são detalhados a seguir.

2.2.1 Segmento espacial

2.2.1.1 Visão geral

O segmento espacial é constituído essencialmente pelos satélites que compõem o sistema.

Esses satélites estão convenientemente posicionados a fim de permitir que, pelo menos, quatro deles estejam visíveis em qualquer ponto do planeta a qualquer momento. Na Figura 5 é representada a distribuição dos satélites em torno do globo terrestre.

No segmento espacial do GPS estão dispostos 24 satélites em seis planos orbitais, igualmente espaçados de 60° entre si, cada um com inclinação de 55° em relação a linha do Equador, conforme mostrado na Figura 6.

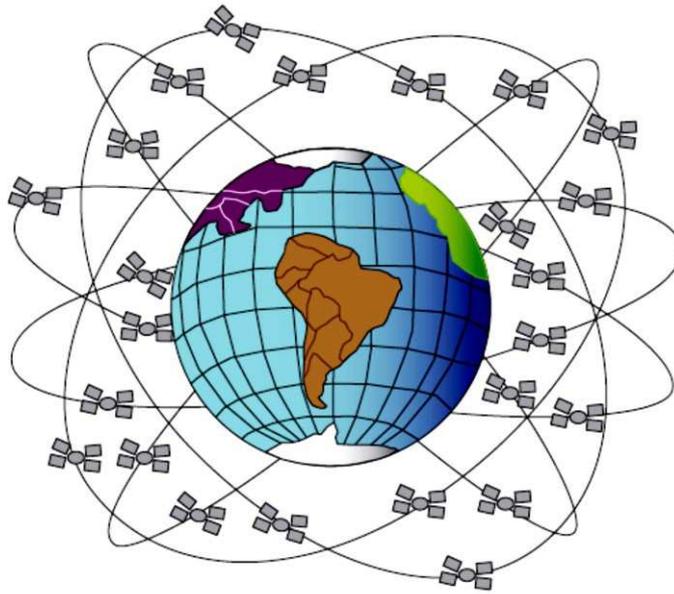


Figura 5 - Constelação formada pelos satélites GPS [14].

Em cada plano orbital estão localizados quatro satélites que se encontram a uma altitude de, aproximadamente, 20.200 km, e possuem um tempo sideral, período para completarem uma volta em torno da Terra, de doze horas.

Todos os satélites do GPS podem ser identificados pelo *Space Vehicle Number* (SVN), numeração baseada na sequência de lançamento, e pelo *Pseudo Random Noise* (PRN) ou *Space Vehicle Identification* (SVID), que se relacionam aos códigos associados a cada satélite.

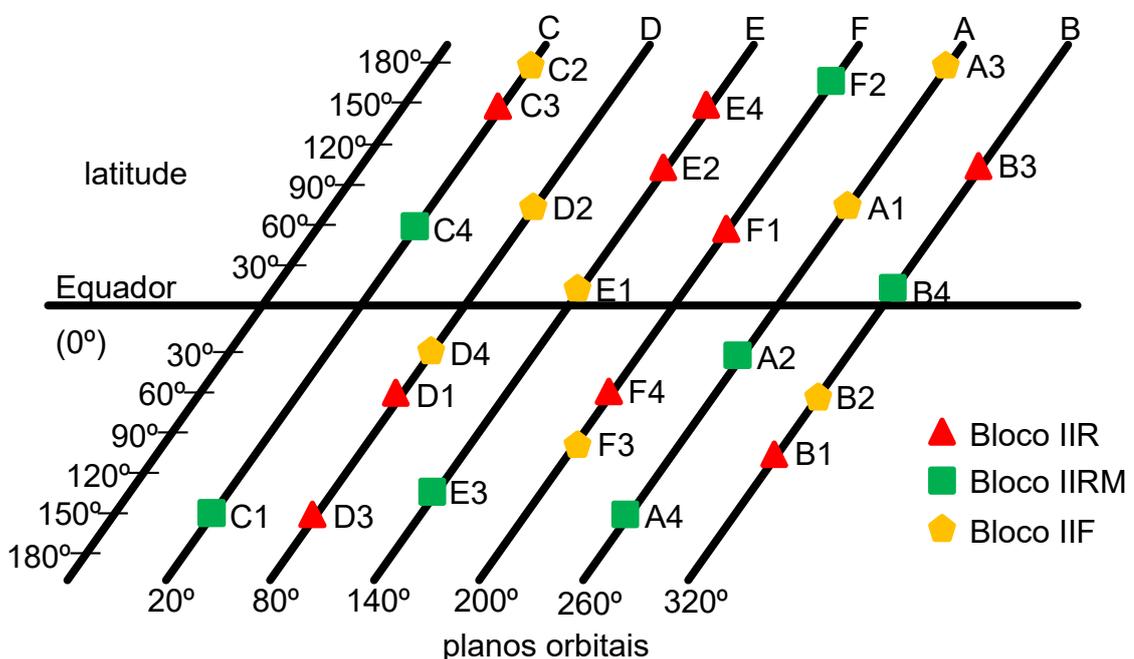


Figura 6 - Distribuição orbital dos satélites GPS operacionais.

A posição no plano orbital também é uma característica que pode identificar um satélite [12], já que as órbitas são nomeadas com letras de A a F, e os satélites são numerados de 1 a 4, em cada plano orbital. Na Tabela 2 é mostrada a constelação atual de satélites utilizada no GPS, divididos em quatro blocos.

Bloco	NAVSTAR	SVN	PRN	Posição orbital	Bloco	NAVSTAR	SVN	PRN	Posição orbital
IIA ⁵	1	23	32	E5	IIRM ⁴	1	53	17	C4
	14	34	04	D6		2	52	31	A2
	17	40	10	E6		3	58	12	B4
IIR ³	2	43	13	F6	IIRM ⁴	4	55	15	F2
	3	46	11	D5		5	57	29	C1
	4	51	20	B6		6	48	07	A4
	5	44	28	B3		8	50	05	E3
	6	41	14	F1	IIF ⁸	1	62	25	B2
	7	54	18	E4		2	63	01	D2
	8	56	16	B1		3	65	24	A1
	9	45	21	D3		4	66	27	C2
	10	47	22	E2		5	64	30	A3
	11	59	19	C3		6	67	06	D4
12	60	23	F4	7	68	09	F3		
13	61	02	D1	8	69	03	E1		
					9	71	26	B5	

Tabela 2 - Satélites GPS operacionais por bloco.

2.2.1.2 Características dos sinais GPS

Os satélites GPS transmitem duas portadoras na banda L (a primeira é a L1 em 1.575,42 MHz e a segunda é a L2 em 1.227,6 MHz) [14]. Estas portadoras são

⁵ A letra A refere-se a avançado, do inglês *Advanced*.

⁶ A letra R refere-se a reabastecimento, do inglês *Replenishment*.

⁷ As letras RM referem-se a reabastecimento militar, do inglês *Replenishment Military*.

⁸ A letra F refere-se a continuação, do inglês *Follow-on*.

obtidas a partir de uma frequência fundamental f_0 de 10,23 MHz, gerada a partir de um conjunto de relógios atômicos presentes nos satélites.

A partir de 2010, a banda de frequência L5, em 1.176,45 MHz foi adicionada por meio do processo de modernização do sistema GPS para aplicações civis. A L5 é composta por duas portadoras que estão em quadratura e fase, e contém as novas funcionalidades de segurança para a aviação, além de fornecer maior disponibilidade e precisão.

Essas três portadoras são moduladas em BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) [15] por um sinal obtido da combinação dos códigos pseudo-aleatórios (PRN) com a mensagem de navegação (*data signal*), que será descrita na Seção 2.2.1.2.3.

Os códigos PRN utilizados pelo GPS, denominados C/A e P, e descritos nas próximas Seções, são particulares de cada satélite e causam um espalhamento espectral na portadora. Além disso, fazem parte da família de códigos de *Gold* [16], ou seja, apresentam baixa correlação entre eles, o que possibilita a recuperação da informação original por meio da *Code Division Multiple Access* (CDMA) [15].

A portadora L1 é modulada tanto pelo código C/A (*Coarse Acquisition code*) quanto pelo código P (*Precision or Protected code*), empregando componentes em fase e em quadratura. A portadora em questão é dividida, e uma parte é deslocada de 90° e misturada ao código C/A, e a outra, com fase de 0° , é misturada com o código P. A portadora L2, por sua vez, transporta apenas o código P, e a mensagem de navegação é embutida em ambas portadoras. A Figura 7 apresenta o esquema de geração dos sinais GPS.

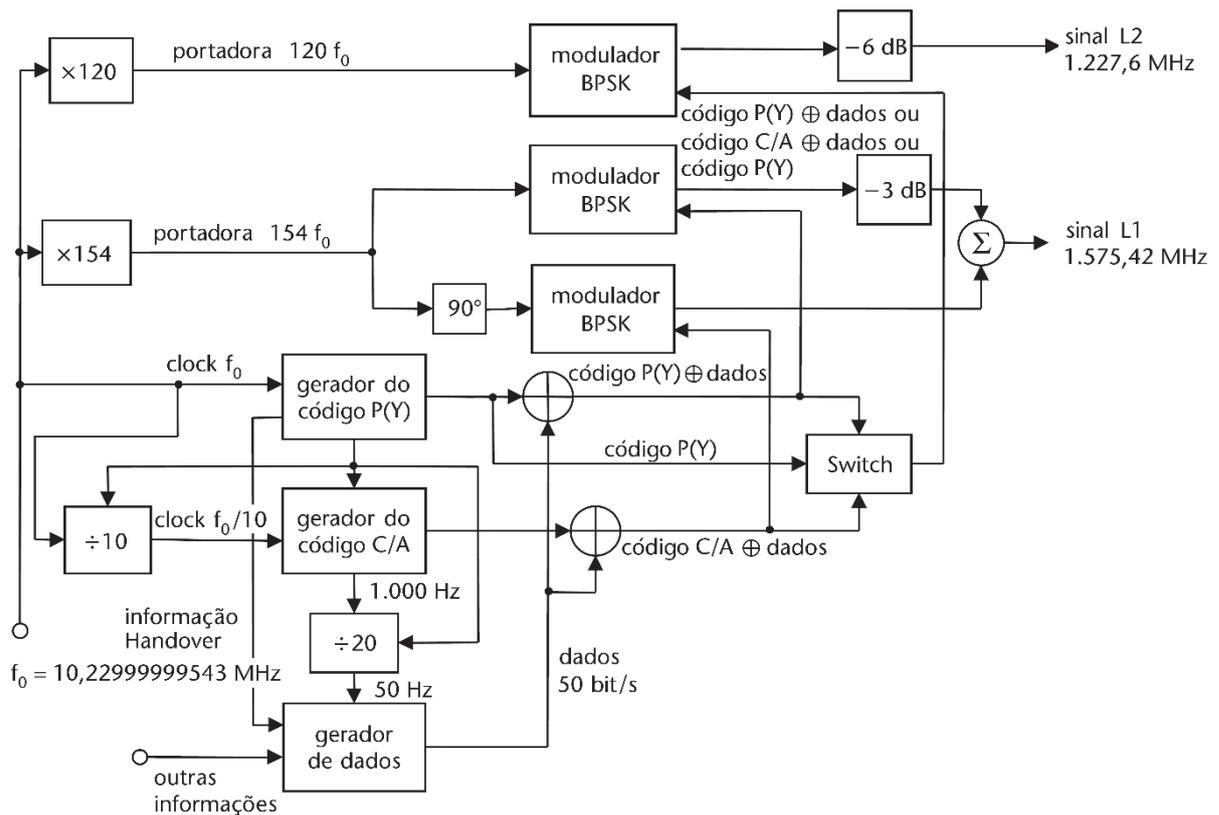


Figura 7 - Diagrama de blocos para a geração dos sinais GPS [12].

2.2.1.2.1 Código C/A (Coarse Acquisition Code)

O código C/A é modulado apenas na frequência L1 e ocupa uma largura de faixa de 2,046 MHz [12], já que possui uma taxa de transmissão de 1,023 MHz ou 1.023 *chips* (*chip rate*). Cada *chip*, que é o termo utilizado no lugar de *bit* para sinalizar que os códigos PRN não contêm dados, tem 0,977 μ s de duração, conferindo ao código C/A um período total de 1 ms.

O código C/A é aberto a qualquer usuário civil, podendo ser livremente utilizado. Seu espectro pode ser visualizado na Figura 8.

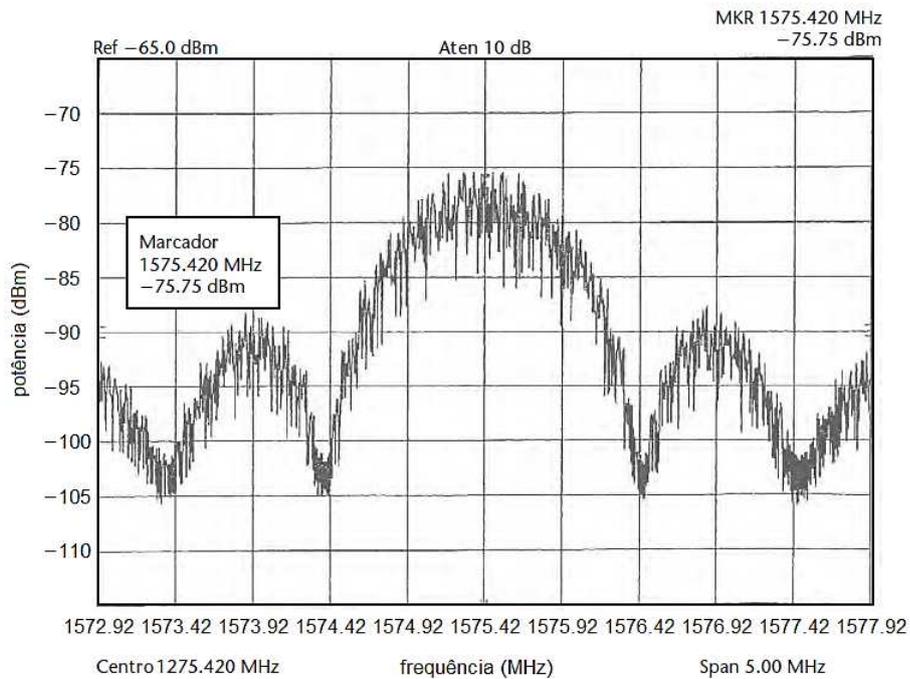


Figura 8 - Espectro do sinal do código C/A [12].

A largura de banda de transmissão teórica dos satélites GPS é de 20 MHz, de forma que seja possível a transmissão do código P. Por conseguinte, a transmissão do código C/A contém o lóbulo principal e vários lóbulos secundários. Na Figura 9, representativa da situação descrita neste parágrafo, são apresentadas as características espectrais de um sinal GPS na frequência L1.

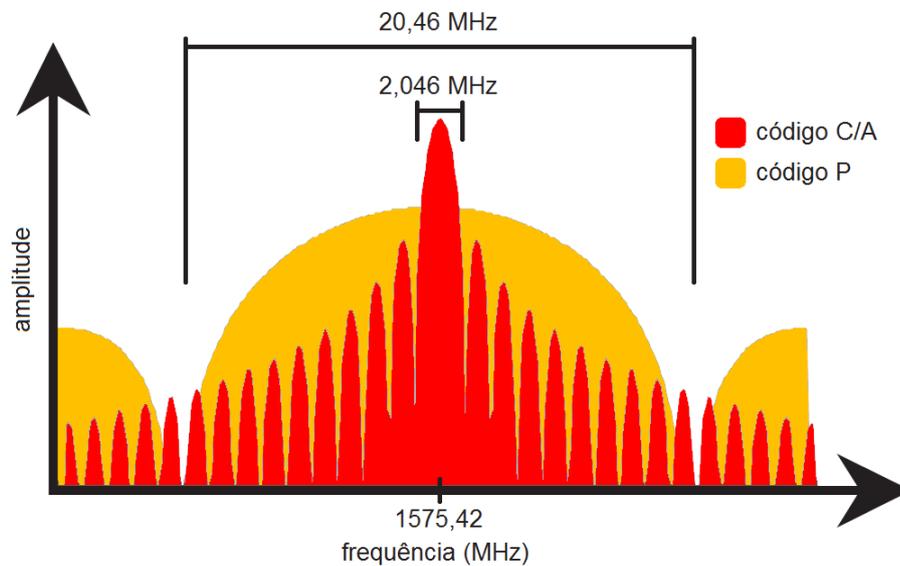


Figura 9 - Faixa de frequência detalhada do GPS.

Como citado no início desta Seção, as sequências PRN não transportam nenhum conteúdo de informação, de forma que existe um total de 37 sequências usadas para representar os códigos C/A e P, servindo apenas como identificação dos satélites.

Os códigos gerados pelos satélites são ortogonais [12]. Dessa forma, teoricamente, o código de um satélite não interfere no de outro, ou seja, a correlação entre os códigos de dois satélites é nula.

Os picos de correlação se repetem a cada período de código, de forma que o valor da autocorrelação aumenta desde o *chip* anterior, quando ocorreu o alinhamento dos códigos C/A, até alcançar o valor máximo que, nesse caso, por estar normalizado, é igual a 1, para depois diminuir até um *chip* depois do alinhamento.

2.2.1.2.2 Código P (*Precision* ou *Protected Code*)

O código P [14] é modulado nas portadoras, L1 e L2, e possui frequência de 10,23 MHz ou, aproximadamente, 10,23 milhões de *chips* por segundo, o que equivale a um comprimento de onda de, aproximadamente, 30 metros. Isso faz com que as medidas resultantes do código P sejam mais precisas que as realizadas a partir do código C/A.

Além disso, o código P é uma sequência longa e é repetida apenas a cada 266,4 dias. Todos os códigos são reinicializados semanalmente, à meia-noite de sábado para domingo, definindo a semana GPS, a principal unidade de tempo do sistema.

O código de precisão (*P-code*) foi instituído apenas para aplicações militares e para usuários civis autorizados, podendo ser negado aos usuários, caso o segmento de controle ative um *anti-spoofing*, que é o modo de proteção contra tentativas de burlar o sistema, no satélite.

Quando o modo *anti-spoofing* é ativado, o código P é criptografado e forma o código Y. Dessa forma, o nome mais utilizado para o código de precisão criptografado é código P(Y). Vale destacar que o modo *anti-spoofing* não exerce qualquer efeito *anti-jamming*, já que são problemas diferenciados, conforme descrito em [17].

2.2.1.2.3 Mensagem de navegação (*navdata*)

As mensagens de navegação (*navdata* ou *data signal*) são essenciais para o cálculo das posições dos satélites, pois fornecem informações importantes, como os parâmetros orbitais, os dados para correção dos relógios dos satélites, os dados relativos ao estado dos satélites, as informações de *handover*⁹, entre outras. Essas mensagens são adicionadas aos códigos C/A e P, usando a soma em módulo - 2, modulam as portadoras L1 e L2, e são transmitidas a uma taxa de 50 *bit/s*.

Uma mensagem de navegação [12], como a ilustrada na Figura 10, é constituída de 25 quadros (*dataframes*), leva 12,5 minutos para ser transmitida e é denominada superquadro. O tamanho total de cada quadro é de 1500 *bits* para uma taxa de 50 *bit/s*, com 30 s de duração.

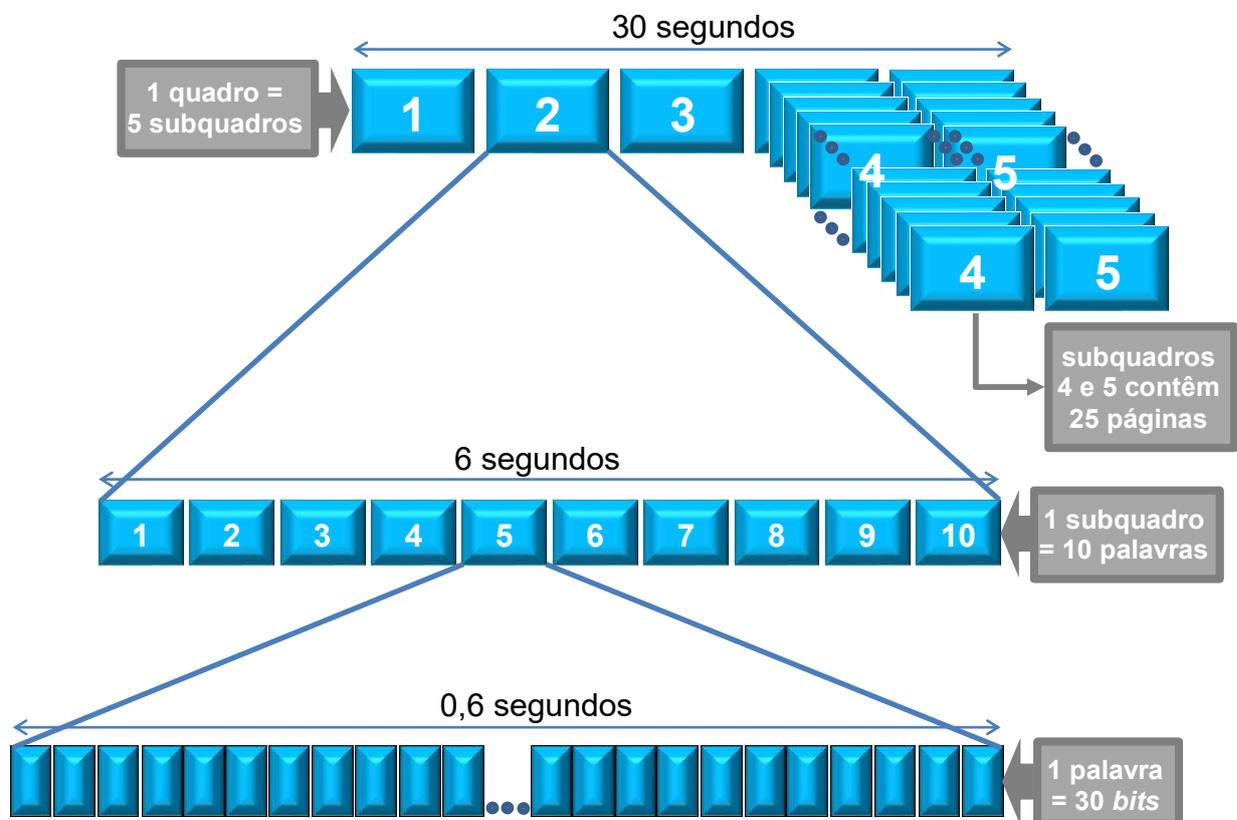


Figura 10 - Estrutura de um quadro de mensagem de navegação GPS.

⁹ Passagem do código C/A para o código P.

2.2.1.2.2 Resumo sobre os sinais GPS

De acordo com o que foi mencionado nas três Seções anteriores a esta, observa-se que os sinais transmitidos dos satélites GPS são combinações de três sinais: portadora, códigos e mensagem de dados. As principais características desses sinais são mostradas na Tabela 3.

Resumo das características dos sinais GPS	
Frequência fundamental (relógios de Cs e Rb)	10,23 MHz
Frequência da portadora L1	1575,42 MHz
Frequência da portadora L2	1227,60 MHz
Frequência do código P - taxa de transferência	10,23 MHz - 10,23 Mbit/s
Período do código P	266 dias
Frequência do código C/A - taxa de transferência	1,023 MHz - 1,023 Mbit/s
Período do código C/A	1 ms
Taxa de transferência do sinal de dados	50 bit/s

Tabela 3 - Resumo das características dos sinais GPS.

Dessa forma, o sinal L1 pode ser detalhado como

$$S_{L1}(t) = A_p \cdot P_i(t) \cdot D_i(t) \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t) + A_c \cdot C_i(t) \cdot D_i(t) \cdot \text{cos}(\omega_1 \cdot t), \quad (1)$$

em que, A_p é a amplitude do código P;

$P_i(t)$ é a sequência do código P (estados +1/-1) do i -ésimo satélite;

$D_i(t)$ é o fluxo dos dados de navegação (estados +1/-1) do i -ésimo satélite;

A_c é a amplitude do código C/A;

$C_i(t)$ é a sequência do código C/A (estados +1/-1) do i -ésimo satélite;

ω_1 é a frequência angular relativa a L1;

Na Figura 11 é apresentada a formação do sinal do GPS em L1 a partir dos dados de navegação e do código C/A, bem como a utilização da técnica de modulação BPSK [12].

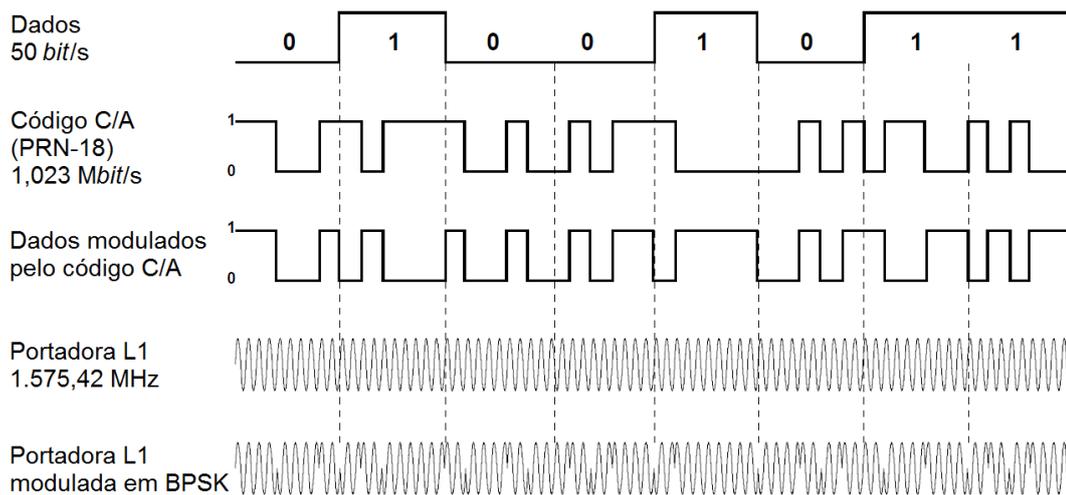


Figura 11 - Composição da estrutura do sinal GPS [13].

2.2.2 Segmento de Controle

O segmento de controle é o responsável pela operação do sistema GPS, tendo como principais funções:

- Monitoramento contínuo e controle do sistema de satélites;
- Determinação do sistema de tempo;
- Predição das efemérides dos satélites, monitoramento do comportamento dos relógios dos satélites e sua correção;
- Atualização periódica das mensagens de navegação para cada satélite.

O segmento de controle [14] é formado por uma estação de controle principal (MCS¹⁰), várias estações auxiliares de monitoramento (MS¹¹) e antenas terrestres (GA¹²), usadas para transmissão dos dados para os satélites. Na Figura 12 é mostrada a distribuição geográfica das estações de monitoramento e demais elementos que compõem o segmento de controle.

¹⁰ Do inglês, *Master Control Station*.

¹¹ Do inglês, *Monitor Station*.

¹² Do inglês, *Ground Antenna*.



Figura 12 - Localização das estações de controle do GPS [14].

A MCS fica localizada na cidade de *Colorado Springs*, no estado do Colorado, e possui uma estação alternativa no Condado de Santa Bárbara, no estado da Califórnia, ambas nos Estados Unidos. As estações monitoras ficam localizadas em *Diego Garcia*, *Hawaii*, *Kwajalein*, *Ascension Island*, *Colorado Springs* e *Cape Canaveral*. Estas seis estações pertencem à Força Aérea Americana (AAF¹³).

As estações de monitoramento contam com osciladores de alto desempenho. Elas recebem sinais de todos os satélites, calculam as pseudodistâncias e as enviam para a estação principal, por meio de um enlace de comunicação, juntamente com os dados meteorológicos locais. A MCS, então, contabiliza os dados relativos às efemérides dos satélites e ao estado dos relógios atômicos, bem como estrutura a mensagem de navegação, que é transmitida na banda S ao segmento espacial por meio das antenas terrestres. Na Figura 13 é apresentado um diagrama que exemplifica a situação citada neste parágrafo.

¹³ Do inglês, *American Air Force*.

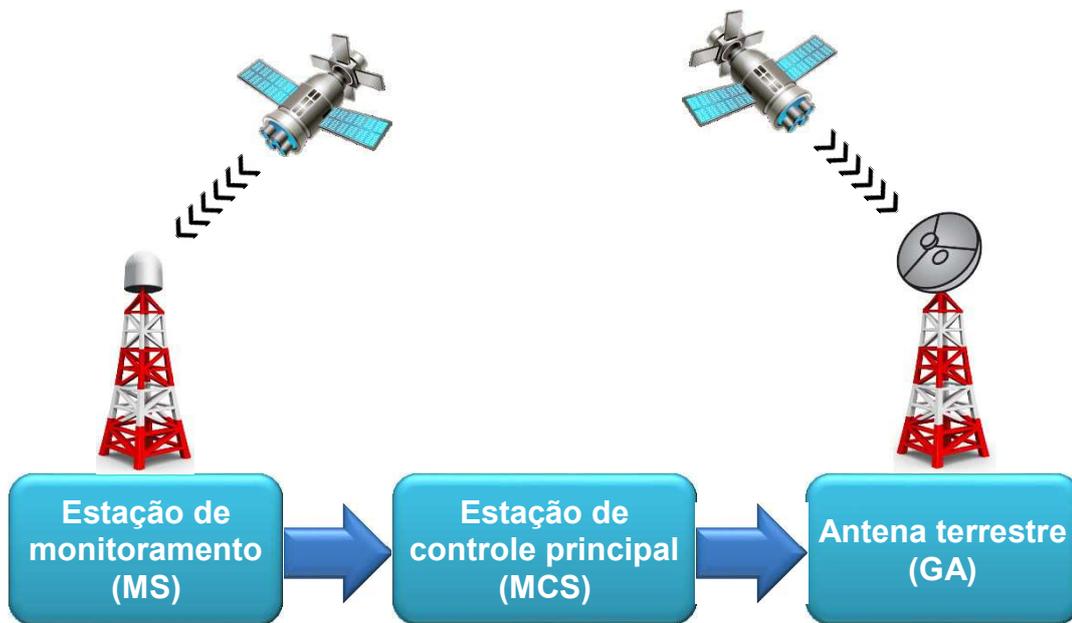


Figura 13 - Fluxo de dados entre as estações de monitoramento do GPS [1].

Os requisitos de funcionamento de um sistema de navegação são plenamente atendidos por meio da distribuição geográfica conveniente das estações monitoras. Todavia, para o caso de algumas aplicações que necessitam de informações muito precisas, continuam sendo desenvolvidas diversas redes complementares de monitoramento, cujo objetivo principal é abastecer o sistema com efemérides mais precisas, a exemplo das estações de monitoramento da NGA (*National Geospatial-Intelligence Agency*) e das estações de rastreamento remoto integrantes da AFSCN (*Air Force Satellite Control Network*) [18].

2.2.3 Segmento de usuário

2.2.3.1 Descrição dos receptores GPS

O segmento de usuário é composto, principalmente, pelos receptores GPS. Depois de receberem os sinais vindos dos satélites, os receptores sintonizam os satélites visíveis, decodificam o sinal e realizam os cálculos requeridos. Os principais componentes de um receptor GPS estão representados na Figura 14.

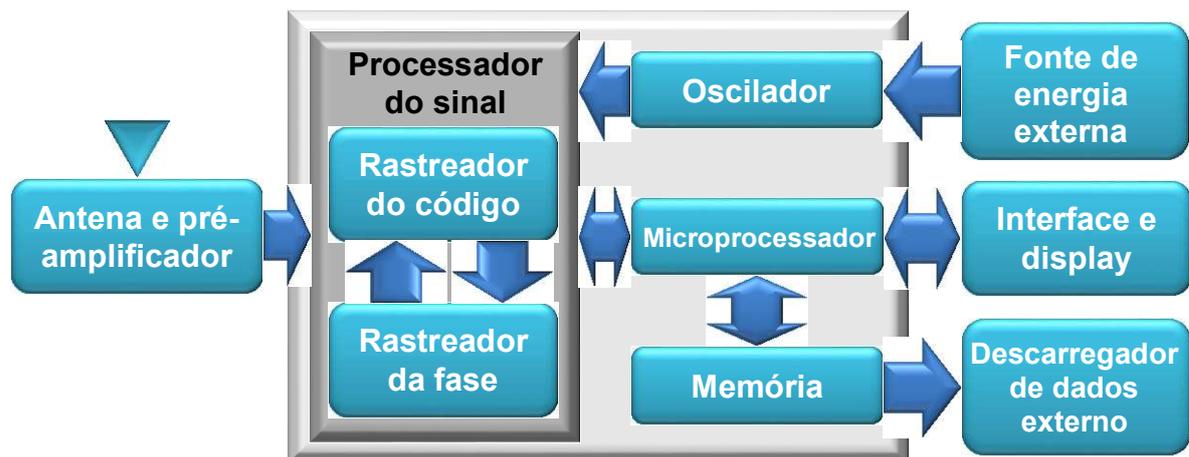


Figura 14 - Diagrama de blocos de um receptor GPS clássico.

2.2.3.2 Classificação dos receptores

Os receptores GPS são classificados de várias formas, sendo mais recorrente a adoção de alguns critérios. Esses critérios são descritos a seguir:

- De acordo com a comunidade de usuários: uso civil ou militar;
- De acordo com a aplicação: navegação, geodésia¹⁴, SIG¹⁵ ou aquisição de tempo;
- De acordo com o tipo de dados: código C/A, código P, portadora L1 ou portadora L2. Existem vários tipos de combinações.

2.3 As observáveis do GPS

As observáveis do GPS [12] são parâmetros fundamentais para o cálculo da posição, da velocidade e do tempo. Elas são basicamente de dois tipos:

- Pseudodistância;
- Fase da onda portadora (ou a sua diferença).

¹⁴ Levantamento e representação da forma e da superfície terrestre.

¹⁵ Sistema de Informações Geográficas.

As pseudodistâncias são muito utilizadas em aplicações de navegação, já as que requerem alta precisão usam a fase da portadora.

2.3.1 Pseudodistância

A pseudodistância é resultado do produto do deslocamento de tempo necessário para correlacionar a sequência de código recebida do satélite com a sequência de código gerada no receptor (tempo de propagação), pela velocidade da luz.

O termo pseudodistância é utilizado pela falta de sincronismo entre os relógios dos satélites e do receptor, assim como dos erros ocasionados pela propagação, pelo multipercurso e pelo próprio sistema de medidas.

Matematicamente, a pseudodistância pode ser estimada como

$$PD_r^s = P_r^s + c \cdot [dt_r - dt^s] + I_r^s + T_r^s + dm_r^s + \varepsilon_{PD_r^s}, \quad (2)$$

em que, P_r^s é a distância geométrica entre o satélite e o receptor;

c é a velocidade da luz no vácuo;

dt_r é o erro do relógio do receptor em relação ao tempo do GPS no instante t_r ;

dt^s é o erro do relógio do satélite em relação ao tempo do GPS no instante t^s ;

I_r^s é o erro devido à refração ionosférica;

T_r^s é o erro devido à refração troposférica;

dm_r^s é o erro devido ao multipercurso;

$\varepsilon_{PD_r^s}$ é o erro na medida da pseudodistância.

2.3.2 Fase da onda portadora

A fase da onda portadora é uma observável que pode ser medida pela diferença entre a fase do sinal transmitido pelo satélite e a do sinal gerado pelo receptor. A fase observada, em ciclos, é dada por

$$\phi_r^s(t) = \phi_r(t) - \phi^s(t) + N_r^s + \varepsilon_{\phi_r^s}, \quad (3)$$

em que, $\phi_r^s(t)$ é a fase observada, em ciclos;

$\phi_r(t)$ é a fase do sinal gerado no receptor no instante t ;

$\phi^s(t)$ é a fase do sinal gerado no satélite no instante t ;

N_r^s é a ambiguidade da fase (ciclos inteiros entre as antenas T_x e R_x);

$\varepsilon_{\phi_r^s}$ é o erro na fase da portadora provocado pelo multipercurso.

A fase da onda portadora é uma medida muito mais exata do que a pseudodistância, por isso, é a observável utilizada em aplicações que requerem uma maior acurácia, como por exemplo, as aplicações geodésicas.

A expressão mais completa para a fase da portadora é

$$\phi_r^s(t) = f \cdot \left(\frac{\rho_r^s - I_r^s + T_r^s + dm_r^s}{c} \right) + f \cdot [dt_r - dt^s] + [\phi_r^s(t_0) - \phi_r(t_0)] + N_r^s + \varepsilon_{\phi_r^s}, \quad (4)$$

em que, f é a frequência da portadora L1 do GPS;

ρ_r^s é o termo dependente da distribuição geométrica entre o satélite e o receptor.

É importante notar que na observação da fase, os efeitos ionosféricos têm contribuição subtrativa, ao contrário do que ocorre no caso da pseudodistância [1].

2.4 Disponibilidade seletiva no GPS

O projeto original do GPS dispunha de uma precisão de aproximadamente 400 m para os usuários do código C/A. Entretanto, testes práticos demonstraram uma precisão muito além da esperada, de cerca de 40 m. Como medida de proteção e segurança, o Departamento de Defesa (DoD) dos Estados Unidos resolveu implementar um recurso para degradar de forma intencional a precisão das medidas. Esse recurso foi a disponibilidade seletiva¹⁶ (SA) [19].

A SA foi introduzida nos satélites do bloco II de duas formas: a primeira utilizava uma técnica para modificar as informações relativas às posições orbitais dos satélites, já a segunda utilizava uma técnica com o intento de desestabilizar o relógio

¹⁶ Do inglês, *Selective Availability*.

dos satélites. Na Figura 15 é ilustrada a precisão do posicionamento (latitude e longitude) no GPS, com e sem ativação da disponibilidade seletiva.

No mês de maio de 2000, o governo dos EUA autorizou a desativação da disponibilidade seletiva.

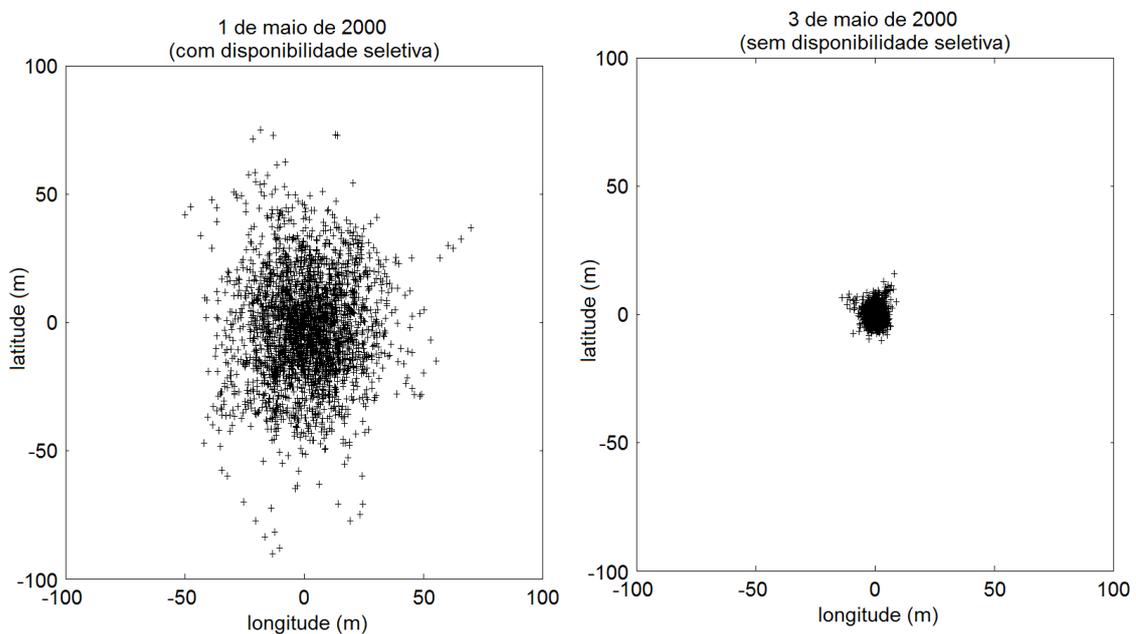


Figura 15 - Precisão do posicionamento com GPS antes e após a desativação da SA [13].

2.5 Differential GPS (DGPS)

A técnica GPS diferencial [13] é usada para ajudar o receptor no cálculo de seu posicionamento, com o objetivo de se atingir uma maior precisão. O seu princípio básico de funcionamento reside em compensar erros do sistema por meio de correções nas pseudodistâncias, nas coordenadas de posição ou em outras variáveis de interesse. Correções essas que o usuário sozinho não é capaz de implementar devido à indefinição de sua própria posição.

Essa técnica conta com estações-base, localizadas em pontos cujas coordenadas estão bem definidas, que realizam uma varredura contínua dos satélites visíveis e calculam valores de correções das pseudodistâncias, baseados na diferença entre as pseudodistâncias observadas e as calculadas a partir dos sinais dos satélites. Essas correções são enviadas ao receptor por um enlace de rádio que as utiliza para

correção do posicionamento. Na Figura 16 é ilustrado o conceito de GPS diferencial. O receptor deve estar preparado para essa funcionalidade.

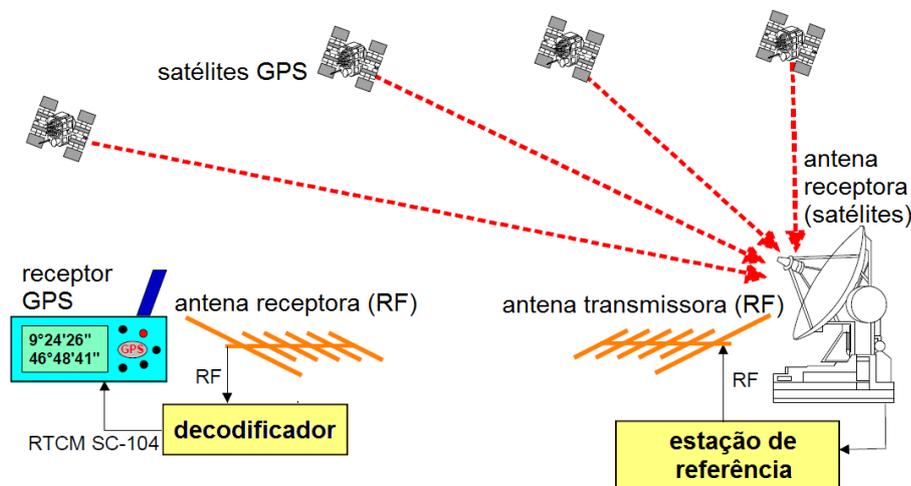


Figura 16 - GPS diferencial [13].

Com o advento do DGPS, parte dos erros relativos à propagação ionosférica, à disponibilidade seletiva e aos erros nas posições dos satélites (efemérides) foram corrigidos.

Para se obter uma maior eficácia da técnica DGPS é preciso que a estação base esteja situada nas proximidades da região de interesse (em torno de 200 km), para que seja feita correlação entre os erros calculados por ela e os erros do receptor.

As correções conseguidas pelo DGPS são aplicadas apenas aos usuários do serviço de posicionamento padrão e contribuem para uma melhoria de até 90% na precisão.

2.6 Assisted GPS (A-GPS)

A técnica de GPS assistido [20] pode, sob certas condições, contribuir na melhoria do desempenho de inicialização, já que recebe dados de suporte por uma conexão de dados (por exemplo, UMTS – *Universal Mobile Telecommunications System*, HSPA – *High Speed Packet Access* ou LTE – *Long Term Evolution*), ajudando o receptor a calcular as coordenadas da sua posição atual.

O A-GPS, adicionalmente, utiliza recursos de rede para localizar e utilizar os satélites em condições de sinal fraco, que em uma cidade, por exemplo, podem ter

seus sinais afetados pelo multipercursos entre as edificações e enfraquecidos ao passarem por determinadas condições atmosféricas, paredes ou cobertura vegetal.

Quando acionado pela primeira vez nessas condições, alguns dispositivos GPS podem não ser capazes de estimar suas posições, tornando-os incapazes de funcionar até que um sinal suficientemente forte seja recebido continuamente por um período de até 12,5 minutos (tempo necessário para baixar o almanaque e efemérides de GPS).

A assistência da estação base se divide em duas partes:

- Informações utilizadas para localizar satélites mais rapidamente;
- Cálculo da posição pelo servidor a partir de informações do receptor GPS.

Muitos telefones celulares combinam o A-GPS e os serviços de localização, incluindo sistema de posicionamento Wi-Fi e de triangulação de células-sítio e, às vezes, um sistema de posicionamento híbrido. O GPS de alta sensibilidade (*high sensitivity* GPS) é uma tecnologia aliada que resolve algumas dessas questões de modo que não necessita de infraestrutura adicional. Contudo, ao contrário de algumas formas de A-GPS, o GPS de alta sensibilidade não pode fornecer uma correção instantânea quando o receptor GPS tenha sido desligado por algum tempo. Na Figura 17 é mostrada a estrutura básica de um sistema A-GPS.

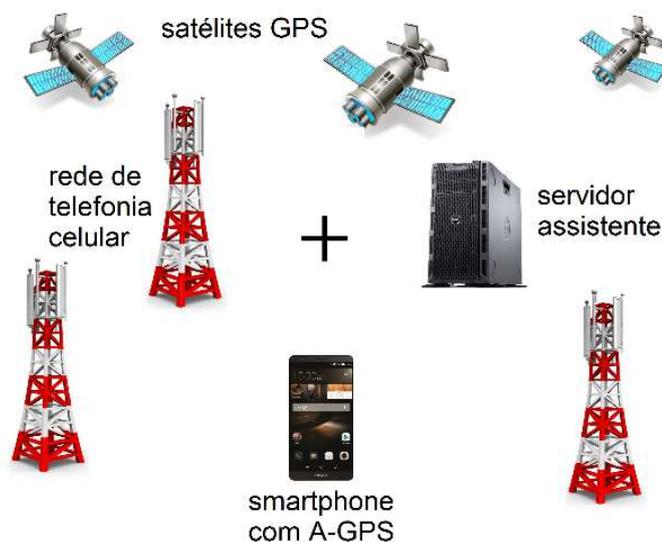


Figura 17 - Estrutura básica de um sistema de GPS assistido.

2.7 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foram mostradas as características do sistema GPS. Inicialmente foi mostrado que os receptores realizam uma estimativa da sua posição por meio do cálculo da pseudodistância. Devido a este fato, faz-se necessário que o receptor tenha, pelo menos, quatro satélites visíveis, a fim de realizar a triangulação das informações destes.

Em seguida, foi apresentada a estrutura que compõe os três segmentos do sistema GPS: espacial, controle e usuário. O segmento espacial é composto basicamente pelos satélites do sistema, o segmento de controle é integrado pelas estações de monitoramento, enquanto que fazem parte do segmento de usuário, os receptores dos usuários civil e militares.

Diante disso, o sistema GPS apresenta cobertura total do território global, sempre com, pelo menos, seis satélites visíveis e plenitude no seu funcionamento, diferentemente de outros sistemas que ou tem abrangência somente regional ou ainda estão em fase de desenvolvimento.

Também são citadas as características dos sinais GPS, referentes às suas três portadoras atualmente em uso, a L1 em 1.575,42 MHz, a L2 em 1.227,6 MHz e a L5 em 1.176,45 MHz. Estas portadoras são moduladas em BPSK, cada uma com sua particularidade, por três sinais de dados: o código C/A para usuários civis, o código P para usuários militares e a mensagem de navegação para ambos.

A presença da portadora L5 é mais um diferencial do GPS, pois além das funcionalidades básicas que qualquer outro GNSS em uso dispõe, ela oferece acesso a serviços novos, como as aplicações de segurança à vida para a aviação, além de fornecer maior disponibilidade e precisão.

Por fim, foram mostradas duas variações do sistema GPS em relação à concepção original: o DGPS e o A-GPS. O primeiro utiliza-se de estações-base terrestres para auxiliar os receptores a efetuarem correções no seu posicionamento, a fim de compensar erros do sistema e atingir uma maior precisão. Já o segundo, aproveita-se dos recursos de redes móveis celular para contribuir na melhoria do desempenho de inicialização, pois recebe dados de suporte por uma conexão de dados (UMTS ou LTE, por exemplo).

Estas variações do sistema GPS permitem a evolução na forma como o posicionamento é estimado, além de contribuírem para o aumento na precisão das medidas. Outro benefício dessas variações é o desenvolvimento de soluções para problemas recorrentes, como o tempo necessário para o receptor baixar o almanaque e as efemérides do GPS quando os sinais dos satélites visíveis são fracos para isso.

3 INTERFERÊNCIAS NO GPS

As interferências nos sistemas de radionavegação, especialmente no GPS, apresentam-se das mais variadas formas possíveis. Por exemplo, são frequentes as notícias de que outros sistemas de comunicação interferiram em aparelhos GPS usados para auxiliar o pouso de aviões [21], ou, ainda, que equipamentos maliciosos foram utilizados para interferir em receptores GPS de caminhões, a fim de roubar a sua carga. Essas interferências podem ser divididas em intencionais e não intencionais [22].

A qualidade de um sinal GPS pode ser avaliada pela relação sinal/ruído (SNR¹⁷), que é a relação entre a potência do sinal recebido do satélite e a potência do ruído. Esse ruído pode ser ocasionado no próprio receptor, em decorrência do movimento aleatório de elétrons no circuito, conhecido como ruído térmico; por fenômenos naturais, como as radiações atmosféricas, que podem ser capturadas pela antena; ou por transmissores de sinais interferentes.

No GPS, quanto maior for o ângulo de elevação do satélite, maior será a potência do sinal recebido. Em média, o nível do sinal vindo do satélite e captado pelo receptor é de aproximadamente -130 dBm, na situação de elevação máxima.

As interferências não intencionais são atribuídas às fontes de erros sistêmicos e aos problemas causados por emissões espúrias oriundas de outros serviços, tais como televisão via satélite, estações de rádio FM (Frequency Modulation), radioamadores, entre outros.

As interferências intencionais são aquelas que causam maior preocupação aos usuários e aos desenvolvedores do GPS. Elas são provenientes de transmissores projetados exclusivamente com o propósito de impossibilitar o uso do sistema. Também conhecidas como *jamming*, essas interferências intencionais podem causar o bloqueio dos canais, impossibilitando a aquisição dos códigos C/A ou P, ou mesmo causar a alteração deles, com o objetivo de degradar a informação do posicionamento.

As interferências podem ser transmitidas de forma contínua ou pulsada. Elas são classificadas de acordo com a largura de faixa espectral que ocupam:

¹⁷ Do inglês, *Signal to Noise Ratio*.

- Sinais de onda contínua (CW¹⁸): são transmitidos continuamente e tem largura de faixa menor que 100 kHz. Muitas vezes são definidos como sendo de frequência única;
- Sinais de faixa estreita (NB¹⁹): ocupam uma faixa de aproximadamente 1,023 MHz, correspondente à largura de banda do código C/A. Normalmente são centrados nas frequências L1 ou L2 do GPS;
- Sinais de banda larga (WB²⁰): ocupam uma faixa igual ou maior à largura de banda do código P, equivalente a aproximadamente 10,23 MHz. Também podem ou não serem centrados nas frequências L1 e L2.

A Tabela 4 mostra alguns tipos de interferência e suas fontes mais comuns.

Tipos de interferências	Fontes típicas
WB gaussiano	Ruídos interferidores intencionais
WB PM/FM	Harmônicos de TV ou transmissores de micro-ondas próximo da banda
WB espalhamento espectral	Interferidores intencionais de sinais espalhados ou pseudosatélites
WB pulsado	Radares
NB AM/FM	Harmônicos de estações AM
NB onda contínua (CW)	Interferidores intencionais CW

Tabela 4 - Alguns tipos de interferências e suas fontes mais comuns [23].

3.1 Interferências não intencionais

As interferências não intencionais podem ser causadas por erros sistêmicos ou por emissões eletromagnéticas espúrias originadas de outros sistemas de comunicações que ocupem faixas espectrais adjacentes.

¹⁸ Do inglês, *Continuous Wave*.

¹⁹ Do inglês, *NarrowBand*.

²⁰ Do inglês, *WideBand*.

3.1.1 Interferências provocadas por erros sistêmicos

As fontes de erros sistêmicos são divididas em três tipos: aquelas relacionadas aos satélites, as relativas ao meio de propagação dos sinais e as inerentes ao receptor.

O nível de acurácia das grandezas de interesse (posição, tempo, velocidade, etc.) está intimamente ligado à eliminação ou redução dos erros sistêmicos.

3.1.1.1 Erros relacionados aos satélites

3.1.1.1.1 Erro no relógio dos satélites

Este erro deve-se à falta de sincronismo entre os relógios atômicos dos satélites e o sistema de tempo do GPS. Para fins de compensação, essa diferença de tempo é inserida na mensagem de navegação pelo segmento de controle.

Esses erros podem ser eliminados por meio do posicionamento diferencial ou relativo, que utiliza dados precisos conseguidos por meio de redes de fornecimento. No Brasil, esses dados são disponibilizados pelo Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística (IBGE), por meio da Rede Brasileira de Monitoramento Contínuo (RBMC).

3.1.1.1.2 Erros orbitais

Os erros orbitais ou de efemérides ocorrem devido à divergência entre as coordenadas transmitidas pelos satélites na mensagem de navegação e a real posição do satélite.

Para minimizar esse efeito, aplicações que necessitam de um grau de precisão maior, obtêm as efemérides por meio de redes externas dedicadas à transmissão de informações precisas, a exemplo da rede do IGS (*International GPS Service*), que se destina a aplicações geodésicas. Para fins de comparação, a

acurácia das efemérides transmitidas varia de 0 a 20 m, enquanto as efemérides precisas têm uma acurácia estimada entre 5 e 10 cm [1].

3.1.1.1.3 Erros devidos à disponibilidade seletiva

A disponibilidade seletiva (SA) foi adotada a partir do lançamento dos satélites do bloco II, para provocar uma redução de modo intencional na qualidade dos sinais recebidos pelos usuários civis. A implementação da SA ocorria por meio da manipulação dos dados referentes às efemérides transmitidas (técnica *épsilon* – ε) ou pela desestabilização intencional dos relógios dos satélites (técnica *dither* – δ). A SA foi desativada em maio de 2000 por ordem da Presidência dos Estados Unidos.

3.1.1.1.4 Erros devidos à distribuição geométrica dos satélites

A geometria, formada pela distribuição, bem como o espaçamento e a posição dos satélites no céu influenciam a precisão do posicionamento do receptor na terra. A geometria pode ser avaliada pelos fatores DOP (*Dilution Of Precision*) [24]:

- GDOP (*Geometrical Dilution Of Precision*) – medida da acurácia na posição tridimensional e no tempo;
- PDOP (*Position Dilution of Precision*) – medida da acurácia na posição tridimensional, também chamado de DOP esférico;
- HDOP (*Horizontal Dilution Of Precision*) – medida da acurácia na posição bidimensional, por exemplo, latitude e longitude;
- VDOP (*Vertical Dilution Of Precision*) – medida da acurácia na posição unidimensional, nesse caso, a altura;
- TDOP (*Time Dilution Of Precision*) – medida da acurácia no tempo.

Dos cinco fatores apresentados, o mais utilizado é o PDOP. Este é definido como o inverso do volume de um tetraedro formado pelas posições de quatro satélites e do usuário. Quanto maior o volume do tetraedro, menor o fator PDOP e melhor a acurácia do posicionamento. Isto é, quanto mais espaçados os satélites estiverem

entre si, maior será a precisão. Na Figura 18 estão ilustrados os casos de um PDOP bom e de um PDOP ruim.

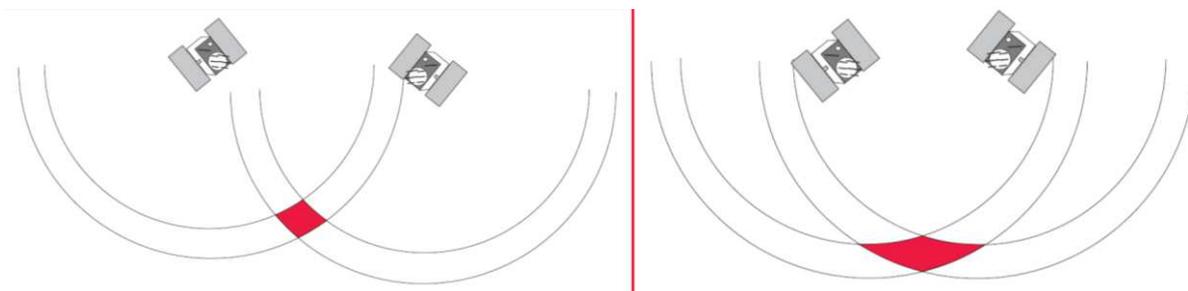


Figura 18 - Fatores PDOP (bom à esquerda e ruim à direita) [19].

3.1.1.1.5 Erros devido à relatividade

Devido à configuração do ambiente em que estão inseridos e à distância entre eles, os relógios dos satélites e dos receptores estão submetidos a campos gravitacionais de intensidades distintas e se deslocam com velocidades diferentes. Esse erro tem como consequência uma variação na frequência das portadoras que é eliminada por meio da redução nominal da frequência dos relógios dos satélites em $4,55 \times 10^{-3}$ Hz [25].

3.1.1.1.6 Erros referentes ao atraso entre as duas portadoras no satélite

O erro relativo ao atraso entre as portadoras ocorre devido ao fato das portadoras L1 e L2 percorrerem caminhos distintos nos circuitos do satélite. Ainda no processo de calibração, que é realizado durante os testes anteriores ao lançamento do satélite, esse atraso é mensurado e introduzido na mensagem de navegação para compensação posterior.

3.1.1.2 Erros relacionados com o meio de propagação

Os sinais, quando transmitidos pelos satélites, propagam-se por diferentes meios. Nesse processo sofrem vários tipos de influências, que acabam provocando mudanças nas observáveis.

3.1.1.2.1 Erro devido à refração ionosférica

O efeito da refração ionosférica é proporcional à quantidade de elétrons presentes ao longo do caminho percorrido pelo sinal entre o satélite e o receptor (TEC – *Total of Electron Contents*) [1]. A refração ionosférica também depende da frequência do sinal e do índice de refração do meio. Em virtude dos diversos fenômenos como o fluxo de ionização solar, a atividade magnética, o ciclo de manchas solares, entre outros, é que o TEC varia no tempo e no espaço. O problema dessas variações é que elas podem provocar um enfraquecimento do sinal, fenômeno chamado de cintilação.

Na Figura 19 são ilustradas as características aproximadas da ionosfera, mostrando o grau de concentração de elétrons em função da altitude.

Devido à dispersão do sinal, as medidas de códigos sofrem atrasos, resultando em pseudodistâncias maiores que as distâncias geométricas. As medidas de fase sofrem adiantamento, acarretando pseudodistâncias menores.

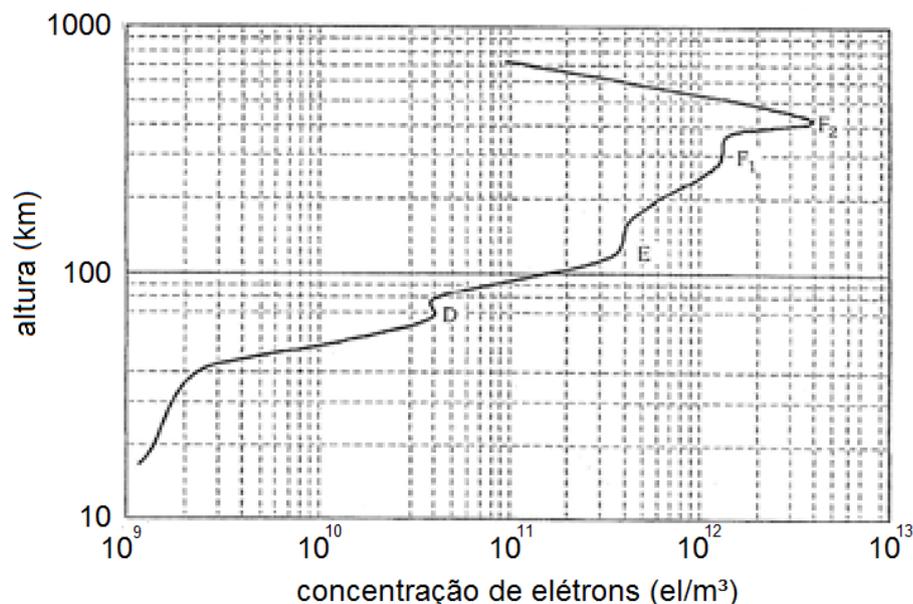


Figura 19 - Concentração de elétrons na atmosfera [1].

Um procedimento que pode neutralizar esses efeitos é a adoção de receptores com dupla frequência [26]. A refração ionosférica é a principal fonte de erro para receptores de frequência simples, considerando distâncias acima de 20 m. Esse problema pode ser atenuado com o uso de uma modelagem matemática baseada nas

medidas das fases, captadas em receptores de dupla frequência, para determinar as correções a serem feitas.

Além disso, o modelo global da ionosfera é inserido na mensagem de navegação, o que elimina cerca de metade do efeito da refração ionosférica.

3.1.1.2.2 Erro devido à refração troposférica

A troposfera equivale à parte mais inferior da região gasosa que envolve a Terra, na qual a temperatura diminui com a altura [1]. O índice de refração nesse meio é uniforme e quase sempre igual a 1, porém existe uma pequena variação com a altura que influencia nos enlaces a longas distâncias, acarretando uma curvatura na trajetória da onda eletromagnética que deve ser considerada.

As pseudodistâncias sofrem acréscimos que mudam conforme a cossenante do ângulo de elevação do satélite e a concentração de elétrons na atmosfera. O comportamento da refração troposférica e de suas componentes [25] (seca e úmida) em função do ângulo de elevação pode ser analisado com o uso da Figura 20.

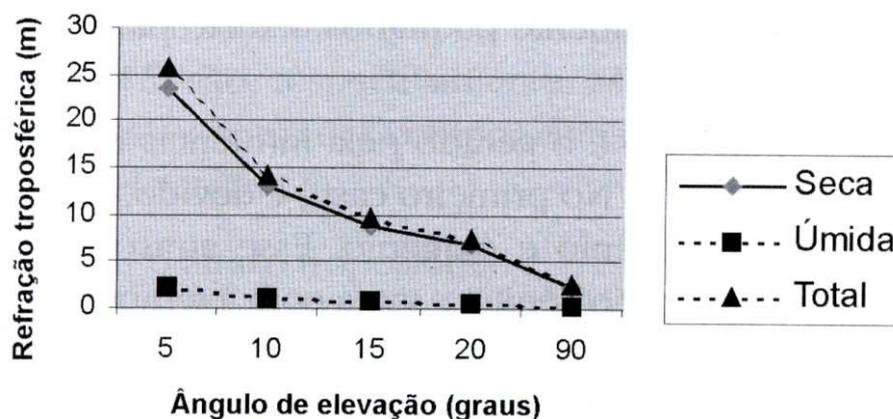


Figura 20 - Erros devido à refração troposférica em função do ângulo de elevação [25].

Portanto, um dos efeitos que o ângulo de elevação do satélite pode causar na acurácia do GPS inclui uma variação da distância desde poucos metros até aproximadamente 26 metros. No caso do GPS, é recomendado que observações abaixo de 5° de elevação não sejam utilizadas [25]. A refração troposférica afeta a modulação do código e a fase com a mesma intensidade, resultando em uma

diminuição na velocidade de propagação dos sinais. Devido a isso, as pseudodistâncias medidas são maiores que as geométricas.

3.1.1.2.3 Erro referente ao multipercurso

O erro atribuído ao multipercurso [13] ocorre por causa das reflexões dos sinais nos diversos tipos de estrutura existentes, principalmente nas cidades (carros, prédios, árvores, etc.). Essas reflexões são captadas pela antena do receptor juntamente com o sinal de visada direta. Dependendo das combinações de fase, ocorrem variações construtivas ou destrutivas na intensidade do sinal recebido.

Devido à grande quantidade de situações possíveis, um modelamento exato para o efeito do multipercurso é considerado muito complexo. Dessa forma, em vários casos, a pseudodistância e a fase da onda são degradadas e geram erro no cálculo do posicionamento. A Figura 21 ilustra um exemplo de caso em que existe o problema do multipercurso.

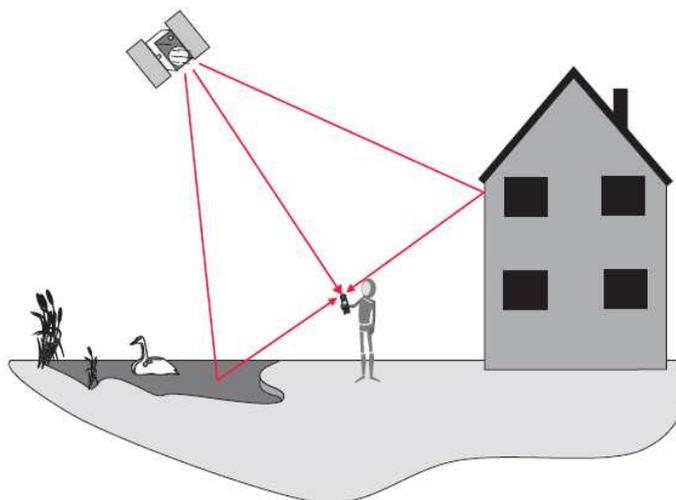


Figura 21 - Exemplo de multipercurso ou multicaminho representado pela reflexão do sinal em edificações e veículos [13].

A influência nas observáveis dos sinais refletidos varia segundo uma associação de fatores, como a intensidade e o atraso desses sinais refletidos em relação ao sinal direto, os tipos das superfícies refletoras e o diagrama de irradiação da antena.

Em geral, o sinal refletido é mais fraco do que o sinal direto devido à atenuação sofrida no plano refletor. Essa atenuação varia conforme o tipo do material refletor, o ângulo de incidência e a polarização do sinal. Normalmente as reflexões que acontecem com pequenos ângulos de incidência sofrem atenuações quase desprezíveis. Isso ratifica o fato de satélites com baixo ângulo de elevação produzirem fortes sinais de multipercurso.

De forma geral, os efeitos do multipercurso devem ser considerados seja na análise da fase, ou na análise da pseudodistância [26]. O erro, gerado devido ao multipercurso, sobre a pseudodistância é, em geral, algumas ordens de grandeza maior que o erro da medida de fase.

3.1.1.3 Erros relacionados com o receptor e a antena

3.1.1.3.1 Erro no relógio do receptor

O erro no relógio dos receptores é causado pela forma como funcionam os osciladores internos desses relógios, que diferem do tempo do GPS. Um fato que contribui para a redução desse problema é a adoção de relógios externos fabricados com material de melhor precisão que o quartzo, componente bastante utilizado nos receptores em virtude do baixo custo de fabricação.

3.1.1.3.2 Erro entre os canais

Os receptores multicanais inserem diferentes atrasos de propagação no sinal, pois este percorre diferentes caminhos em seus circuitos eletrônicos. Apesar dos canais, teoricamente, serem idênticos, fatores como a tolerância dos componentes eletrônicos usados e a disposição deles no receptor podem contribuir para esse erro.

Para compensar esse efeito, os receptores realizam uma autocalibração no início de cada levantamento do posicionamento. Resíduos pós-calibração também podem provocar erros [25].

3.1.1.3.3 Erro no centro de fase da antena

O centro de fase da antena é o ponto que serve de referência para todas as medidas dos sinais, porém, geralmente não coincide com o centro geométrico [1]. Essa diferença muda conforme a direção de chegada dos sinais, assim como para as portadoras L1 e L2. Em aplicações de alta precisão, todas as antenas utilizadas devem ser calibradas, a fim de diminuir os erros dessa natureza.

3.1.2 Interferências causadas por outros sistemas

Nesta Seção são descritas e analisadas algumas fontes de interferências não intencionais em receptores civis e militares. A Figura 22 mostra de forma detalhada a faixa de frequência ocupada pela portadora L1 do GPS: o lóbulo principal do código P possui uma largura de faixa de 20,46 MHz, enquanto o lóbulo do código C/A ocupa 2,046 MHz. A banda destinada à portadora L2 é semelhante à da portadora L1, entretanto, fica centrada em 1227,6 MHz e transporta apenas o código P.

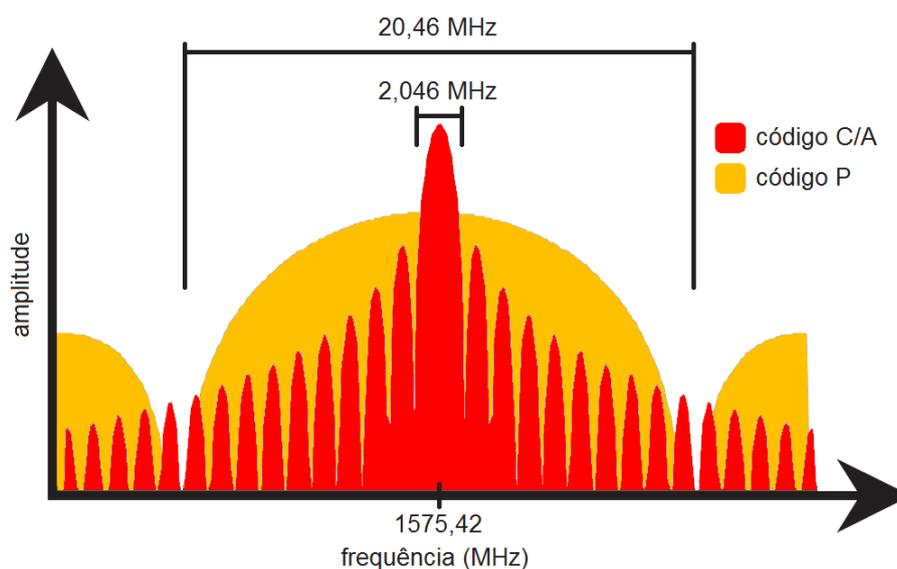


Figura 22 - Faixa de frequência detalhada do GPS.

A banda de frequências do GPS pode ser afetada por harmônicos provenientes de outros serviços, principalmente, pois os sinais recebidos pelos receptores têm um baixo nível de potência. Como exemplo, na Tabela 5 são

mostradas algumas fontes de interferência no GPS, bem como são apresentados alguns serviços cujos harmônicos podem cair na faixa de frequência desse sistema no Brasil.

Sub-harmônicos	Faixa de frequência (MHz)	Serviços
L1	1571,42 - 1579,42	GPS (Código C/A)
2º	785,71 - 788,71	TV UHF
3º	523,807 - 526,743	TV UHF
4º	392,855 - 394,855	Broadcasting
5º	314,284 - 315,884	Broadcasting
6º	261,903 - 263,237	Broadcasting
7º	224,488 - 225,631	Broadcasting
8º	196,427 - 197,428	TV VHF
9º	174,602 - 175,491	TV VHF
10º	157,142 - 157,942	Diversos
11º	142,856 - 143,584	Comunicações fixas e móveis
12º	130,952 - 131,618	Comunicação móvel para Aeronáutica
13º	120,878 - 121,494	Comunicação móvel para Aeronáutica
14º	112,244 - 112,816	Rádio navegação para Aeronáutica
15º	104,761 - 105,295	Rádio FM
16º	98,214 - 98,714	Rádio FM

Tabela 5 - Sub-harmônicos que interferem na portadora L1 do GPS.

3.1.2.1 Interferências devido às emissões de harmônicos de TV

Na Tabela 6 são exibidos seis canais de TV brasileiros cujos harmônicos podem provocar interferência no sistema GPS. Na Figura 23 é exposta a situação na qual a faixa de frequências na qual se localiza a portadora L1 é sobreposta por alguns desses harmônicos.

Faixa de frequência (MHz)	Canal	Tipo
174 - 180	7	VHF
192 - 198	10	VHF
518 - 524	22	UHF
524 - 530	23	UHF
782 - 788	66	UHF
788 - 794	67	UHF

Tabela 6 - Canais de TV VHF e UHF.

As estações VHF emitem sinais com potência máxima de, aproximadamente, 55 dB (vídeo) e 48 dB (áudio), enquanto as estações UHF emitem sinais com potência máxima de 67 dB (vídeo) e 60 dB (áudio) [27].

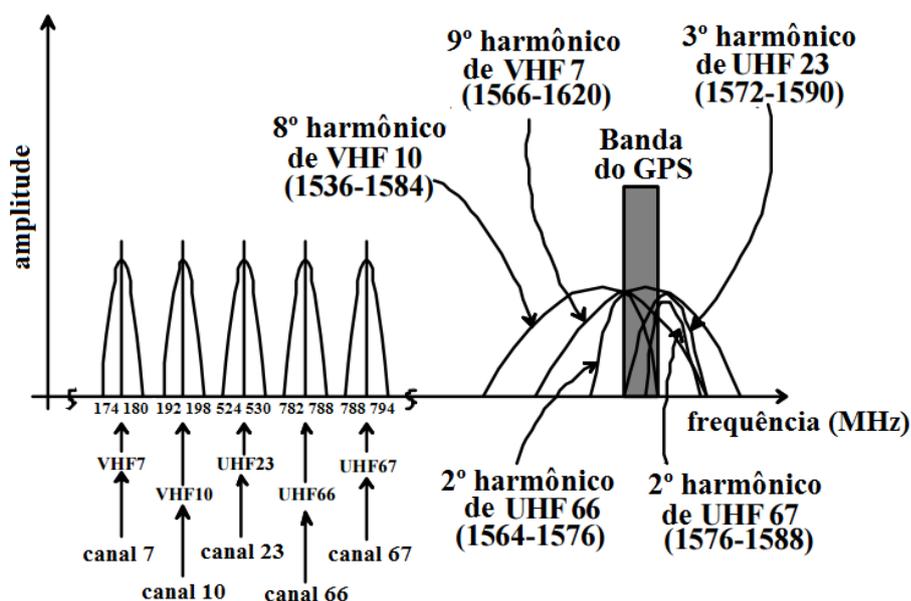


Figura 23 - Sub-harmônicos de TV interferentes [27].

A relação interferência/sinal pode ser avaliada por

$$\tau = P_i^{tx} - R_i - 20 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda}\right) - R - S - G_p, \quad (5)$$

em que, P_i^{tx} é a potência de interferência efetivamente transmitida;

R_i é a rejeição de harmônicos no transmissor;

d é a distância de interferência;

λ é o comprimento de onda;

$20 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda}\right)$ é a perda no espaço livre;

R é a rejeição fora da banda (0 dB, se a interferência é na banda do GPS);

S é a potência do sinal recebido (-160 dBW para o código C/A);

G_p é o ganho de processamento (tipicamente 24 dB para CW).

Como exemplo de interferência proveniente de harmônicos de TV pode-se considerar o caso em que $\tau = 0$ dB. Nessa situação, a potência do sinal interferente e a do sinal recebido do satélite são iguais.

Usando os valores típicos de $R_i = 60$ dB, $G_p = 24$ dB (para sinais CW), $R = 0$ (considerando que a interferência esteja toda na faixa do GPS) e $S = -160$ dBW, para o código C/A, se um transmissor VHF irradiar uma potência de 42 dBW (EIRP – potência efetivamente irradiada) pode provocar uma interferência em um receptor civil localizado à 12 km de distância. Outros valores são mostrados na Tabela 7.

Canal	Tipo	EIRP (dBW)	Distância (km)
7	VHF	42	12
10	VHF	42	12
22	UHF	57,6	72,2
23	UHF	57,6	72,2
66	UHF	60	95
67	UHF	34	4,8

Tabela 7 - Distância de interferência x EIRP.

Considerando que para sinais CW, com ganho de processamento típico de 24 dB, é necessária uma relação interferência/sinal de -14 dB, então, um repetidor de 1 kW de potência deveria estar a, pelo menos, 15 km de distância do receptor para garantir a integridade do sistema.

Perante o exposto, pode-se concluir que as emissões espúrias dos harmônicos de TV são, efetivamente, possíveis origens de interferência para o GPS. Esse problema pode se agravar em países nos quais não existe um controle e uma fiscalização efetivos do nível de potência das emissoras. A instalação de filtros nas estações de TV é uma medida que pode ser utilizada para atenuar os efeitos da interferência. No Brasil esse controle é realizado pela Anatel (Agência Nacional de Telecomunicações).

3.1.2.2 Interferências devido às emissões espúrias de harmônicos de VHFCOM

O sistema de controle de tráfego aéreo (ATC²¹) usa o sistema VHFCOM [27] na comunicação entre as estações terrestres e as aeronaves. A faixa de frequências utilizada por esse serviço é subdividida em 760 canais com intervalo de 25 kHz entre eles. Alguns dados desse serviço são:

- Potência de transmissão aeronave-terra: 14 dBW;
- Potência de transmissão terra-aeronave: 17 dBW;
- Rejeição à interferência mínima (aeronave-terra): 54 dB;
- Rejeição à interferência mínima (terra-aeronave): 57 dB.

Na Figura 24 é ilustrada a distribuição espectral dos harmônicos de VHFCOM, na qual duas situações de interferência podem ocorrer: o interferidor é o transmissor instalado no próprio avião, isto é, próximo ao receptor GPS; ou o interferidor é o transmissor localizado nas estações terrestres.

²¹ Do inglês, *Air Traffic Control*.

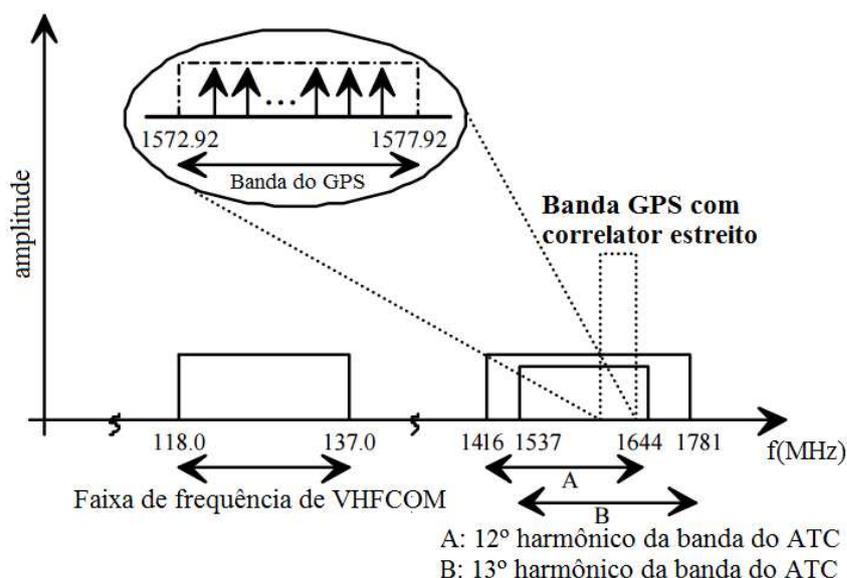


Figura 24 - Harmônicos de VHF COM interferentes [27].

3.1.2.2.1 Interferências causadas por transmissores de aeronaves (enlace aeronave-terra)

No caso de interferências causadas por transmissores de aeronaves, a relação sinal/interferência pode ser expressa por

$$\sigma = S - (P_i^{tx} - R_i - D - R - G_p), \quad (6)$$

em que D é a isolação entre as antenas do receptor GPS e do transmissor VHF COM, ambos instalados na aeronave.

Nessa situação, adotando uma relação sinal/interferência de 14 dB e uma rejeição a interferências de 60 dB, é preciso uma isolação mínima de 104 dB entre o transmissor e o receptor GPS para que se garanta a integridade do sistema. Na Tabela 8 são mostrados os valores mínimos de isolação entre as antenas do VHF COM e do GPS em função da rejeição no emissor.

Uma possível solução para diminuir os efeitos desse tipo de interferência é a instalação de filtros melhores na saída do transmissor VHF COM e a utilização de esquemas de cancelamento de interferência no receptor.

R_i (dB)	Isolação (dB)
54	110
60	104
90	74
100	64

Tabela 8 - Isolação mínima para $\sigma = 14$ dB.

3.1.2.2.2 Interferências causadas por transmissores terrestres (enlace terra-aeronave)

No caso de interferências causadas por transmissores terrestres, o receptor GPS instalado na aeronave sofre interferência dos sinais transmitidos pela estação terrestre. Novamente, a relação interferência-sinal pode ser avaliada por meio da Equação (5).

Dessa forma, um transmissor que possui uma rejeição de 57 dB, no caso de uma relação sinal/interferência de 14 dB, deverá estar localizado a pelo menos 4.800 m de distância do receptor (aeronave). Na Tabela 9, verifica-se que a distância de interferência pode ser consideravelmente reduzida com a utilização de melhores filtros no transmissor do sistema VHF COM [27].

R_i (dB)	Distância (m)
57	4800
63	2400
93	75
103	25

Tabela 9 - Distância de interferência para $\sigma = 14$ dB.

3.1.2.3 Interferências devido às emissões espúrias de harmônicos de FM

Muitas frequências que fazem parte da banda destinada às rádios FM, que vai de 87,5 MHz a 108 MHz, possuem harmônicos dentro da faixa ocupada pelo GPS, conforme mostrado na Figura 25 e listado na Tabela 10.

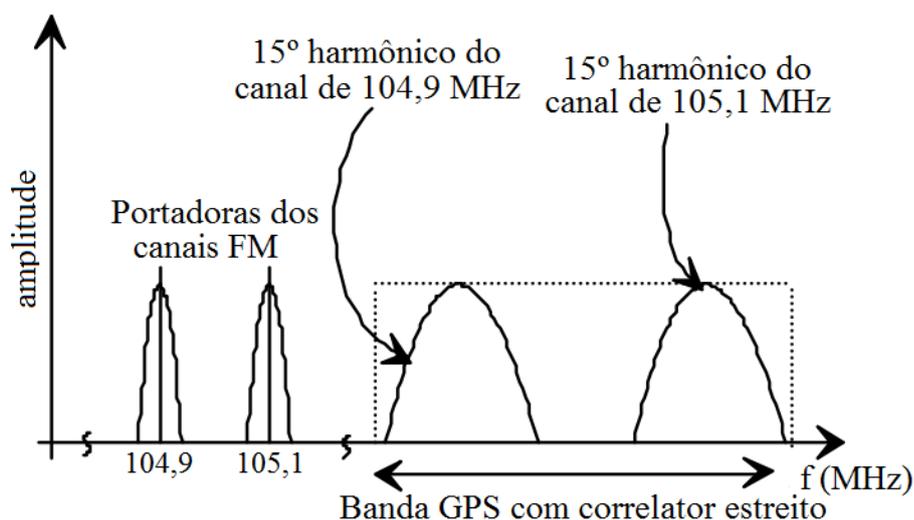


Figura 25 - Harmônicos de FM interferentes [27].

Os canais de FM são separados por um intervalo de 200 kHz e transmitem uma potência máxima de 50 dBW. Os sinais interferentes oriundos dos transmissores FM podem ser considerados de banda larga para o caso do GPS.

Faixa de frequência (MHz)	Harmônicos prejudiciais
104,3 - 105,7	15º
97,8 - 99,1	16º
92,1 - 93,2	17º
87,5 - 88,1	18º

Tabela 10 - Harmônicos de FM prejudiciais ao GPS.

Desse modo, o conceito de primeira perturbação é definido como o instante no qual a relação sinal/ruído (SNR) do receptor cai 3 dB, o que sinaliza o começo da degradação do sinal [27]. Essa definição representa o caso no qual a potência do sinal interferente torna-se maior que a soma do ruído térmico com o seu fator de ruído. Na Figura 26 é apresentado um gráfico da SNR em função da potência de interferência que ajuda no entendimento do que foi exposto neste parágrafo. A definição de primeira perturbação não se estende a sinais interferentes CW.

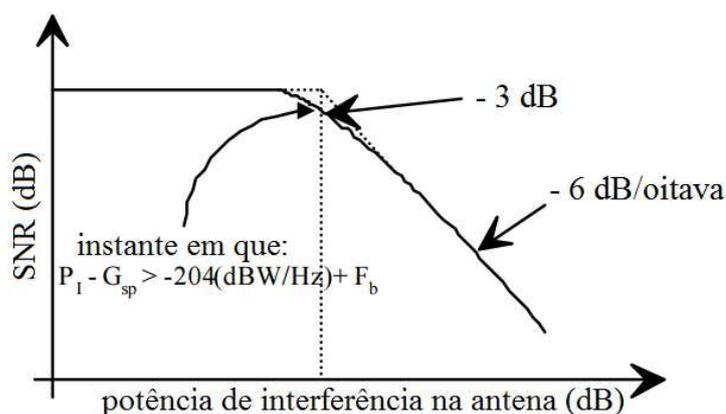


Figura 26 - Potência de interferência x relação sinal-ruído [27].

Para determinar a distância na qual ocorre a primeira perturbação utiliza-se

$$20 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda}\right) \geq P_i^{tx} - R_i - R - G_p - N_T - F_b, \quad (7)$$

em que, N_T é o ruído térmico (-204 dBW/Hz);

F_b é a figura de ruído do receptor.

Para $F_b = 3$ dB, $R_i = 80$ dB, $R = 0$, $G_p = 60$ dB, $P_i^{tx} = 50$ dBW, o ponto de primeira perturbação, isto é, o local no qual acontece o começo da degradação do sinal, está a uma distância de interferência de, aproximadamente, 5.380 m.

Observando o resultado conseguido, estima-se que o sinal interferente pode ser relevante em um raio de, aproximadamente, 5 km. Com o uso de filtros com maior rejeição no transmissor (100 dB, por exemplo), consegue-se diminuir essa distância para algo em torno de 530 m [27].

3.1.2.4 Interferências provocadas por radioamadores

Outra possível origem de interferência para o GPS são os harmônicos dos sinais transmitidos por radioamadores. O sistema de radioamadores dos Estados Unidos, que compreende a faixa que vai de 220 MHz a 225 MHz, contém quatro harmônicos de 7ª ordem inseridos na faixa reservada aos usuários civis do GPS, conforme apresentado na Figura 27. A legislação daquele país determina que os

harmônicos de 7ª ordem devem ser 60 dB menores do que o nível de potência efetivamente irradiada.

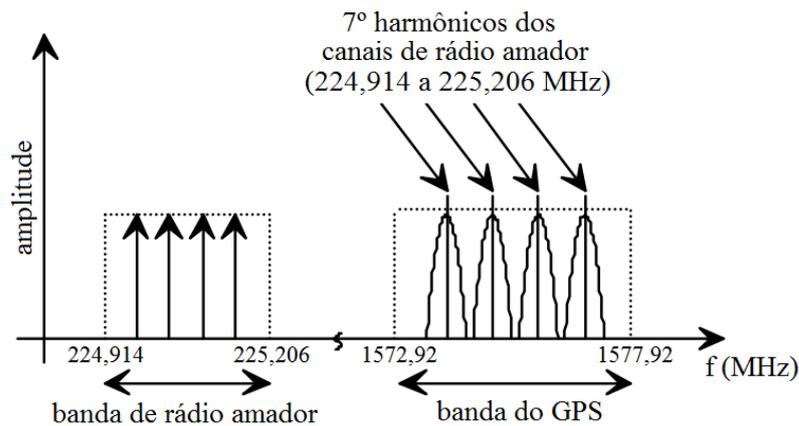


Figura 27 - Harmônicos de radioamadores interferentes [27].

A distância de interferência pode ser encontrada por meio da Equação (5). Considerando os parâmetros: $\tau = -14$ dB, $R_i = 60$ dB, $R = 0$ dB, $G_p = 24$ dB, $S = -160$ dBW e $P_i^{tx} = 27$ dBW, a distância de interferência terá como valor $d = 10,7$ km [27].

Daí, pode-se concluir que a imunidade do GPS, com relação às interferências geradas pelos radioamadores, depende de alguma forma de rejeição aos harmônicos de 7ª ordem e da qualidade dos transmissores.

3.2 Interferências intencionais (*jamming*)

O receptor GPS correlaciona o sinal recebido com uma cópia dele, gerada internamente, e promove a demodulação do sinal na unidade conhecida como *carrier-tracking loop* (demodulador).

A potência de ruído (N) no receptor pode ser obtida de

$$N = N_0 \cdot B_L, \quad (8)$$

em que, N_0 é a densidade de potência do ruído térmico;

B_L é a largura de faixa do demodulador.

É usual normalizar a relação sinal/ruído do sistema em relação à largura de banda do demodulador, de modo que a relação sinal/ruído seja representada por SNR_0 . Na Figura 28 é apresentada a variação da precisão da pseudodistância em função da relação sinal/ruído e do ângulo de elevação (El), para um correlator padrão e para um correlator de faixa estreita [26].

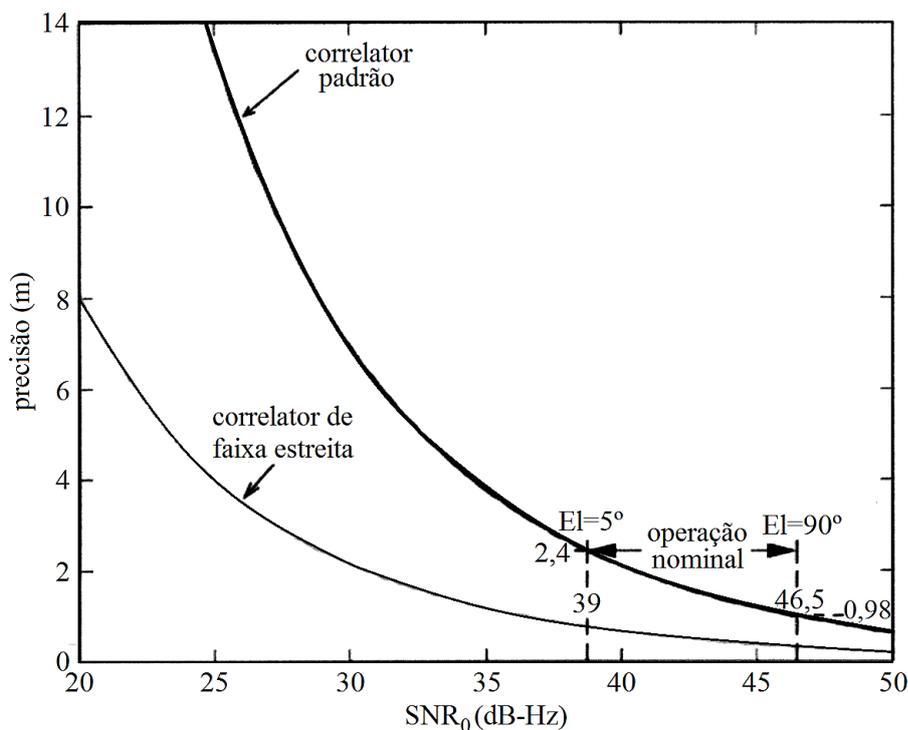


Figura 28 - Variação da precisão das pseudodistâncias em função de SNR_0 [28].

Na Tabela 4 foram relacionadas algumas fontes típicas de interferência intencionais que podem degradar o sistema GPS, nela foram citados, por exemplo, os interferidores intencionais de banda larga e de banda estreita.

No momento em que um sinal interferente é recebido em conjunto com o sinal desejado, ele também é correlacionado com a cópia do código ao longo do processo de recepção e é espalhado sobre a faixa de frequências do GPS. Ao mesmo tempo, o sinal desejado é recompactado. O sinal espalhado pode ser encarado como um ruído artificial adicionado ao ruído térmico, acarretando uma degradação na SNR, dada por

$$\gamma = \frac{S}{N_0 + N_j}, \quad (9)$$

em que, γ é a SNR;

N_j é a densidade de potência do ruído interferente.

Na Figura 29 é apresentada a degradação da relação sinal/ruído do receptor em função da densidade de potência de interferência.

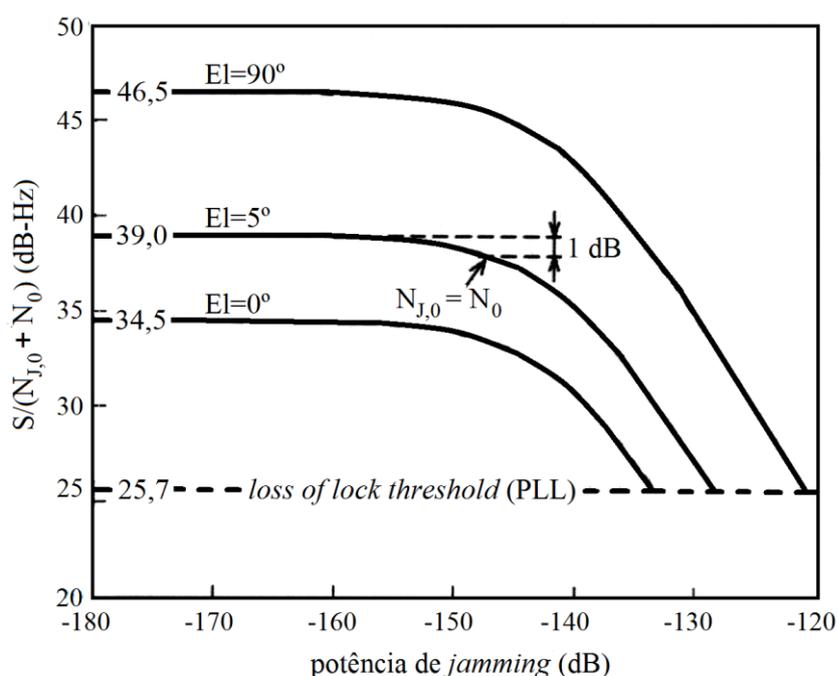


Figura 29 - Degradação da SNR devido à interferência [28].

Se a potência do ruído interferente (artificial) for mais baixa do que a potência do ruído térmico, não haverá consequência alguma ao sistema. Se $N_j = N_0$, a SNR diminui 3 dB. Vários projetos de interferidores são baseados nessa relação para transmitir sinais com níveis de potência grandes o suficiente para degradar a SNR. Isso culmina em uma SNR menor do que a mínima exigida pelo receptor e, por conseguinte, os dados não podem ser demodulados (SNR_{TH}).

Em um projeto de interferidores é importante ter conhecimentos com relação à potência mínima requerida para afetar um receptor em um determinado

ponto [27]. Para o caso de um interferidor de faixa estreita (NB), essa potência pode ser calculada por meio de

$$P_{TH} = P_J - 20 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda}\right) + G_J + G_r, \quad (10)$$

em que, P_{TH} é a potência de limiar (nível do sinal recebido do satélite P_{rx} , adicionado de uma margem de segurança M_J , ou seja, $P_{TH} = P_{rx} + M_J$;

P_J é a potência do interferidor;

d é a distância de interferência;

G_J é o ganho da antena de transmissão do sinal interferente;

G_r é o ganho da antena de recepção.

A margem de segurança para permitir a eficiência do interferidor pode ser determinada por

$$M_J = G_p - [L_{sys} + \gamma_{out}], \quad (11)$$

em que, G_p é o ganho de processamento, característico da técnica de espalhamento espectral, dado por $G_p = 10 \cdot \log\left(\frac{\eta}{R_b}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{1,023 \cdot 10^6}{50}\right) = 43,11$ dB [27];

L_{sys} é a perda no correlator (que varia entre 0,5 e 3 dB, sendo tipicamente igual a 2 dB);

γ_{out} é a SNR requerida pelo demodulador para obtenção dos dados de navegação. Para uma BER²² < 10⁻⁵, vale, tipicamente, 16 dB.

O sinal recebido do satélite possui uma potência de, aproximadamente, -127 dBm. Substituindo os valores típicos citados na Equação (11), é conseguida uma margem de segurança de interferência de 25 dB. Já a distância de interferência pode ser calculada, por meio da Equação (10), considerando uma potência de limiar (P_{TH}) de -102 dBm, nesse exemplo.

²² Do inglês, *Bit Error Rate*.

No gráfico da Figura 30 são mostrados os valores da distância em função da potência de interferência, adotando-se uma potência de limiar de -102 dBm, com os seguintes dados:

- Ganho da antena de transmissão: 3 dBi;
- Ganho da antena de recepção: 0 dBi;
- Potência de recepção: -127 dBm;
- Margem de interferência: 25 dB.

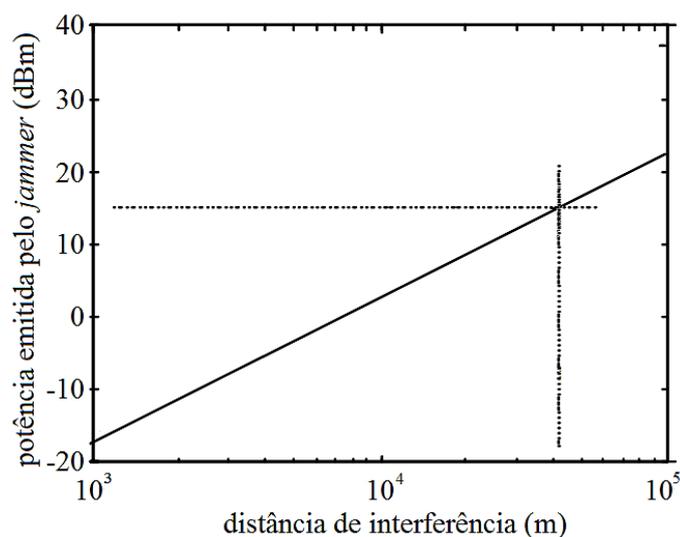


Figura 30 - Potência emitida pelo *jammer* x distância de interferência [27].

De acordo com o gráfico da Figura 30, conclui-se que, teoricamente, para causar interferência em um receptor civil posicionado a 40 km de distância, usando os valores típicos para os parâmetros anteriormente, deve-se projetar um interferidor com 15 dBm de potência.

Outra forma comumente utilizada para checar a influência de um interferidor sobre o receptor é a relação interferência/sinal, que é expressa em dB por

$$\tau = P_J - P_{rx}, \quad (12)$$

em que, τ é a relação interferência/sinal;

P_J é o nível do sinal interferente;

P_{rx} é a potência recebida do sinal do satélite.

Na equação seguinte, tem-se a potência recebida do sinal interferente, dada por

$$P_r = P_j + G_j - L - G_p + G_r, \quad (13)$$

em que, P_r é a potência recebida do sinal interferente;

L é a perda no espaço livre.

Por sua vez, a perda no espaço livre é dada por

$$L(\text{dB}) = 32,44 + 20 \cdot \log d [\text{km}] + 20 \cdot \log f [\text{MHz}], \quad (14)$$

em que, d é a distância entre o interferidor e o receptor GPS;

f é a frequência do sinal GPS (1.575,42 MHz).

Além da Equação (11), o ganho de processamento também pode ser calculado por

$$G_p = 10 \cdot \log \left(\frac{\eta}{R_b} \right), \quad (15)$$

em que, η é a largura de faixa do sinal transmitido (1,023 MHz para o código C/A);

R_b é a taxa de transmissão de dados (50 Hz).

De forma semelhante, a potência recebida do sinal do satélite é determinada por

$$P_{rx} = P_{tx} + G_{tx} - L + G_p + G_{rx}, \quad (16)$$

em que, P_{tx} é a potência de transmissão do satélite;

G_{tx} é o ganho da antena de transmissão do satélite;

G_{rx} é o ganho da antena do receptor na direção do sinal do satélite.

O desenvolvimento apresentado desde a Equação (12) até a (16) pode ser condensado em uma única equação,

$$\tau[\text{dB}] = P_J + G_J - (P_{tx} + G_{tx}) - 20 \cdot \log d_1 + 20 \cdot \log d_2 + G_r - G_{rx} - G_p, \quad (17)$$

em que, d_1 é a distância entre o sistema interferidor e o receptor;

d_2 é a distância entre o satélite e o receptor.

3.2.1 Algumas técnicas utilizadas para minimizar os efeitos das interferências intencionais

Os receptores, de forma geral, exibem diferentes níveis de vulnerabilidade a diferentes tipos de sinais interferentes (*chirp*²³, AM²⁴, FM²⁵, PM²⁶, etc.). Diversas técnicas já foram adotadas para minimizar os efeitos de interferidores intencionais. Adiante serão apresentadas algumas delas.

3.2.1.1 Filtragem adaptativa

A técnica de filtragem adaptativa é eficaz contra interferidores de banda estreita e pode ser usada em aplicações que exigem baixo consumo de energia e tamanho reduzido. A desvantagem dos métodos que utilizam essa técnica é que eles não podem ser utilizados quando o interferidor não gera um sinal com estrutura previsível [29].

Quando há um conhecimento prévio de como poderá ser a forma de interferência intencional, é possível subtrair o sinal interferente predito a partir do sinal recebido. As técnicas de filtragem adaptativas que se propõem a minimizar o erro envolvido na filtragem preditiva utilizam métodos como o dos mínimos quadrados.

Em um sistema de filtragem adaptativa típico, o sinal de entrada passa pelo filtro adaptativo, em seguida é comparado ao sinal desejado, o erro resultante desse

²³ Sinal que varia sua frequência ao longo do tempo.

²⁴ Do inglês, Amplitude Modulation.

²⁵ Do inglês, Frequency Modulation.

²⁶ Do inglês, Phase Modulation.

processo é submetido a um algoritmo adaptativo com o objetivo de cancelamento de *jamming*, como o *normalized LMS algorithm* (NLMS) e o *set-membership NLMS* (SM-NLMS), conforme exposto em [30]. Por fim, o sinal resultante do algoritmo adaptativo é que sintoniza o filtro adaptativo para um novo ciclo.

3.2.1.2 Filtragem no domínio tempo-frequência

A filtragem no domínio tempo-frequência tenta representar a transformada do sinal recebido, de modo que é possível melhor distinguir o interferidor a partir do sinal de dados recebido [31]. Como os sinais GPS são de banda larga e de baixa potência, sinais interferidores de alta potência geralmente podem ser distinguidos facilmente no domínio da frequência.

Diferentes distribuições tempo-frequência (TFDs), tais como o espectrograma [32] e a distribuição de Wigner-Ville [33], podem ser usadas para representar o sinal no domínio da frequência. Logo, resta apenas escolher um limiar adequado para separar o sinal interferidor do sinal recebido, para obter o sinal de dados transmitido, transformando-o de volta para o domínio do tempo.

A desvantagem destes métodos reside no fato de que o interferidor pode ser separado de forma eficaz apenas se for suficientemente mais forte do que o sinal GPS. Em caso negativo, é necessária a adoção de outras técnicas em conjunto.

3.2.1.2.1 Transformada de Fourier de tempo curto

Técnicas baseadas na transformada de Fourier de tempo curto (STFT) são usadas contra interferências de banda estreita e podem ser implementadas em situações que exigem baixo consumo de energia e dispositivos com pequeno fator de forma, que são aqueles que possuem tamanho menor do que outros dispositivos do seu tipo. A STFT, essencialmente, move uma janela ao longo do sinal e toma a FFT dessa região [34].

Essa abordagem pode se adaptar rapidamente a ambientes em constante mudança. O sinal é filtrado no domínio da frequência para remover as componentes do *jamming*, antes de ser transformado de volta para o domínio do tempo [35].

3.2.1.2.2 Bancos de filtros

São utilizados para reduzir a dispersão espectral no domínio da frequência e para obter a reconstrução perfeita do sinal desejado no domínio do tempo [35]. Esse método tem todas as vantagens das STFTs, com o mínimo de distorção do sinal, e podem ser implementadas em situações que exigem baixo consumo de energia e dimensões pequenas.

3.2.1.2.3 Transformada wavelet

O uso de *wavelets* torna possível controlar o equilíbrio entre tempo e frequência melhor que as STFTs. A transformada *wavelet* é calculada várias vezes para decompor o sinal em bandas e passá-las por filtros passa-baixas e passa-altas [36].

A STFT fornece uma resolução de frequência fixa para um comprimento de transformação em particular e, portanto, não é flexível. A transformada *wavelet*, no entanto, oferece uma resolução flexível em termos de tempo e frequência, logo, é uma ferramenta no domínio tempo-frequência melhor do que a STFT [37], [38].

3.2.1.2.4 Processamento de subespaços

Há várias técnicas de processamento de subespaços que podem eliminar interferências. Uma abordagem envolve a estimativa da frequência instantânea do *jamming* para a construção de um espaço de sinais no qual o sinal interferidor seja projetado em um único subespaço, para permitir a sua remoção. A frequência instantânea do *jamming* pode ser estimada a partir do domínio tempo-frequência e o espaço de sinais pode ser construído de tal modo que o subespaço do interferidor seja ortogonal ao subespaço dos dados [39], [40].

3.2.1.3 Antenas adaptativas

O método de antenas adaptativas usa técnicas de filtragem espacial para eliminar o sinal interferidor. Tal como na filtragem adaptativa, esse método tenta otimizar uma função custo. Essa técnica pode ser adaptada para ambos os tipos de interferência (banda estreita e banda larga), mas tem a desvantagem de não ser capaz de lidar com um grande número de *jammers* em vários locais [41].

Em arranjos de antenas, pelo menos duas antenas são necessárias para eliminar o efeito de interferências intencionais de um local. Logo, essas matrizes não podem eliminar *jamming* provenientes de mais locais que o número de antenas presentes [42]. As duas abordagens básicas para a filtragem espacial são o *null steering* e o *beam forming*.

3.2.1.3.1 Null steering

Utiliza o conceito de que os sinais GPS têm níveis de potência muito abaixo do ruído térmico e, portanto, qualquer sinal que tiver potência acima dele deve ser considerado um sinal de interferência.

As antenas no arranjo são ponderadas de modo a que qualquer sinal indesejado seja anulado, para isso, os pesos são constantemente calculados, a fim de minimizar o nível de energia recebido [43].

Na realidade, a tentativa dessa técnica é orientar a antena para longe do *jamming*. Esse método utiliza um tipo de pré-correlação e não necessita de qualquer conhecimento prévio do sinal desejado, porém, tem a desvantagem de reduzir potencialmente o nível do sinal GPS [44].

3.2.1.3.2 Beamforming

Esta técnica tenta ajustar a antena a fim de maximizar a relação sinal/ruído. Dessa forma, o feixe da antena é dirigido na direção do sinal desejado. Se a direção do satélite desejado é conhecida, a formação do feixe pode efetivamente aumentar a SNR [45].

Essa é uma técnica de pós-correlação, na qual o sinal desejado tem de ser correlacionado a fim de obter a SNR desejada. Além disso, o conhecimento prévio da direção e do local de transmissão do sinal são necessários [46].

No Capítulo 4 é apresentado a ferramenta estatística conhecida como análise em componentes independentes (ICA), e mais adiante é discutida sua aplicação na minimização dos efeitos de *jamming* [21], que é o tema central desta dissertação.

3.3 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foram abordados aspectos relativos às interferências não-intencionais, como as provocadas por erros sistêmicos relacionados aos satélites, ao meio de propagação, aos receptores e às suas antenas, ou por outros sistemas. Como estes erros ocorrem involuntariamente e, na maioria dos casos, são previsíveis, pode-se empregar medidas preventivas que venham a compensar esses erros e permitir o uso natural do sistema GPS.

O mesmo não pode-se dizer quando as interferências ao sistema são do tipo intencionais. Neste caso, como o intuito principal é contribuir negativamente, de modo a prejudicar ou mesmo impossibilitar o uso do sistema GPS, deve-se ter outro tipo de abordagem à essa questão.

Devido às várias formas de ataques promovidos pelos equipamentos maliciosos, conhecidos como *jammers*, vêm sendo desenvolvidas várias técnicas para a solução desse problema. Cada proposta visa tratar um aspecto dessa questão, de modo que como as formas de ataques dos *jammers* são desconhecidas, para ter sucesso contra eles, seria necessário o emprego de várias dessas técnicas simultaneamente.

Diante disto, nesta dissertação foi proposto o uso da ICA como ferramenta *anti-jamming* a ser usada, devido à sua versatilidade contra vários tipos de interferências e à possibilidade de ser embarcada no próprio receptor GPS.

4 CONCEITOS DA TÉCNICA DE ANÁLISE EM COMPONENTES INDEPENDENTES

A principal meta da técnica ICA é determinar uma representação linear de dados não gaussianos, por meio da minimização da dependência estatística entre eles, fazendo com que as componentes resultantes sejam estatisticamente independentes ou que tenham a máxima independência possível.

Quando comparada a outras técnicas que se propõem ao mesmo fim, a ICA destaca-se por trabalhar com componentes que são, simultaneamente, não gaussianos e estatisticamente independentes. Esse fato faz com que a ICA seja usada em aplicações de extração de características ou de separação de sinais, por exemplo.

Neste Capítulo é feita uma revisão dos princípios da análise em componentes independentes, mostrando dois dos seus principais algoritmos usados para realizar a separação cega de fontes.

4.1 Modelo da ICA

Na definição da ICA é utilizado um modelo estatístico de variáveis que não são observadas diretamente, mas sim inferidas por meio das propriedades de outras variáveis observadas [47]. Sejam n variáveis aleatórias x_1, \dots, x_n , sendo cada x_i uma combinação linear de n variáveis aleatórias s_1, \dots, s_n , tal que

$$x_i = a_{i1} \cdot s_1 + a_{i2} \cdot s_2 + \dots + a_{in} \cdot s_n, \text{ para todo } i, j = 1, \dots, n, \quad (18)$$

em que, a_{ij} são os coeficientes da i -ésima mistura, referente à j -ésima variável;

s_n é o n -ésimo sinal original;

x_i é o i -ésimo sinal misturado.

Esse modelo também pode ser escrito como uma combinação linear, conforme

$$x_i = \sum_{j=1}^n a_{ij} \cdot s_j. \quad (19)$$

Na Equação (20) é mostrada a forma matricial da Equação (19), sendo denominada de A a matriz formada pelos coeficientes de mistura a_{ij}

$$\mathbf{x} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{s}. \quad (20)$$

O modelo da ICA descreve como os dados observados são gerados por meio do processo de mistura das componentes s_i . Para ilustrar o uso do modelo descrito, considerando duas variáveis aleatórias, x_1 e x_2 , têm-se:

$$x_1 = a_{11} \cdot s_1 + a_{12} \cdot s_2, \quad (21)$$

$$x_2 = a_{21} \cdot s_1 + a_{22} \cdot s_2. \quad (22)$$

Com isso, obtém-se a forma matricial

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix}. \quad (23)$$

O problema central da ICA é estimar as componentes independentes s_i , partindo do princípio de que os coeficientes de mistura, a_{ij} , não são conhecidos [10]. Diante disso, é preciso estimar uma matriz de separação W , composta por vetores linha w_i , em que $i = 1, \dots, n$, de forma que

$$\mathbf{s} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{x}. \quad (24)$$

Já que a matriz de mistura A não é conhecida, torna-se difícil determinar uma matriz de separação W que satisfaça a Equação (24), mas pode ser encontrada uma matriz W^* tal que

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}^* \cdot \mathbf{x}, \quad (25)$$

em que $\|\mathbf{s} - \mathbf{y}\| \rightarrow 0$.²⁷

²⁷ $\|\mathbf{s} - \mathbf{y}\|$ representa a norma do vetor $(\mathbf{s} - \mathbf{y})$.

4.2 Restrições na aplicação da ICA

Serão feitas algumas considerações para que a ICA seja utilizada, quais sejam:

- É necessário assumir que as fontes são estatisticamente independentes [10]. Quando duas ou mais variáveis aleatórias são declaradas estatisticamente independentes, a informação sobre o conteúdo de qualquer uma delas não leva a nenhuma informação sobre o conteúdo das outras, daí a propriedade mostrada na Equação (26) pode ser utilizada

$$E[y_1 \cdot y_2] = E[y_1] \cdot E[y_2]; \quad (26)$$

- É necessário assumir que as distribuições de probabilidade das fontes não sejam gaussianas, ou que, pelo menos, uma delas não seja, mesmo que a ICA não assuma que elas sejam conhecidas [48]. As distribuições gaussianas apresentam simetria, logo, não existe uma direção de maior concentração de valores que privilegie a estimativa do modelo da ICA. Diante disso, as distribuições gaussianas apresentam cumulantes²⁸ de alta ordem iguais a zero.

Para que a ICA possa ser utilizada, deve-se garantir que número de misturas observadas excede em, pelo menos, uma unidade o número de componentes independentes a serem estimadas. Nesta dissertação, para fins de simplificação, foi considerado que o número de componentes independentes é igual ao número de misturas observadas, com isso, a matriz de mistura é quadrada e pode possuir inversa. Se assim não fosse feito, haveriam misturas redundantes que poderiam ainda ser omitidas na ICA.

4.3 Ambiguidades da ICA

Existem algumas ambiguidades inerentes ao modelo da ICA [49], quais sejam:

²⁸ Para uma variável aleatória X , são definidos por meio da expansão em série de Taylor de $\log(E(\exp(t \cdot X)))$.

- Não é possível determinar as variâncias das componentes independentes. Como tanto a matriz A quanto o vetor s são desconhecidos, se qualquer escalar α for multiplicado por alguma das componentes independentes, ele pode ser cancelado dividindo a respectiva coluna \mathbf{a}_i de A por esse mesmo escalar.

Uma solução geralmente empregada é considerar que as variâncias das variáveis aleatórias sejam unitárias, isto é, $E[s_i^2] = 1$. Isso é uma das consequências do branqueamento, um dos pré-processamentos aplicados antes da ICA, descrito na Seção 4.4.2.

- A ordem das componentes independentes não é a mesma das fontes originais. Isso se dá novamente pelo desconhecimento das matrizes A e s . Dessa forma, os termos na Equação (19) podem ser comutados livremente e ainda se obtêm o mesmo resultado na combinação linear. Uma medida que soluciona essa ambiguidade é, por exemplo, adicionar uma matriz de permutação P e sua inversa no modelo

$$\mathbf{x} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{s}, \quad (27)$$

de forma que as componentes independentes do produto matricial $\mathbf{P} \cdot \mathbf{s}$ são as fontes originais s_i , em outra ordem. A matriz $\mathbf{A} \cdot \mathbf{P}^{-1}$ é a nova matriz de mistura a ser estimada.

- A amplitude das componentes independentes também não é a mesma das fontes originais. A partir das Equações (20) e (25) tem-se que

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}^* \cdot \mathbf{x} = \mathbf{W}^* \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{s}. \quad (28)$$

Como o produto matricial $\mathbf{W}^* \cdot \mathbf{A}$ tende à identidade, mas não se pode garantir que ele o seja, a amplitude das componentes independentes y_i pode ser alterada em relação às amplitudes das fontes originais.

4.4 Pré-processamento das amostras

Com a finalidade de facilitar a aplicação da ICA nas misturas de sinais observadas, são implementadas algumas etapas de pré-processamento nas misturas

de sinais. Nesta Seção, são mostradas duas técnicas de pré-processamento que preparam melhor as misturas observadas para a aplicação da ICA e tornam o processo de estimativa das componentes independentes mais simples.

4.4.1 Centralização

Este é o pré-processamento mais simples de ser implementado, contudo tem um efeito significativo para a simplificação da ICA e dos algoritmos que a implementam.

Sem prejuízo à teoria da técnica, pode-se assumir que as componentes independentes e as misturas observadas possuem média zero. Para que isso se torne realidade, as misturas observadas são submetidas ao processo de centralização [10], que consiste em subtrair das misturas a sua média. Sendo as misturas observadas originais denominadas de x e as misturas centralizadas de x_c , tem-se

$$x_c = x - E[x]. \quad (29)$$

Logo, as componentes independentes também têm média zero, já que

$$E[s] = A^{-1} \cdot E[x_c]. \quad (30)$$

Dessa forma, a ICA pode continuar sendo aplicada normalmente, já que não se promoveu nenhuma modificação na matriz de mistura A . Além disso, após a matriz de separação ser estimada W^* , a média das misturas originais que foi subtraída pode ser reinserida ao final, adicionando $W^* \cdot E[x]$ às componentes independentes de média zero que foram estimadas pela ICA, $W^* \cdot x_c$, sem prejuízo ao resultado obtido.

4.4.2 Branqueamento

O processo de branqueamento é aplicado às misturas centralizadas, fazendo com que as variáveis aleatórias x_i sejam descorrelacionadas e que sua matriz de covariância seja unitária, ou seja, igual à identidade.

O branqueamento é uma propriedade um pouco mais poderosa do que a decorrelação [48]. Duas variáveis aleatórias R_1 e R_2 são decorrelacionadas se a covariância entre elas for igual a zero, isto é

$$\text{cov}(R_1, R_2) = E[R_1 \cdot R_2] - E[R_1] \cdot E[R_2] = 0. \quad (31)$$

Se duas variáveis aleatórias forem independentes, obrigatoriamente elas serão decorrelacionadas. Isso pode ser verificado por meio da Equação (26).

Por outro lado, a decorrelação não implica a independência. Por exemplo, se forem tomadas duas variáveis aleatórias discretas com uma distribuição com probabilidade igual para os seguintes pares de valores: (0,1), (0,-1), (1,0) e (-1,0). É percebido que essas variáveis são decorrelacionadas, contudo, a propriedade da Equação (26) não é confirmada, como é visto na Equação (32), daí, r_1 e r_2 não são independentes.

$$E[r_1^2 \cdot r_2^2] = 0 \neq \frac{1}{4} = E[r_1^2] \cdot E[r_2^2]. \quad (32)$$

A diferença básica entre branqueamento e a decorrelação é que variáveis brancas²⁹ além de serem decorrelacionadas possuem variância unitária, isto é, possuem matriz de covariância igual à identidade, conforme

$$\mathbf{C}_r = E[\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}^t] = \mathbf{I}. \quad (33)$$

Para realizar o branqueamento é necessário aplicar uma determinada transformação linear a uma variável aleatória \mathbf{x} , como na Equação (34), resultando em uma nova variável aleatória \mathbf{z} , que é branca

$$\mathbf{z} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{x}. \quad (34)$$

Uma técnica muito usada para esse fim é a decomposição por autovalor (EVD) [50] da matriz de covariância

²⁹ Nome dado às variáveis aleatórias que passaram pelo processo de branqueamento.

$$\mathbf{C}_x = E[\mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^t] = \mathbf{M} \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{M}^t, \quad (35)$$

tal que \mathbf{M} é a matriz ortogonal dos autovetores associados aos autovalores da matriz de covariância \mathbf{C}_x e \mathbf{D} é a matriz diagonal dos autovalores dessa matriz de covariância. A equação a seguir define a matriz de transformação utilizada no branqueamento

$$\mathbf{V} = \mathbf{M} \cdot \mathbf{D}^{-\frac{1}{2}} \cdot \mathbf{M}^t. \quad (36)$$

Pela definição da ICA, tem-se

$$\mathbf{z} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{s} = \mathbf{A}' \cdot \mathbf{s}. \quad (37)$$

A contribuição do branqueamento à simplificação da ICA está no fato de que a nova matriz de mistura \mathbf{A}' é ortogonal³⁰, então a estimativa da matriz de mistura se limita ao espaço de matrizes ortogonais. Isso representa uma significativa redução de esforço computacional, já que no lugar de estimar n^2 elementos da matriz de mistura original \mathbf{A} , que tem dimensão $n \cdot n$, agora é necessário estimar apenas os $\frac{n \cdot (n-1)}{2}$ elementos da matriz ortogonal \mathbf{A}'^{-1} .

4.5 Não-gaussianidade e independência

Esta Seção discute a relação entre as restrições de não-gaussianidade e independência estatística das fontes de sinais, além de como a ICA faz uso dessas restrições para determinar as componentes independentes.

Em sinais originais com distribuições de probabilidade gaussianas, a matriz de mistura não exerce qualquer influência nas distribuições das misturas, isto é, as distribuições são idênticas [49]. Logo, não há como estimar a matriz de mistura a partir do conhecimento apenas das informações fornecidas pelas misturas observadas. O mesmo ocorre quando os sinais originais passam pelo processo de branqueamento.

De outra forma, se os sinais originais forem considerados estatisticamente independentes e não-gaussianas, a ICA é capaz de estimar a matriz de mistura e, por

³⁰ Matrizes em que $\mathbf{A}'^{-1} = \mathbf{A}'^t$.

consequente, recuperar as componentes independentes dispondo apenas das informações contidas nas misturas observadas. O Teorema Central do Limite é a ferramenta que torna isso possível [11].

Segundo esse teorema, se houver um conjunto de variáveis aleatórias estatisticamente independentes e igualmente distribuídas x_1, x_2, \dots, x_m , a soma $y_m = x_1 + x_2 + \dots + x_m$ converge para uma distribuição gaussiana quando m tende ao infinito. Então, o Teorema Central do Limite é utilizado para estimar as componentes independentes como descrito adiante.

Pelo modelo básico da ICA, tem-se

$$\mathbf{s} = \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{x}. \quad (38)$$

Para estimar uma das componentes independentes, pode-se fazer uma combinação linear \mathbf{y} das misturas observadas \mathbf{x} , tal que $\mathbf{y} = \mathbf{b} \cdot \mathbf{x}$, na qual \mathbf{b} é um vetor linha que será determinado. Pela Equação (38), é visto também que $\mathbf{y} = \mathbf{b} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{s}$, isto é, \mathbf{y} é uma combinação linear das componentes independentes com o vetor $\mathbf{b} \cdot \mathbf{A}$. Se esse vetor for chamado de \mathbf{q} , tem-se

$$\mathbf{y} = \mathbf{b} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{q} \cdot \mathbf{s} = \sum_i q_i \cdot s_i. \quad (39)$$

Observando a Equação (38), e considerando que \mathbf{b} corresponde a uma das linhas de \mathbf{A}^{-1} , então a combinação linear $\mathbf{b} \cdot \mathbf{x}$ tem como resultado uma das componentes independentes e \mathbf{q} é, necessariamente, um vetor com somente um elemento igual a 1 e todos os outros iguais a 0.

Considerando que as componentes independentes são estatisticamente independentes, pelo Teorema Central do Limite pode-se concluir que qualquer combinação linear das componentes tem distribuição mais aproximada a uma gaussiana do que as distribuições de qualquer uma das componentes originais, logo, $\mathbf{y} = \mathbf{q} \cdot \mathbf{s}$ é mais gaussiana do que qualquer s_i , a não ser que $\mathbf{q} \cdot \mathbf{s}$ resulte em uma das componentes independentes.

Uma alternativa seria variar o valor de \mathbf{q} até que \mathbf{y} fosse igual a uma das componentes independentes, todavia, os valores de \mathbf{q} e \mathbf{s} não são conhecidos,

somente os valores das misturas observadas x . De outra forma, é conhecido que $\mathbf{b} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{q} \cdot \mathbf{s}$, daí, ao ser calculado um vetor \mathbf{b} que maximize a não-gaussianidade de $\mathbf{b} \cdot \mathbf{x}$, esse vetor seria necessariamente igual ao vetor $\mathbf{b} \cdot \mathbf{A}$, como mostrado na Equação (39).

Portanto, a combinação linear $\mathbf{b} \cdot \mathbf{x}$ é equivalente a uma das componentes independentes, para isso é necessário que seja calculado um vetor \mathbf{b} que maximize a não-gaussianidade de $\mathbf{b} \cdot \mathbf{x}$. Duas medidas de não-gaussianidade são discutidas na próxima Seção.

4.6 Medidas de não-gaussianidade

Para determinar as componentes independentes de uma mistura, a ICA pode ser baseada em alguns critérios, como a maximização da não-gaussianidade, maximização da verossimilhança [51], minimização da informação mútua [52], entre outros. Nesta dissertação, a condição utilizada é a não-gaussianidade, que pode ser quantificada por meio da curtose ou da negentropia, tratadas nas Seções 4.6.1 e 4.6.2, respectivamente.

4.6.1 Curtose

A cumulante³¹ de quarta ordem é uma das medidas de não-gaussianidade usadas na ICA, também conhecida, na sua versão normalizada, como curtose [48]. A função curtose de uma variável aleatória y é

$$\kappa(y) = E[y^4] - 3 \cdot (E[y^2])^2. \quad (40)$$

Ao assumir que a variável aleatória y possui variância igual a 1, após passar pelo processo de branqueamento, a Equação (40) é simplificada, resultando em uma versão normalizada da cumulante de quarta ordem $E[y^4]$, dada por

$$\kappa(y) = E[y^4] - 3. \quad (41)$$

³¹ Momentos de uma variável aleatória: 1ª ordem (média), 2ª ordem (variância), 3ª ordem (assimetria) e 4ª ordem (curtose).

O valor da curtose de uma variável aleatória pode ser negativo, nulo ou positivo, de forma que quando:

- $\kappa < 0$, a variável é super-gaussiana. Um exemplo é a função densidade de probabilidade laplaciana;
- $\kappa = 0$, a variável é gaussiana e possui função densidade de probabilidade gaussiana ou normal;
- $\kappa > 0$, a variável é sub-gaussiana. Um exemplo é a função densidade de probabilidade uniforme.

Usando o módulo da curtose, obtém-se uma medida de não-gaussianidade de uma variável aleatória, de forma que:

- $|\kappa| = 0$, a variável é gaussiana;
- $|\kappa| > 0$, a variável é não-gaussiana.

O principal motivo que faz com que a curtose seja largamente utilizada para mensurar a não-gaussianidade de uma variável aleatória é a sua simplicidade, porém ela possui algumas desvantagens. O fato de não ser uma medida robusta é a maior delas, já que somente algumas amostras de uma variável podem ter uma maior influência no valor absoluto da curtose do que todas as outras.

Por exemplo, para uma variável aleatória com 1.000 amostras entre 0 e 1, com média zero e variância um, a curtose é igual a 0. Se algum evento fizer com que apenas uma das amostras altere seu valor para 10, o valor da curtose seria, no mínimo, igual a 7 [48].

4.6.2 Negentropia

Outra forma usada para mensurar a não-gaussianidade de uma variável aleatória é a negentropia [49]. Ela tem como base a determinação da quantidade de informação da variável em questão por meio da diferença de entropia entre uma referência e essa variável.

A Equação (42) mostra a definição da entropia diferencial H de uma variável aleatória Y com densidade de probabilidade $p_Y(\xi)$

$$H(Y) = - \int p_Y(\xi) \cdot \log(p_Y) d\xi. \quad (42)$$

Quando comparadas variáveis aleatórias de mesma média e variância, a variável gaussiana terá a maior entropia diferencial de todas [53]. Diante disso, é viável usar a entropia diferencial para estimativa da não-gaussianidade de variáveis.

Se a entropia diferencial for normalizada de forma a apresentar resultados não negativos, tem-se a chamada negentropia, que para uma variável gaussiana é igual a zero [49]. A negentropia J de uma variável aleatória Y é definida como

$$J(Y) = H(Y_g) - H(Y), \quad (43)$$

em que Y_g é uma variável aleatória gaussiana com a mesma matriz de correlação (covariância) que Y .

A negentropia é uma medida de não-gaussianidade bem definida estatisticamente, sendo considerada uma estimadora ótima da não-gaussianidade. Se forem observadas em conjunto as definições das Equações (42) e (43), conclui-se que, dessa forma, a negentropia é uma medida de implementação computacional complexa, pela presença de integrais e funções logarítmicas. Além disso, é necessário o conhecimento de, pelo menos, uma estimativa do tipo de função densidade de probabilidade da variável de trabalho, que nem sempre é possível.

Desse modo, é preciso que se tenha formas aproximadas da negentropia que tornem essa medida mais simples para a implementação. Um meio de fazer isso é usar cumulantes de alta ordem

$$J(y) \approx \frac{1}{12} (E[y^3])^2 + \frac{1}{48} \kappa(y)^2. \quad (44)$$

Como essa forma de aproximação utiliza cumulantes de alta ordem e, conseqüentemente, a curtose, essa aproximação não é robusta, pelos mesmos motivos que a curtose também não o é. Para maiores detalhes sobre o processo de aproximação da negentropia, como erro, entre outros, pode-se consultar [54].

Daí, outro método de aproximação da negentropia mais aprimorado é o que utiliza esperanças de funções não-quadráticas. Nesse método pode-se utilizar quaisquer duas funções não-quadráticas G_1 e G_2 , desde que G_1 seja ímpar e G_2 seja par, dispostas conforme

$$J(y) \approx \alpha_1 \cdot (E[G_1(y)])^2 + \alpha_2 \cdot (E[G_2(y)] - E[G_2(v)])^2, \quad (45)$$

em que, α_1 e α_2 são constantes positivas;

v é uma variável aleatória gaussiana com média 0 e variância 1.

Como opção de escolha, pode-se usar apenas uma função não-quadrática G , resultando na aproximação

$$J(y) \propto [E[G(y)] - E[G(v)]]^2. \quad (46)$$

O problema, então, é centrado na escolha de uma função não-quadrática G . Uma função que não cresça rapidamente resulta em estimadores mais robustos e computacionalmente mais simples [55]. As Equações (47) e (48) preenchem esse requisito:

$$G_1(y) = \frac{1}{a_1} \log(\cosh(a_1 \cdot y)), \quad (47)$$

$$G_2(y) = -\exp\left(-\frac{y^2}{2}\right), \quad (48)$$

em que a_1 é uma constante, tal que: $1 \leq a_1 \leq 2$.

Devido à sua robustez, o método de aproximação da negentropia adotado no algoritmo FastICA, e utilizado para obter os resultados apresentados, foi o que utiliza a esperança de apenas uma função não-quadrática.

4.7 Algoritmo FastICA

Esta Seção mostra um algoritmo com base na iteração de ponto-fixo que maximiza a não-gaussianidade do máximo local $\mathbf{w} \cdot \mathbf{z}$, em que \mathbf{w} é um vetor de coeficientes de separação e \mathbf{z} são as misturas observadas, centralizadas e brancas. Esse algoritmo, chamado de FastICA [48], estima apenas uma componente independente por vez. Para determinar as demais componentes, é necessário executá-lo uma quantidade de vezes pelo menos igual ao número de componentes independentes a serem encontradas.

O algoritmo FastICA pode ser desenvolvido tanto com a curtose quanto com a negentropia. Essas duas formas de concepção são muito parecidas, diferindo apenas na iteração que calcula o novo vetor de coeficientes de separação \mathbf{w} . O algoritmo que usa a negentropia é

1. Escolher um vetor de pesos \mathbf{w} inicial;
2. $\mathbf{w}^* \leftarrow E\{\mathbf{z} \cdot g(\mathbf{w}^t \cdot \mathbf{z})\} - E\{g'(\mathbf{w}^t \cdot \mathbf{z})\} \cdot \mathbf{w}$;
3. $\mathbf{w} \leftarrow \frac{\mathbf{w}^*}{\|\mathbf{w}^*\|}$;
4. Se não convergir, voltar ao passo 2.

O critério de convergência é o novo e antigo \mathbf{w} apontarem para a mesma direção, dado que \mathbf{w} e $-\mathbf{w}$ são iguais, como visto na Seção 4.3.

As derivadas das funções descritas nas Equações (47) e (48) podem ser utilizadas como função g (Equações (49) e (50)), já que fornecem boas aproximações da negentropia. Além dessas funções, é adotada também a derivada da cumulante de quarta ordem, mostrada na Equação (51).

$$g_1(y) = \tanh(a_1 \cdot y), \quad (49)$$

$$g_2(y) = y \cdot e^{\left(-\frac{y^2}{2}\right)}, \quad (50)$$

$$g_3(y) = y^3. \quad (51)$$

As derivadas g' são dadas por:

$$g'_1(y) = a_1 \cdot (1 - \tanh^2(a_1 \cdot y)), \quad (52)$$

$$g'_2(y) = (1 - y^2) \cdot e^{\left(\frac{-y^2}{2}\right)}, \quad (53)$$

$$g'_3(y) = 3 \cdot y^2. \quad (54)$$

Se a medida de não-gaussianidade escolhida for a curtose, o algoritmo é o mesmo que usa a negentropia, com uma única modificação no passo 2 que é dado da seguinte forma

$$\mathbf{w}^* \leftarrow E\{z(\mathbf{w}^t \cdot \mathbf{z})^3\} - 3 \cdot \mathbf{w}. \quad (55)$$

Para a implementação proposta nesta dissertação, controle de interferências intencionais em sinais GPS, o método estatístico escolhido foi o FastICA devido a algumas propriedades desse algoritmo:

- A convergência é cúbica ou, pelo menos, quadrática. Ao contrário de outros algoritmos que implementam a ICA baseados em métodos de gradiente descendente, por exemplo, nos quais a convergência é apenas linear. Isso representa que o algoritmo FastICA [48] possui uma rápida convergência;
- Ao contrário de algoritmos baseados em gradiente [56], não há nenhuma configuração a ser escolhida, como passo de adaptação ou de taxa de aprendizagem, o que torna o FastICA mais simples;
- O algoritmo encontra diretamente as componentes independentes de qualquer distribuição não-gaussiana utilizando qualquer medida de não-linearidade g , diferente de vários algoritmos em que a medida de não-linearidade precisa ser escolhida especificamente [56];
- O desempenho do algoritmo pode ser otimizado com a escolha adequada de uma medida de não-linearidade;
- As componentes independentes são estimadas individualmente, o que contribui para a diminuição do custo computacional nas situações em que somente algumas das componentes independentes precisam ser estimadas;
- O algoritmo FastICA requer pouco espaço de memória;

- É considerado de banda larga, pois pode ser aplicado a toda a faixa do espectro de interesse de uma só vez [57], [58].

4.8 Calculando mais de uma componente independente

Como visto na Seção 4.7, o algoritmo FastICA apresentado calcula apenas uma componente independente cada vez que é executado. Entretanto, para calcular todas as componentes basta executar a FastICA, no mínimo, por uma quantidade de vezes igual ao número de componentes independentes. Além disso, pode-se variar o vetor w inicial, contudo, existe a possibilidade de um mesmo máximo local ser calculado mais de uma vez.

Para sanar esse problema, é aproveitada a propriedade de que os vetores w_i são ortogonais após o processo de branqueamento. Isso acontece devido à ortogonalidade da nova matriz de mistura A' , obtida após esse processo. Como $A'^{-1} = A'^t$, os vetores w_i são as linhas de A'^{-1} e as colunas de A'^t , daí, para prevenir que um máximo local seja calculado mais de uma vez, é necessário ortogonalizar os vetores w_i a cada iteração do algoritmo.

Adiante são apresentadas duas técnicas usuais de ortogonalização, além de suas implicações em relação ao cálculo das componentes independentes.

4.8.1 Ortogonalização deflacionária

Um método simples e bastante difundido na Álgebra Linear para ortogonalização deflacionária é o método de Gram-Schmidt [48]. A cada iteração, o algoritmo FastICA calcula um novo vetor w_p . Para realizar a ortogonalização são subtraídas as projeções $(w_p^t) \cdot w_j$, em que $j = 1, \dots, p - 1$, dos $p - 1$ vetores calculados nas iterações anteriores e, então, w_p é renormalizado. Desse modo, as componentes independentes são calculadas individualmente, de forma sequencial. Por esse fato, o erro de ortogonalização é propagado de uma componente independente para outra, até que a última seja determinada.

Fazendo uso da ortogonalização deflacionária, a sequência de ações para a estimativa das componentes independentes é a seguinte:

1. Escolher um vetor de pesos \mathbf{w} inicial;
2. Executar uma iteração do algoritmo FastICA, descrito na Seção 4.7;
3. Realizar a ortogonalização

$$\mathbf{w}_p \leftarrow \mathbf{w}_p - \sum_{j=1}^{p-1} (\mathbf{w}_p^t \cdot \mathbf{w}_j) \cdot \mathbf{w}_j ; \quad (56)$$

4. Normalizar \mathbf{w}_p ;
5. Se não convergir, voltar ao passo 2;
6. $p \leftarrow p + 1$. Se $p \leq n$, voltar ao passo 1.

O critério de convergência é o mesmo apresentado na Seção 4.7: o novo e o antigo \mathbf{w} apontarem para a mesma direção.

4.8.2 Ortogonalização simétrica

Na ortogonalização deflacionária, as componentes independentes são calculadas individualmente, isso ocasiona a desvantagem de propagar erros de estimação de uma componente para as outras. Para evitar essa situação, pode-se usar outra técnica, que traga um paralelismo ao cálculo das componentes, pois, dessa forma, não há propagação sucessiva e cumulativa de erros de estimação.

Na ortogonalização simétrica [48], é realizada uma iteração do algoritmo FastICA em cada vetor \mathbf{w}_i , em paralelo. Depois da iteração principal, todos os vetores \mathbf{w}_i são ortogonalizados usando o método simétrico, conforme mostrado a seguir:

1. Escolher um vetor inicial de pesos \mathbf{w} ;
2. Executar uma iteração do algoritmo FastICA para todos vetores \mathbf{w}_i , em paralelo;
3. Realizar a ortogonalização simétrica nos vetores \mathbf{w}_i ;
4. Se não convergir, voltar ao passo 2.

O critério de convergência é o mesmo apresentado na Seção 4.7: o novo e o antigo \mathbf{w} apontarem para a mesma direção.

A ortogonalização simétrica pode ser obtida pelo método da raiz quadrada de uma matriz. Desse modo, a matriz \mathbf{W} , formada pelos vetores \mathbf{w}_i , é ortogonalizada da seguinte forma

$$\mathbf{W} \leftarrow (\mathbf{W} \cdot \mathbf{W}^t)^{-\frac{1}{2}} \cdot \mathbf{W}. \quad (57)$$

Outra possibilidade é executar o seguinte algoritmo iterativo:

1. $\mathbf{W} \leftarrow \frac{\mathbf{W}}{\|\mathbf{W}\|}$;
2. $\mathbf{W} \leftarrow \frac{3}{2} \cdot \mathbf{W} - \frac{1}{2} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{W}^t \cdot \mathbf{W}$;
3. Se $\mathbf{W} \cdot \mathbf{W}^t$ não é próximo da matriz identidade, voltar ao passo 2.

4.9 Conclusões do capítulo

Este capítulo foi dedicado à apresentação da técnica de análise em componentes independentes. Nele foi mostrado que o principal objetivo da ICA é encontrar uma representação linear de dados não-gaussianos, pelo uso da minimização da dependência estatística entres eles, fazendo com que as componentes resultantes sejam estatisticamente independentes ou tenham a máxima independência possível.

Para isso, a ICA usa um modelo estatístico de variáveis que não são observadas diretamente, mas inferidas por meio das propriedades de outras variáveis observadas. Esta é a principal característica do método ICA ter sido selecionado para ser trabalhado nesta dissertação. Como no caso de interferências intencionais em sinais GPS, não se conhece as características do interferidor, então faz-se necessário o uso de uma técnica que consiga processar e separar sinais sem conhece-los previamente, como no caso da ICA.

Apesar das características da técnica ICA serem compatíveis com os requisitos da aplicação desta dissertação, existem limitações que devem ser consideradas como a necessidade de assumir que as fontes sejam estatisticamente independentes e que as suas distribuições de probabilidade sejam não-gaussianas.

Também existem ambiguidades inerentes ao modelo da ICA como a impossibilidade de determinar as variâncias das componentes independentes, bem como a sua ordem, e que a amplitude das componentes independentes não é a mesma das fontes originais.

Como no caso de *jamming* misturado ao sinal GPS, o principal objetivo é executar a separação com possibilidade de posterior demodulação do sinal GPS e a consequente recuperação da informação, as restrições e ambiguidades da ICA não comprometem a aplicação da técnica nesse caso.

Para facilitar a implementação da ICA são realizados dois pré-processamentos, são eles a centralização, que faz com que as misturas de sinais tenham média zero, e ao branqueamento, que faz com que as variáveis aleatórias das misturas sejam descorrelacionadas e que sua matriz de covariância seja unitária, igual à identidade.

Estes pré-processamentos simplificam bastante a aplicação da técnica. Por meio da centralização, as componentes independentes resultantes também terão média zero e, caso haja necessidade, ao final do processo a média original das fontes pode ser adicionadas às componentes sem afetar o resultado encontrado. Já por meio do branqueamento, consegue-se fazer com que a matriz de misturas seja ortogonal, delimitando a sua estimativa ao espaço de matrizes ortogonais, o que reduz o número de elementos a serem determinados.

Alguns métodos para a determinação das componentes independentes podem ser utilizados, porém, verificou-se que em grande parte das aplicações o método aplicado é o da maximização da não-gaussianidade, quantificada por meio da curtose ou da negentropia.

No caso desta dissertação, tanto a curtose como a negentropia atenderam às necessidades, tendo como vantagem a simplicidade de que quando são nulas indicam que uma variável aleatória é gaussiana, do contrário, isto não se verifica. Mais especificamente, a negentropia foi escolhida pela sua robustez e por poder ser aproximada pela utilização do valor esperado de funções não-quadráticas, o que facilita sua aplicação e diminui o custo computacional.

Além disso, a maximização da não-gaussianidade associada ao emprego da negentropia, possibilita a utilização de um algoritmo baseado na iteração de ponto-fixa, o FastICA. Para a aplicação desta dissertação, este algoritmo mostrou ter várias

vantagens como apresentar convergência cúbica, não possuir configurações complexas a serem escolhidas, requerer baixo custo computacional e a possibilidade de ser aplicado a toda a faixa do espectro de interesse de uma só vez.

5 APLICAÇÃO DO MÉTODO NO CASO PROPOSTO

5.1 Sinal GPS

Nas simulações de aplicação da análise em componentes independentes (ICA) para separação de interferência intencional (*jamming*) foi utilizado um sinal GPS real, composto de 320.000 amostras, obtido a partir da base de dados *Crowdad* [59], ilustrado na Figura 31.

O sinal utilizado possui frequência central de 1.575,42 MHz, *span* de 5 MHz, taxa de amostragem de 6,4 Gamostras/s e 320.000 amostras registradas. Foi gravado utilizando um analisador de espectro de tempo real Tektronix RSA3408A, uma antena GPS Rojone A-GPSA95NS, um amplificador Rojone AMA-061B e um bloqueador de nível DC.

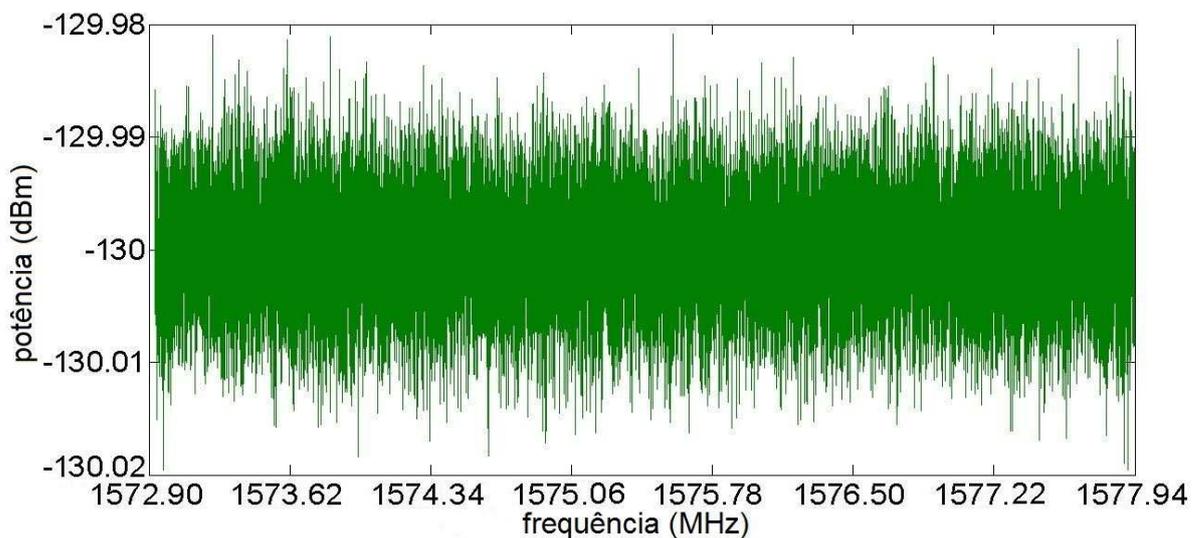


Figura 31 - Espectro do sinal GPS com 320.000 amostras.

Como já relatado na Seção 4.2, uma das restrições de uso da ICA é a impossibilidade de trabalhar com sinais com distribuição de probabilidade gaussiana. Nas Seções 4.6.1 e 4.6.2 foi visto que em problemas de separação cega de fontes (BSS), como no caso da ICA, as duas formas de medição de não gaussianidade comumente utilizadas são a curtose e a negentropia, respectivamente.

Como mostrado em [53], em conjuntos de dados gaussianos, o valor da curtose e da negentropia são iguais a 0. Valores não nulos representam variáveis não-gaussianas. Obtendo esses dois parâmetros do conjunto de dados do sinal GPS mostrado na Figura 31, é obtido um valor da curtose de 0,053, o que o classifica como não gaussiano. Isso é confirmado quando se obtêm o valor de 0,181 para a negentropia.

5.2 Sinal *chirp*³²

O sinal interferente escolhido foi um sinal do tipo *chirp* centrado na frequência L1 do GPS (1.575,42 MHz). Essa escolha é justificada pelo fato de vários trabalhos na área, ao analisarem o comportamento de equipamentos *jammer* comercializados livremente na Internet [60] identificaram que, na maioria dos casos, o sinal de interferência emitido por esses dispositivos é do tipo *chirp* [61], [62], [63].

Usando o aplicativo MATLAB³³ para gerar o sinal interferente, com modo de varredura quase-estático, frequência inicial (f_1) 1.572,92 MHz e frequência final (f_2) 1.577,92 MHz, a frequência instantânea pode ser obtida por

$$f_i(t) = f_1 + (f_2 - f_1) \cdot t^2. \quad (58)$$

A potência escolhida para o sinal *chirp* foi de 0 dBm. Este valor foi escolhido para garantir que ela seja muito maior do que a do sinal GPS. O resultado obtido é apresentado na Figura 32.

³² Cosseno de frequência variável.

³³ Linguagem computacional de alto nível e ambiente interativo de desenvolvimento de algoritmos, visualização e análise de dados, e computação numérica.

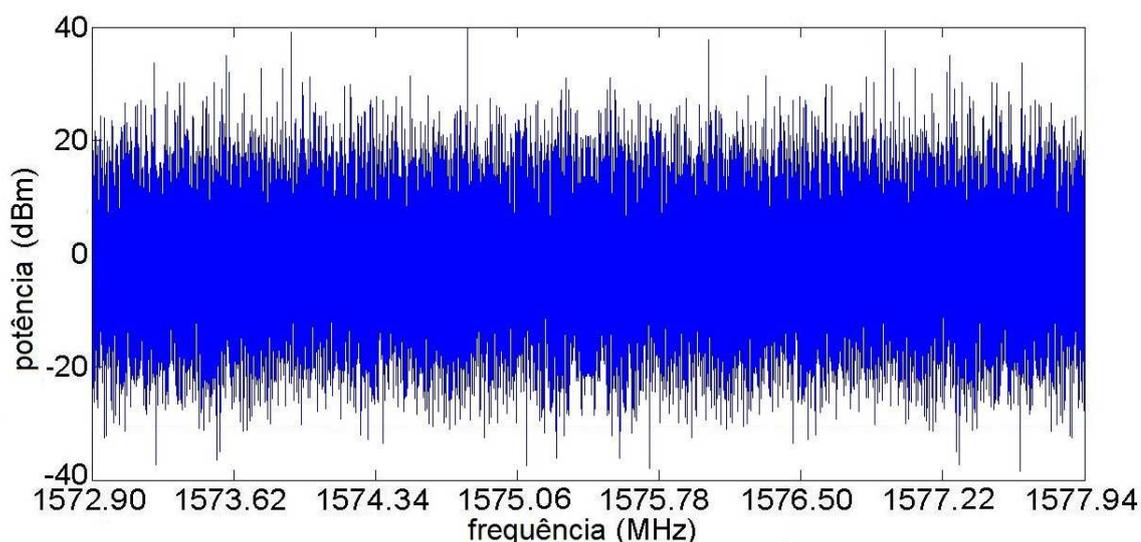


Figura 32 – Espectro do sinal interferente utilizado (*chirp*).

Conforme os critérios descritos nas Seções 4.6.1 e 4.6.2 (curtose e negentropia), esse sinal também é classificado como não gaussiano, já que possui curtose igual a 1,5178 e negentropia igual a 0,0458.

5.3 Separação de *jamming* usando a ICA

Para a aplicação da ICA neste trabalho foi utilizado o algoritmo FastICA [48] que é um código livre (obedecendo à licença GPL³⁴), desenvolvido na plataforma MATLAB. Esse programa implementa um algoritmo de ponto fixo rápido para análise em componentes independentes e busca de projeção.

Algumas das características importantes do FastICA são uma interface gráfica agradável e um algoritmo computacional poderoso. Esse algoritmo está disponível na página do Departamento de Informação e Ciência da Computação da *Aalto University*, situada em Helsinque, na Finlândia [64]. Na Figura 33 é apresentada uma das interfaces do algoritmo FastICA em ambiente MATLAB.

Para maiores esclarecimentos acerca do uso e funcionamento desse algoritmo pode-se consultar [64].

³⁴ Do inglês, *General Public License*.

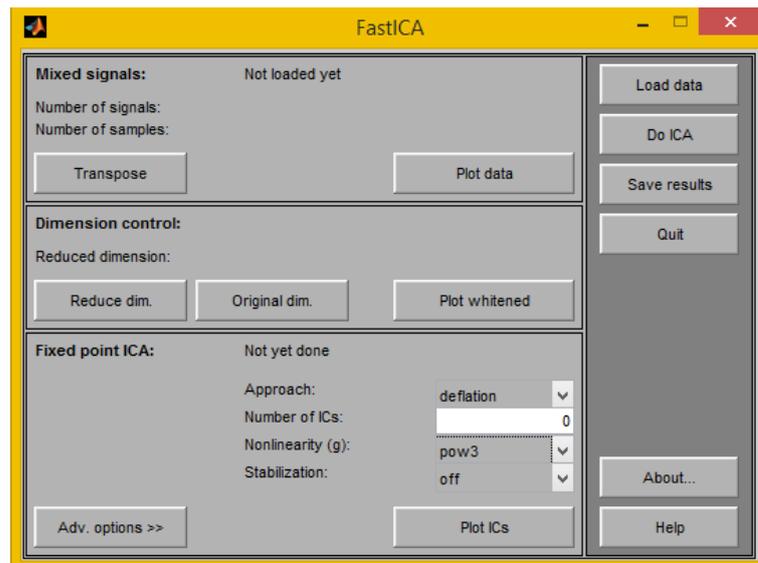


Figura 33 - Interface gráfica do pacote FastICA para MATLAB.

Para o uso da FastICA na situação proposta [65], bem como, na maioria dos casos, é necessária a escolha ou determinação de, pelo menos, dois parâmetros: o tipo de função custo a ser utilizada para maximizar a negentropia e o tipo de ortogonalização a ser usado para determinar as componentes independentes.

Para a determinação da função custo, pelo uso das cumulantes de alta ordem é conseguida uma abordagem para a negentropia. Por meio da densidade de expansão polinomial, as possíveis funções custo a serem selecionadas para a maximização podem ser derivadas a partir da abordagem da negentropia. Alternativamente, também pode-se usar a derivada da potência de quarta ordem, que é também uma medida de negentropia.

Assim, chega-se às quatro opções de funções custo para maximizar a negentropia, são elas:

$$g_p(y) = y^3, \quad (59)$$

$$g_t(y) = \tanh(a_1 \cdot y), 1 \leq a_1 \leq 2, \quad (60)$$

$$g_g(y) = y \cdot e^{\left(-\frac{y^2}{2}\right)}, \quad (61)$$

$$g_s(y) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot e^{\left(-\frac{y^2}{2}\right)}. \quad (62)$$

Deste ponto em diante, a Equação (59) será identificada como **pow3**, a Equação (60) como **tanh**, a Equação (61) como **gauss** e a Equação (62) como **skew**, conforme adotado em [66].

Inicialmente, foi feita a mistura dos dados originais por meio de uma matriz de mistura gerada aleatoriamente e com elementos entre 0 e 1, para simbolizar que nesse processo, geralmente, ocorre a atenuação dos sinais. Em seguida, as amostras dos sinais misturados foram carregadas no algoritmo FastICA [67] no MATLAB, tendo sido selecionados o tipo de otimização e a função custo.

Os tipos de otimização a serem usados, ortogonalização deflacionária e ortogonalização simétrica, estão descritas nas Seções 4.8.1 e 4.8.2, respectivamente. Fazendo uso dos mesmos dados, descritos nas Seções 5.1 e 5.2, em todas as simulações, as oito combinações possíveis de parâmetros foram testadas, a fim de se estabelecer qual delas seria usada para a aplicação proposta neste trabalho.

Após o final de cada simulação, as componentes independentes encontradas foram comparadas com as amostras dos sinais originais (GPS e interferência), por meio do coeficiente de correlação e da correlação cruzada, a fim de identificar o nível de semelhança entre elas [68]. Com relação ao coeficiente de correlação, valores iguais a 1 significam similaridade máxima na mesma fase, valor iguais a 0 indicam nenhuma correlação, já valores iguais a -1 apontam similaridade máxima com fase contrária.

5.3.1 Ortogonalização deflacionária e função custo pow3

Utilizando a ortogonalização deflacionária e a função custo **pow3**, após a aplicação da FastICA, foram encontradas duas componentes independentes. Os valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes são mostrados na Tabela 11.

	GPS	interferência
1ª componente independente	-1,0000	-0,0007
2ª componente independente	-0,0084	1,0000

Tabela 11 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **pow3** na FastICA.

A 1ª componente independente encontrada mostrou-se totalmente correlacionada ao sinal do GPS original (Figura 37), assim como a 2ª componente ao sinal interferência original (Figura 34). Enquanto o relacionamento invertido (1ª componente com o sinal interferência e a 2ª com o sinal GPS) mostrou uma grande desconexão (Figuras 35 e 36).

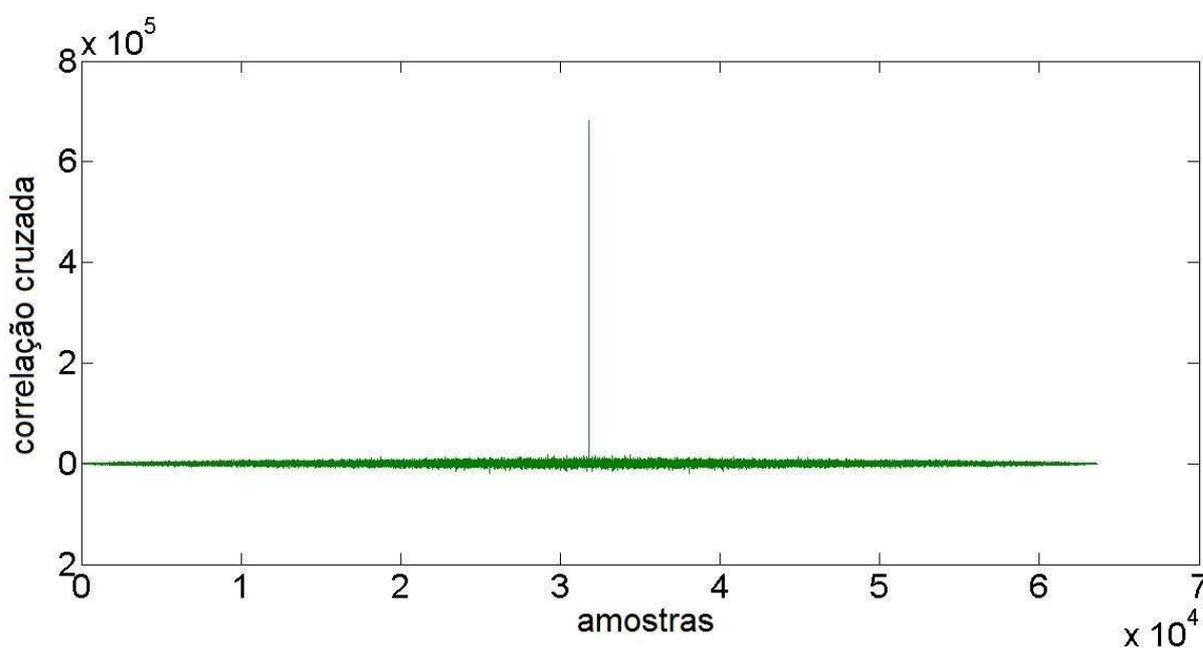


Figura 34 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **pow3** na FastICA.

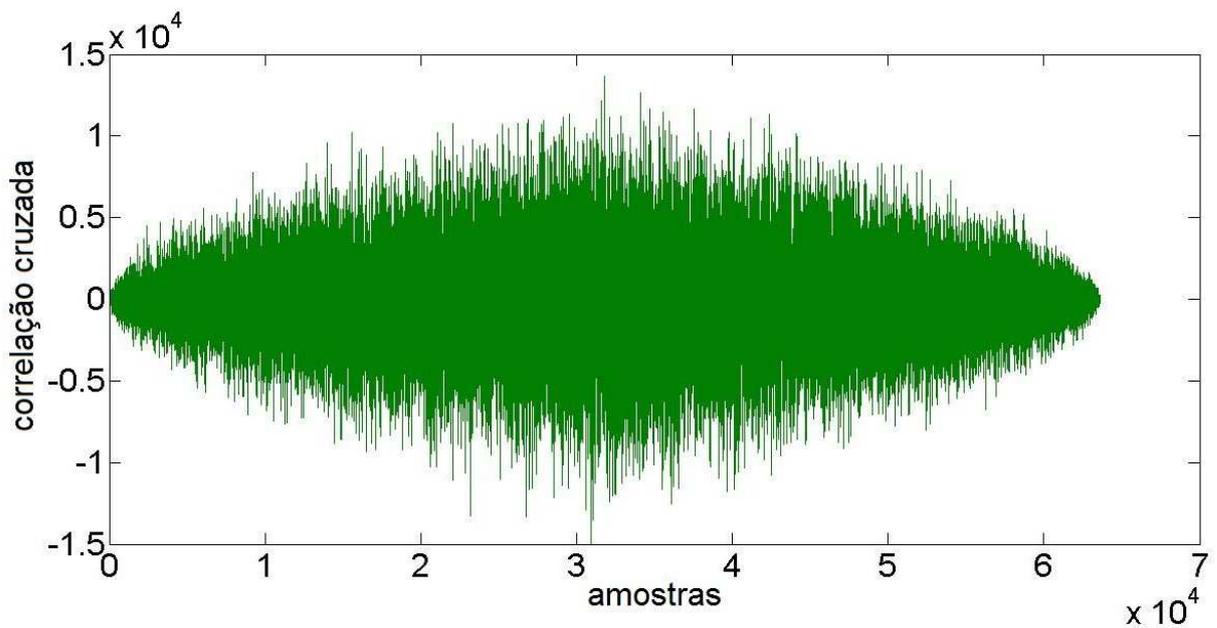


Figura 35 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **pow3** na FastICA.

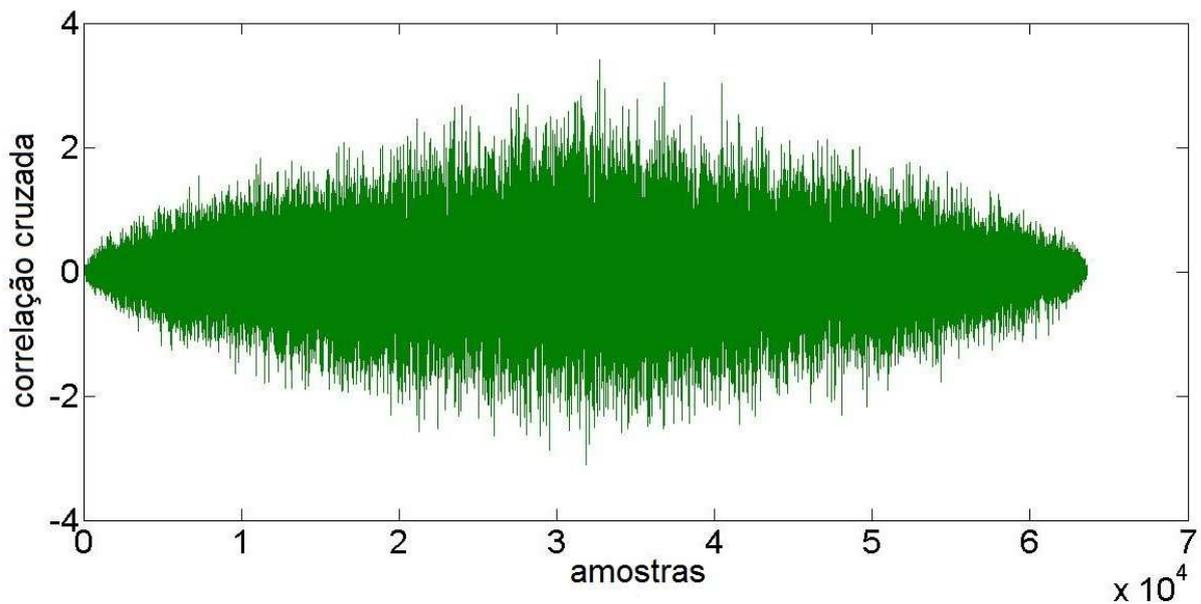


Figura 36 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **pow3** na FastICA.

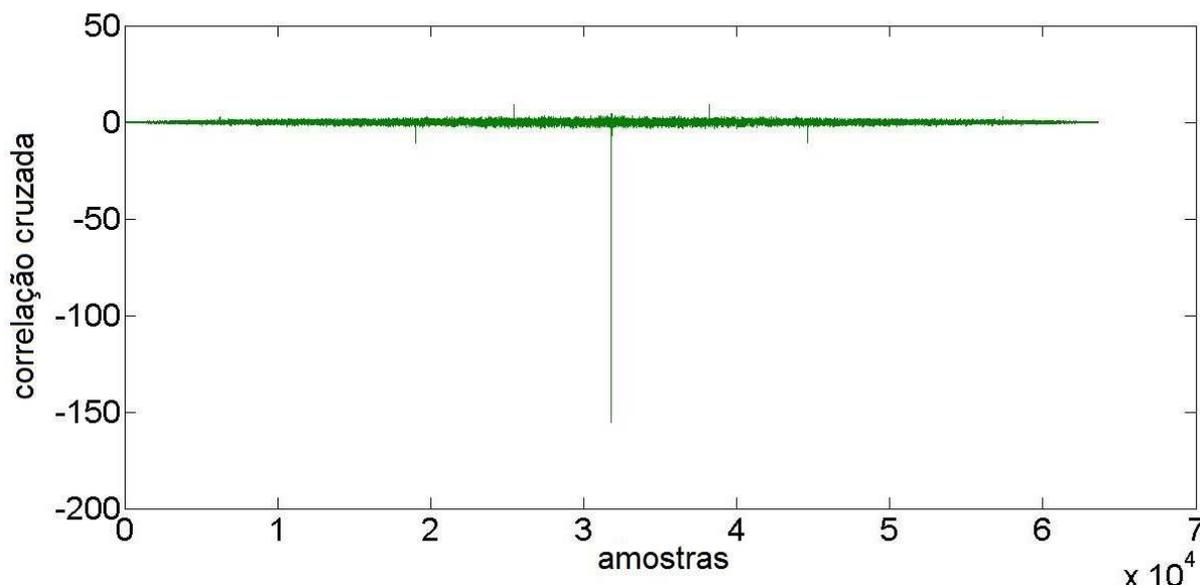


Figura 37 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **pow3** na FastICA.

5.3.2 Ortogonalização deflacionária e função custo **tanh**

Utilizando a ortogonalização deflacionária e usando a função custo do tipo **tanh**, após a aplicação da FastICA, foram encontradas duas componentes independentes. Os níveis do coeficiente de correlação entre as amostras originais e as componentes independentes encontradas são apresentados na Tabela 12.

	GPS	interferência
1ª componente independente	-0,0083	1,0000
2ª componente independente	-1,0000	-0,0006

Tabela 12 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **tanh** na FastICA.

A 1ª componente independente encontrada mostrou-se totalmente correlacionada ao sinal interferência original (Figura 38), bem como a 2ª componente ao sinal GPS original (Figura 41). Já quando o relacionamento foi invertido (1ª componente com o sinal GPS e a 2ª com o sinal interferência) houve uma grande desconexão (Figuras 39 e 40).

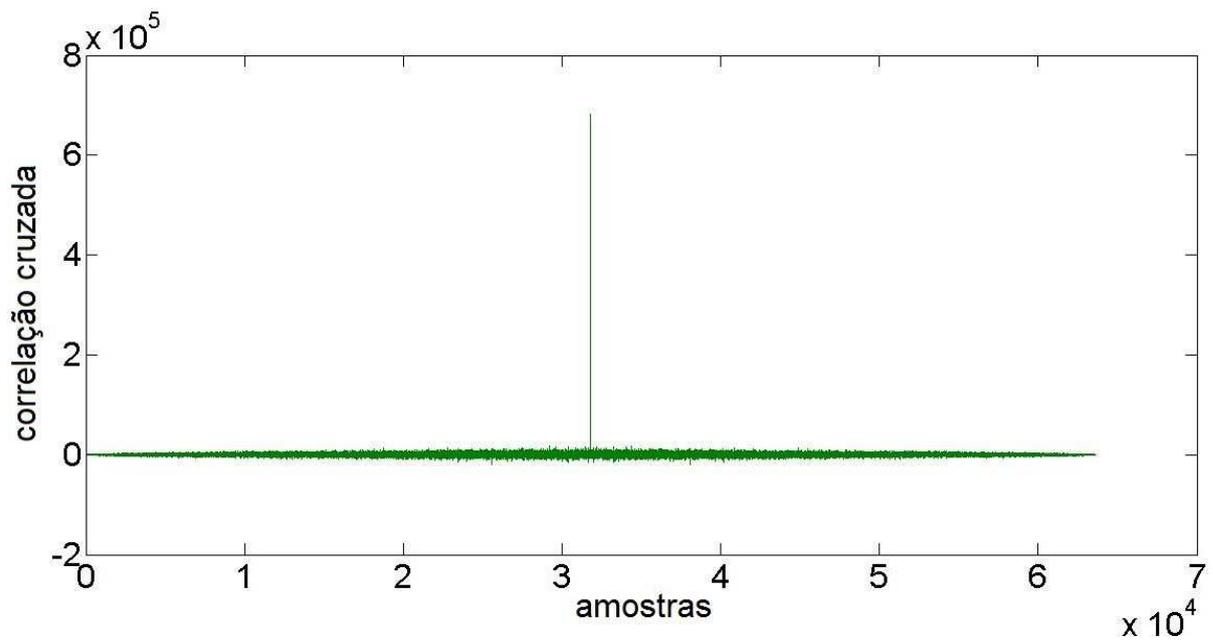


Figura 38 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **tanh** na FastICA.

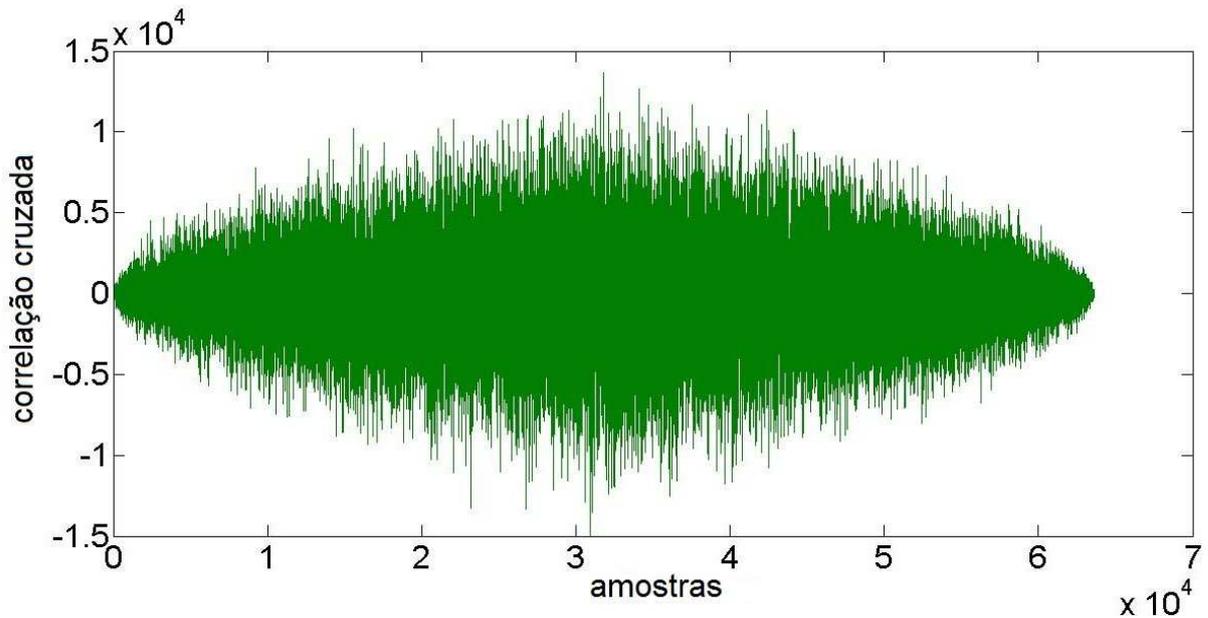


Figura 39 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **tanh** na FastICA.

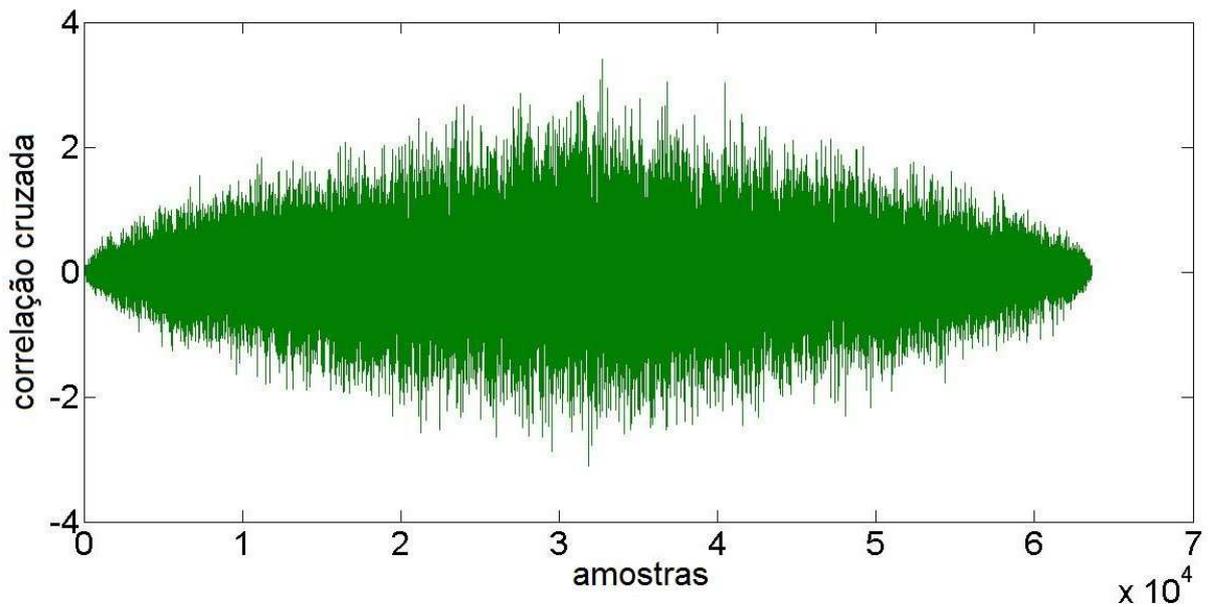


Figura 40 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **tanh** na FastICA.

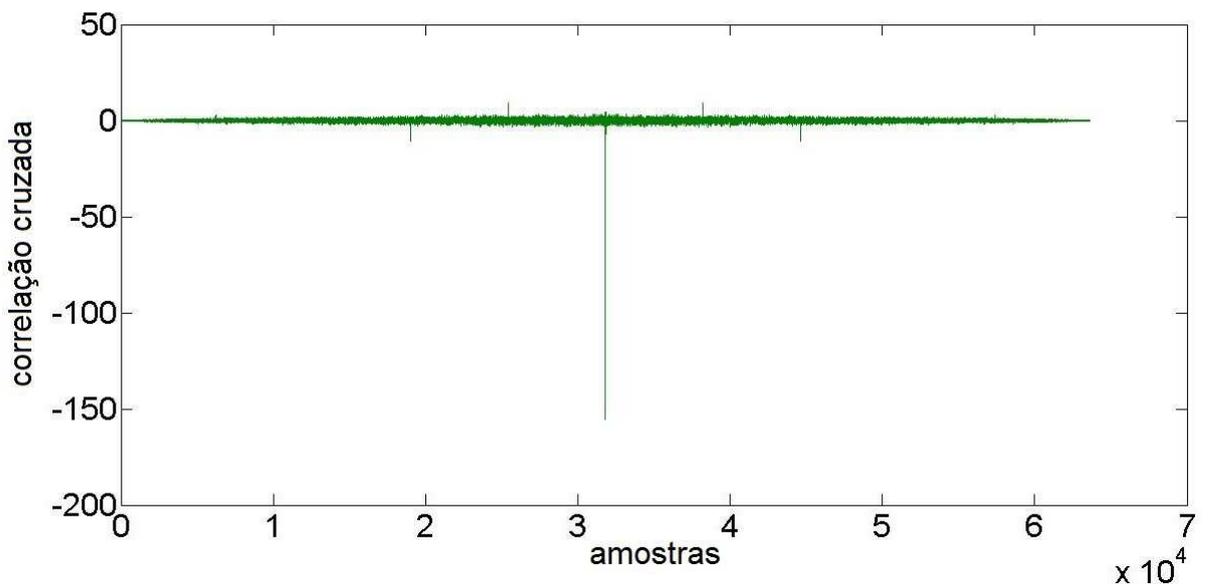


Figura 41 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **tanh** na FastICA.

5.3.3 Ortogonalização deflacionária e função custo gauss

Ainda adotando a ortogonalização deflacionária, porém agora alterando a função custo para **gauss** e, em seguida, aplicando a FastICA, foram separadas também duas componentes independentes. O resultado das correlações entre elas e as amostras originais são listadas na Tabela 13.

	GPS	interferência
1ª componente independente	1,0000	0,0006
2ª componente independente	-0,0083	-1,0000

Tabela 13 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **gauss** na FastICA.

A 2ª componente independente separada pelo FastICA apresentou-se intensamente correlacionada ao sinal interferência original (Figura 42), enquanto a 1ª componente mostrou-se fortemente correlacionada ao sinal GPS original (Figura 45). Agora, quando os pares de sinais foram trocados (1ª componente comparada ao sinal interferência e a 2ª ao sinal GPS), houve uma significativa descorrelação (Figuras 43 e 44).

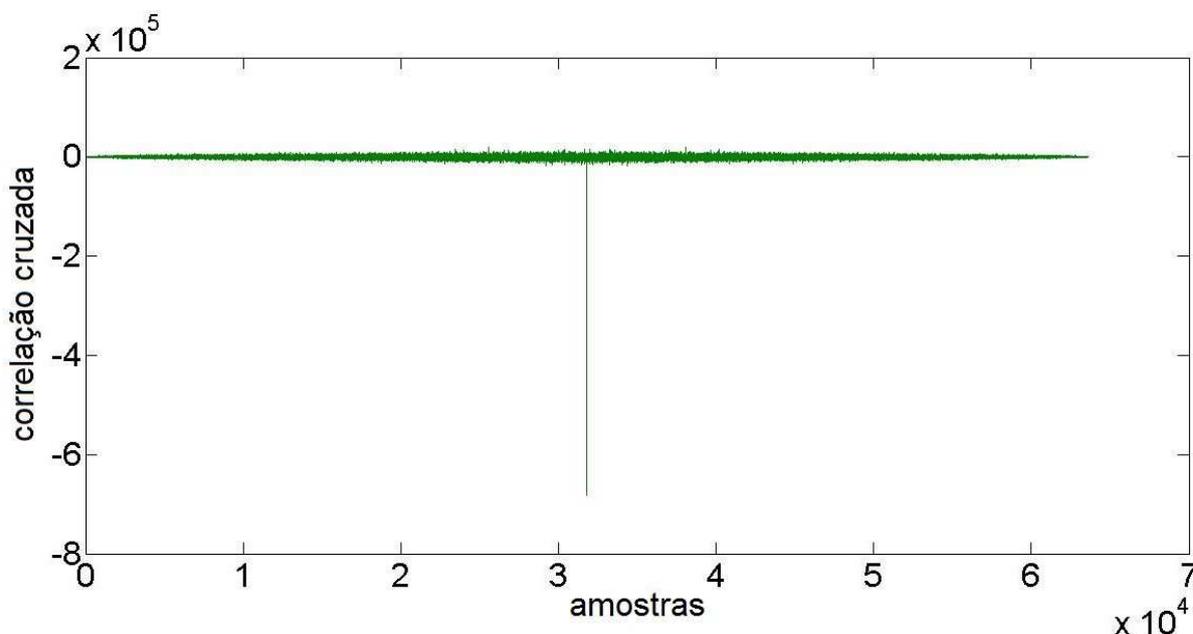


Figura 42 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **gauss** na FastICA.

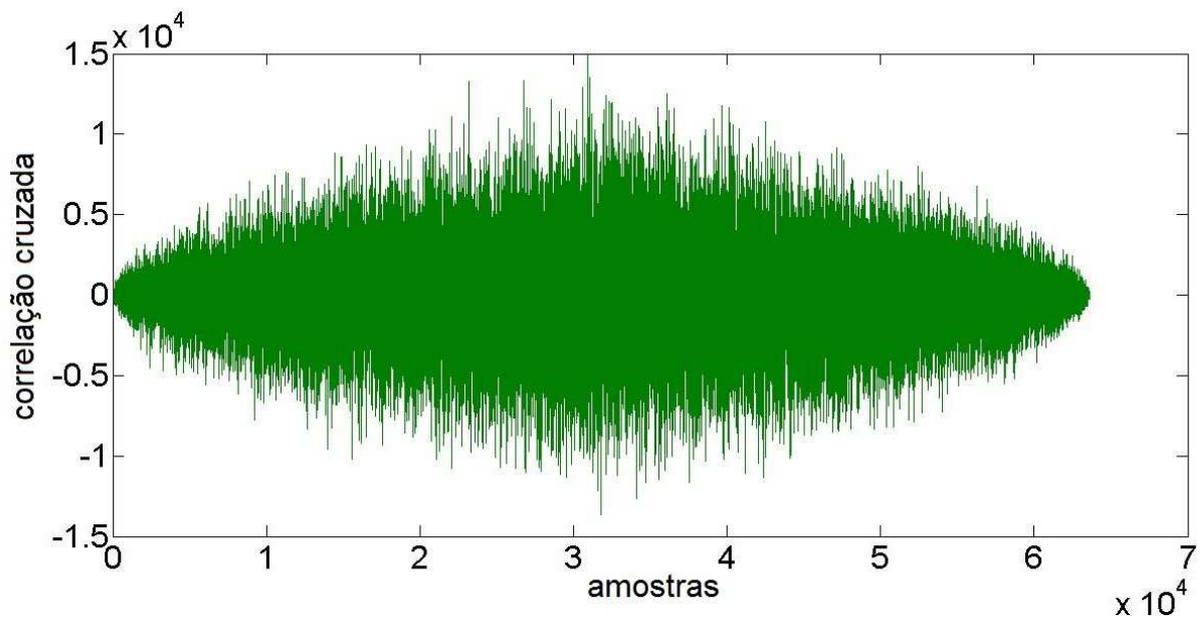


Figura 43 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **gauss** na FastICA.

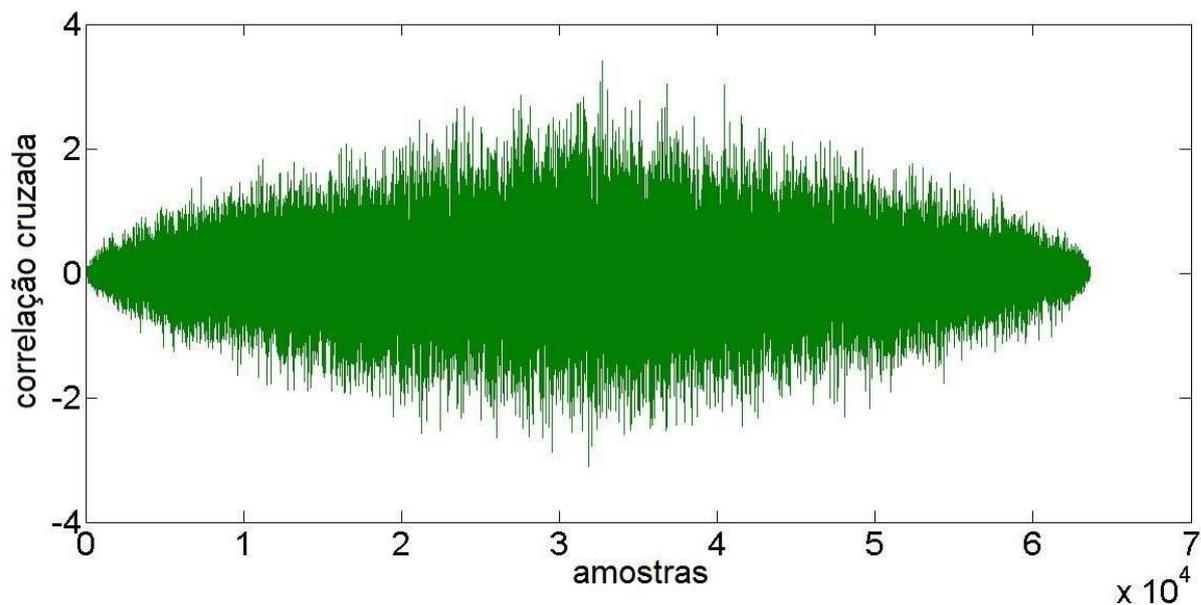


Figura 44 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **gauss** na FastICA.

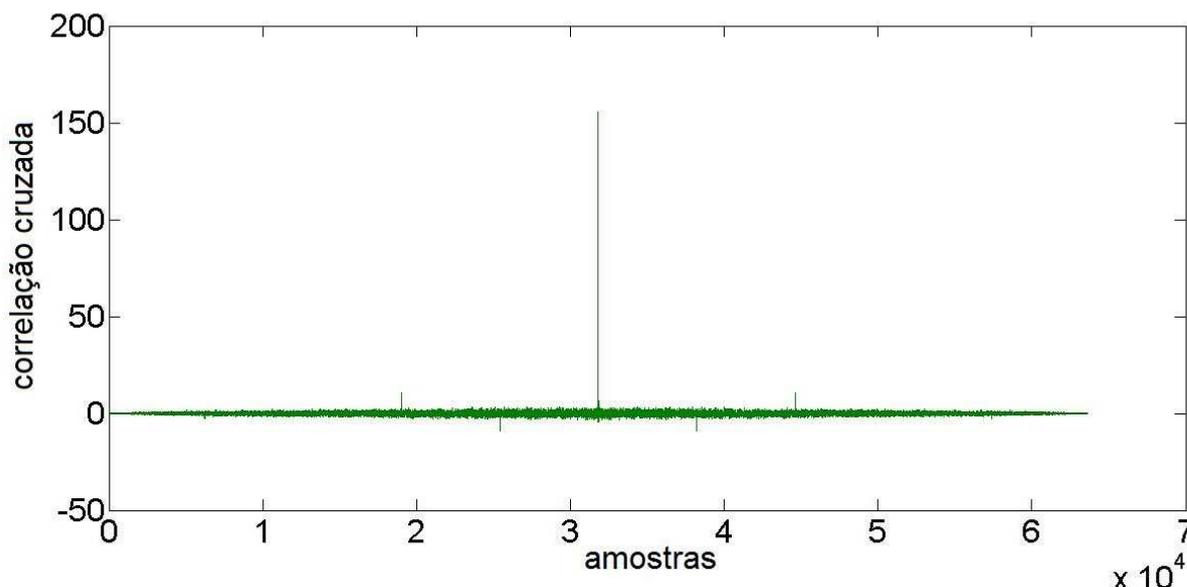


Figura 45 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **gauss** na FastICA.

5.3.4 Ortogonalização deflacionária e função custo skew

Para a quarta simulação realizada com a ortogonalização deflacionária foi usada a função custo **skew**. Como resultado do algoritmo FastICA foram obtidas duas componentes independentes que tem correlações com os sinais originais conforme apresentadas na Tabela 14.

	GPS	interferência
1ª componente independente	-0,2947	-0,9533
2ª componente independente	-0,9556	0,3020

Tabela 14 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **skew** na FastICA.

Um alto valor do coeficiente de correlação foi verificado entre a 1ª componente independente resultante da FastICA e o sinal interferência original (Figura 46), enquanto a 2ª componente independente mostrou-se bastante correlacionada ao sinal GPS original (Figura 49). Entretanto, diferente do que ocorreu com as outras três funções custo, no caso da função **skew** foi observado um valor

relativamente alto do coeficiente de correlação, quando os pares de sinais foram trocados (Figuras 47 e 48).

Analisando os resultados obtidos até o momento (todos utilizando ortogonalização deflacionária) pode-se constatar que as funções custo **pow3**, **tanh** e **gauss** tiveram um comportamento muito semelhante. Essas três funções custo apresentaram duas comparações com valores de coeficiente de correlação iguais a ± 1 e outras duas com valores muito próximos a zero, já na casa dos milésimos, caracterizando situações bem definidas de total correlação e de grande decorrelação, respectivamente. Ao contrário disso, as comparações utilizando a função custo **skew** retornaram valores que diferem desse padrão de observação, com duas comparações com valor de coeficiente de correlação altos, mas diferentes de ± 1 , e outras duas comparações com valores de coeficiente de correlação de alguns décimos, valores já distantes de zero.

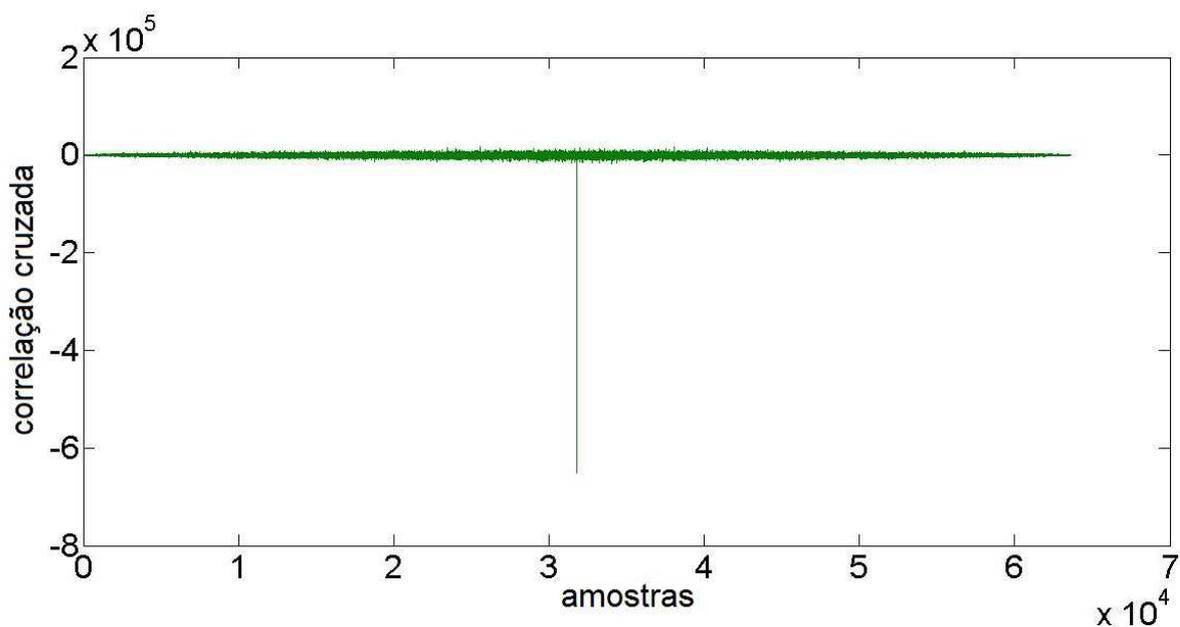


Figura 46 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **skew** na FastICA.

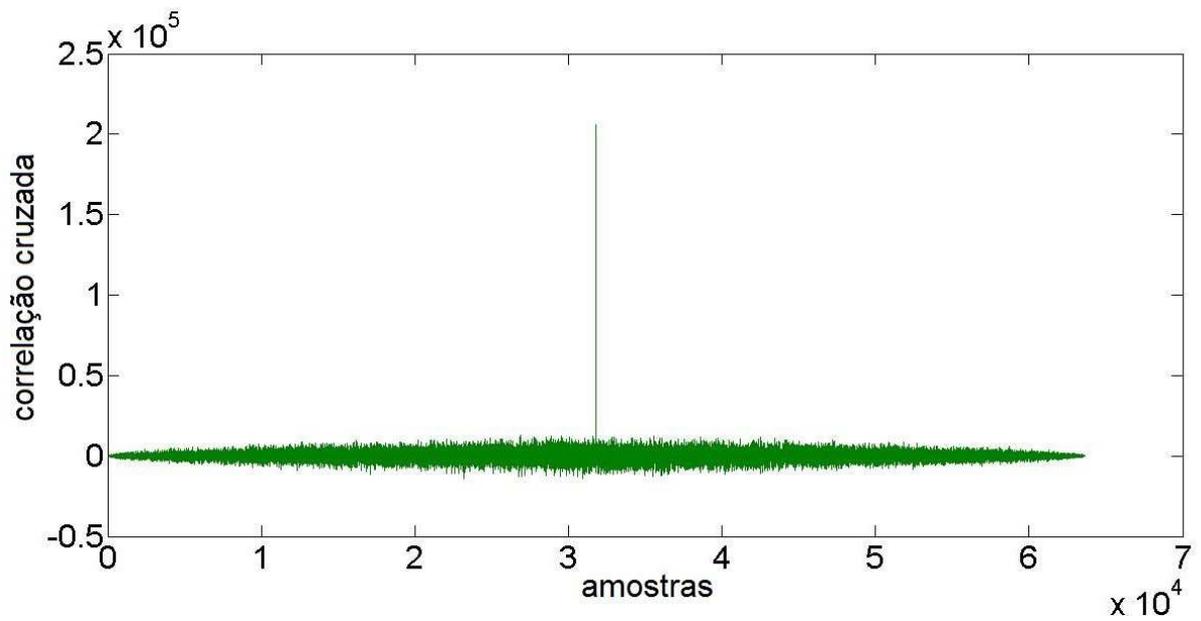


Figura 47 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **skew** na FastICA.

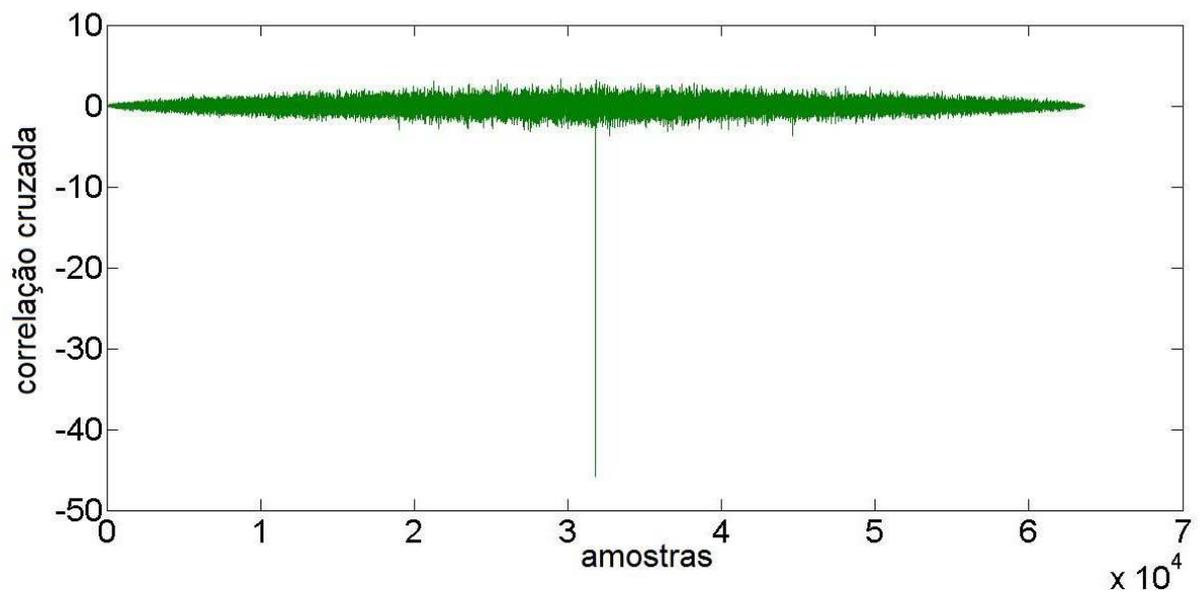


Figura 48 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **skew** na FastICA.

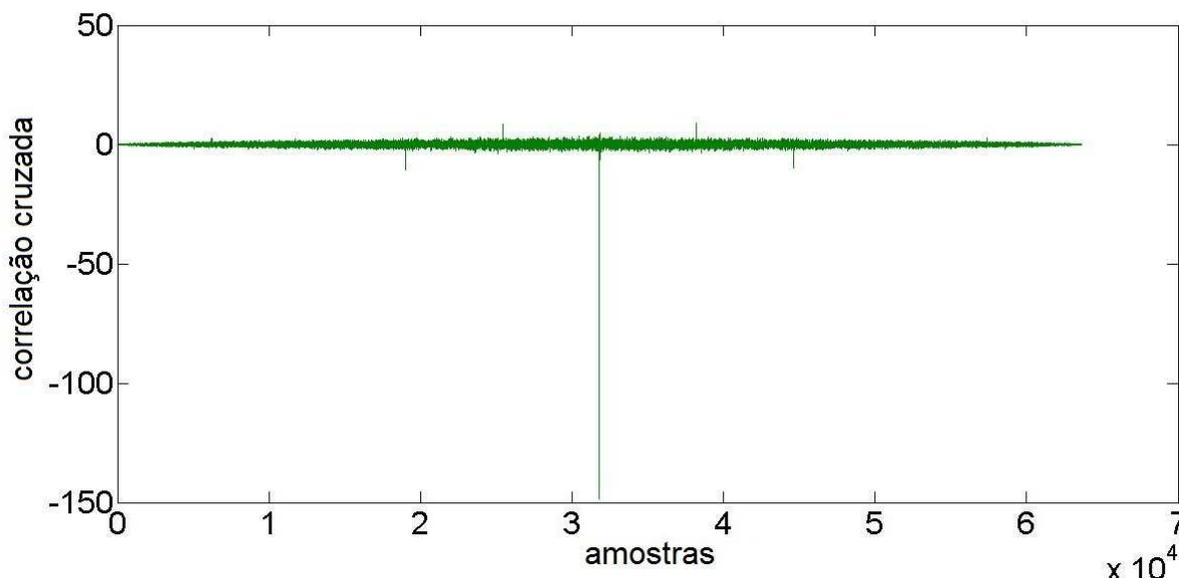


Figura 49 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **skew** na FastICA.

5.3.5 Ortogonalização simétrica e função custo **pow3**

O outro grupo de arranjo realizado utilizou a ortogonalização simétrica. Neste caso, foram encontradas duas componentes independentes, após a aplicação da FastICA. Os valores das correlações entre os sinais originais e as componentes independentes são mostrados na Tabela 15.

	GPS	interferência
1ª componente independente	1,0000	-0,0085
2ª componente independente	-0,0008	-1,0000

Tabela 15 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **pow3** na FastICA.

A 1ª componente independente encontrada mostrou-se integralmente correlacionada ao sinal GPS original (Figura 53), assim como a 2ª componente ao sinal interferência original (Figura 50). Enquanto o cruzamento invertido mostrou uma grande desconexão (Figuras 51 e 52). O que demonstra seguramente que essa 1ª

componente encontrada refere-se ao sinal GPS e a 2ª ao sinal interferência, só que recuperado com a fase invertida em 180°.

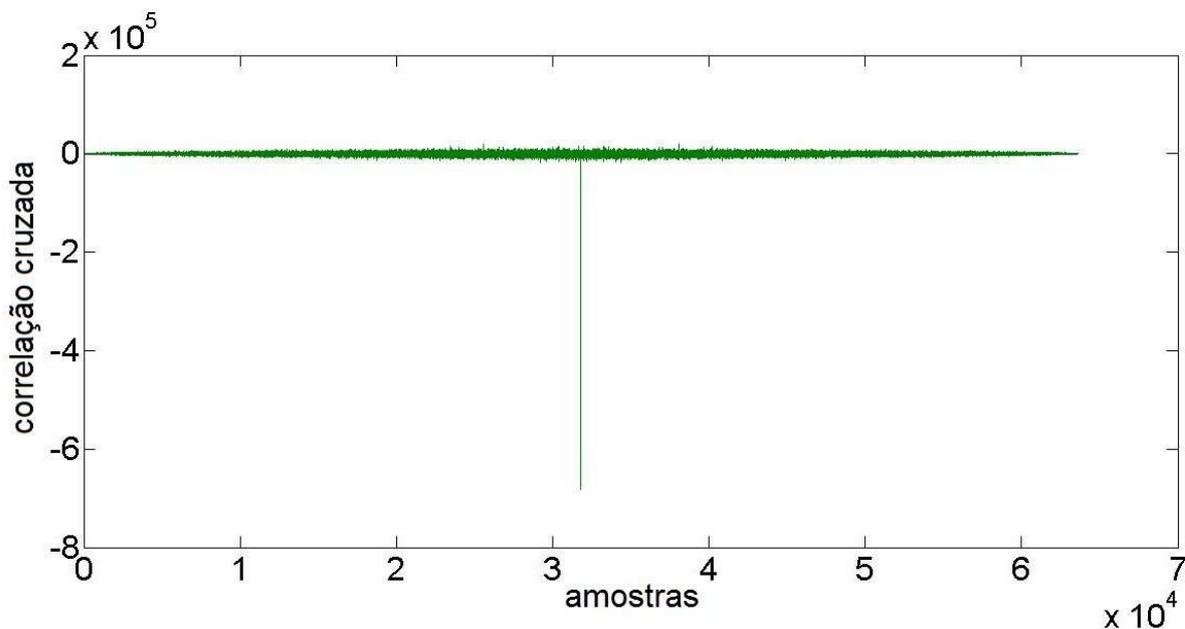


Figura 50 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **pow3** na FastICA.

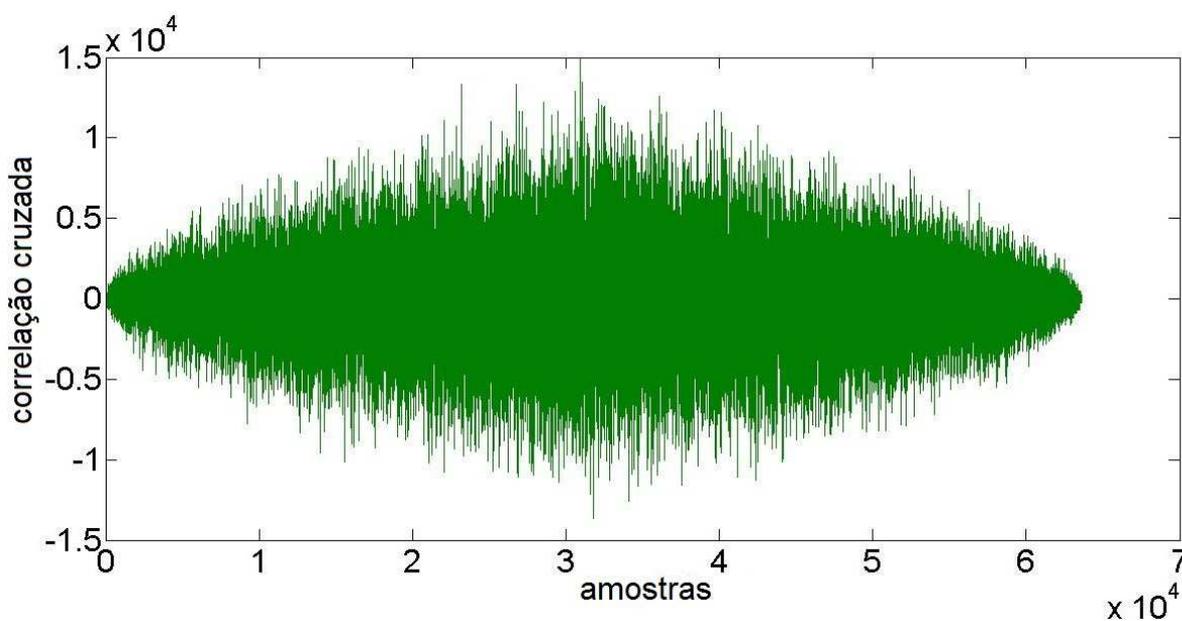


Figura 51 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **pow3** na FastICA.

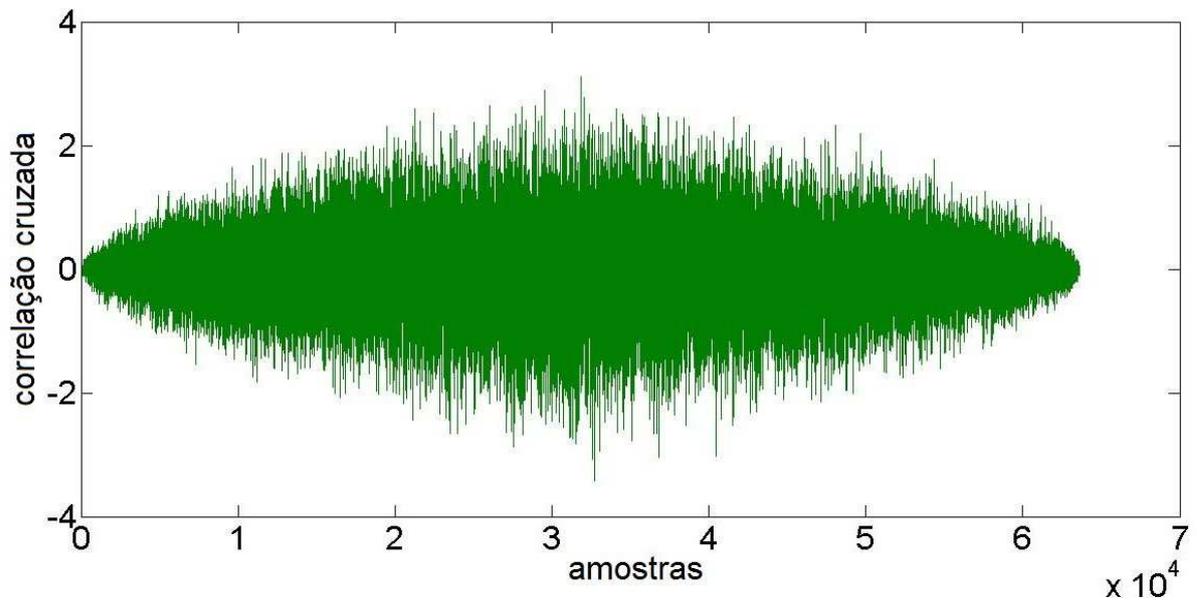


Figura 52 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **pow3** na FastICA.

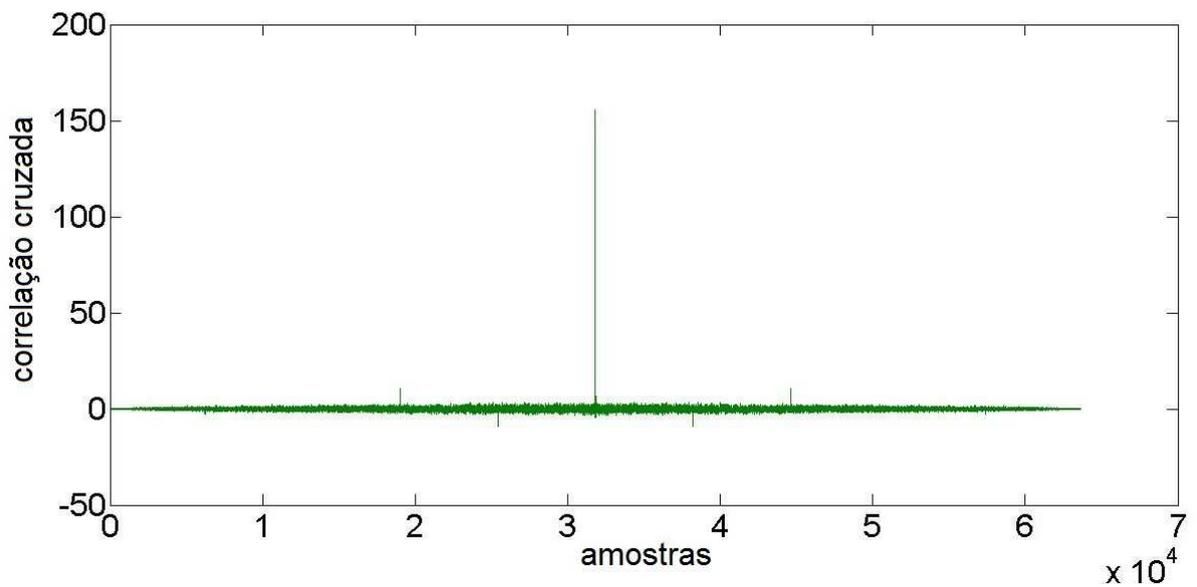


Figura 53 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **pow3** na FastICA.

5.3.6 Ortogonalização simétrica e função custo tanh

Aplicando novamente a ortogonalização simétrica, mas agora utilizando a função custo **tanh**, após a aplicação da FastICA, foram obtidas duas componentes independentes. Os níveis do coeficiente de correlação entre as amostras originais e as componentes independentes encontradas são visualizados na Tabela 16.

	GPS	interferência
1ª componente independente	1,0000	0,0005
2ª componente independente	-0,0082	1,0000

Tabela 16 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **tanh** na FastICA.

A 1ª componente independente separada mostrou-se totalmente correlacionada ao sinal GPS original (Figura 57), bem como a 2ª componente ao sinal interferência original (Figura 54). Já quando os pares de sinais foram trocados houve uma grande desconexão (Figuras 55 e 56).

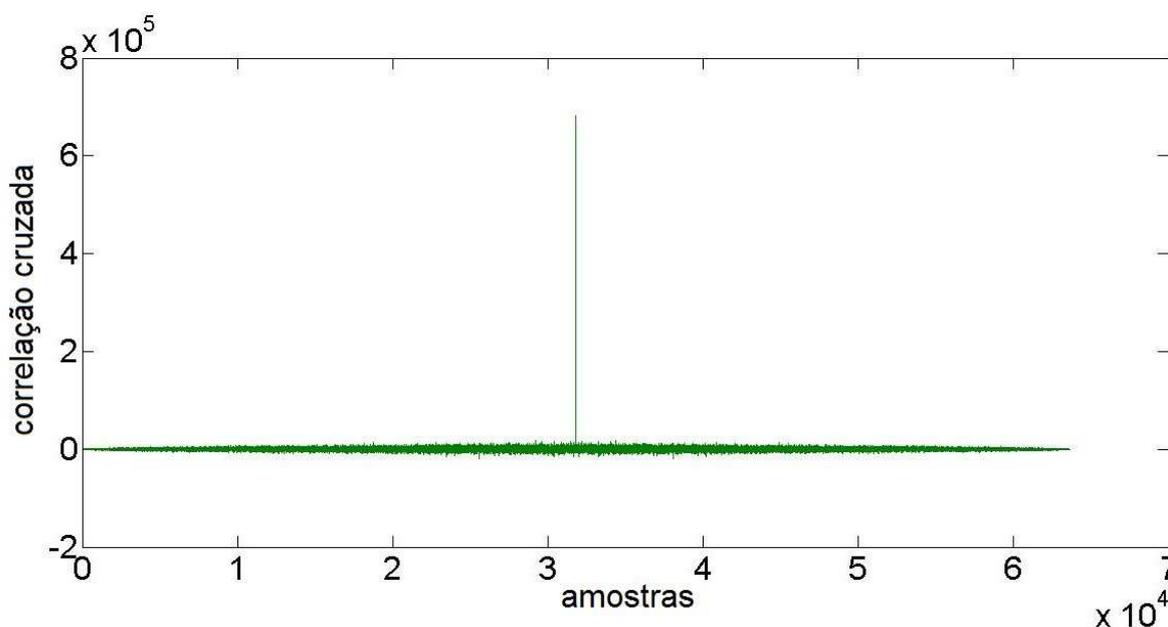


Figura 54 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **tanh** na FastICA.

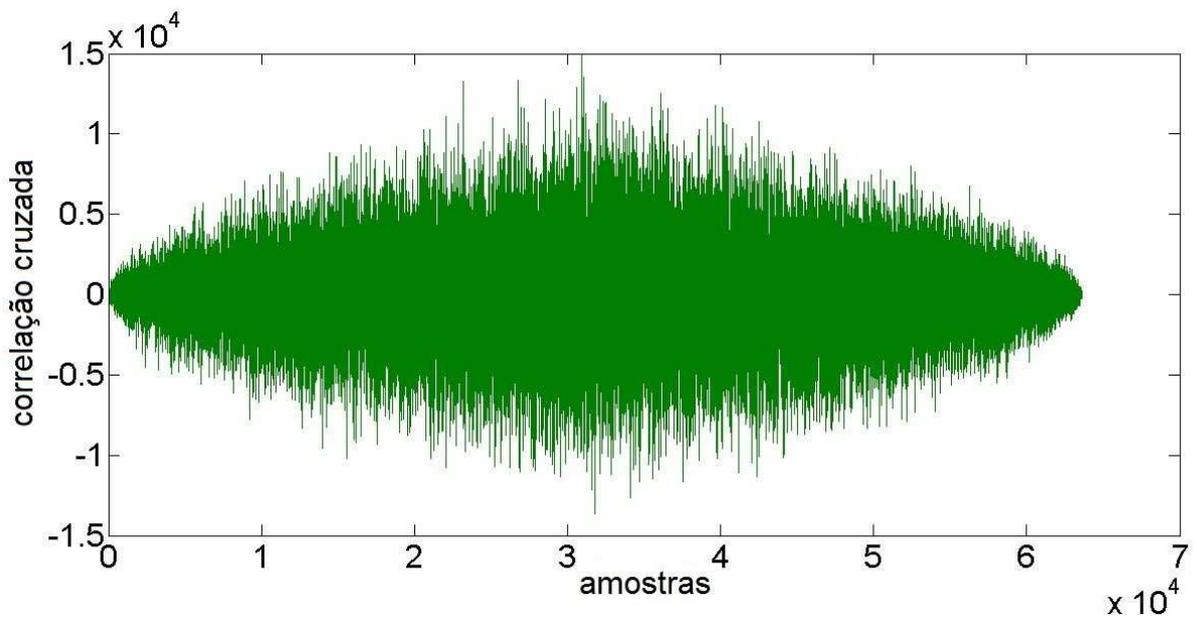


Figura 55 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **tanh** na FastICA.

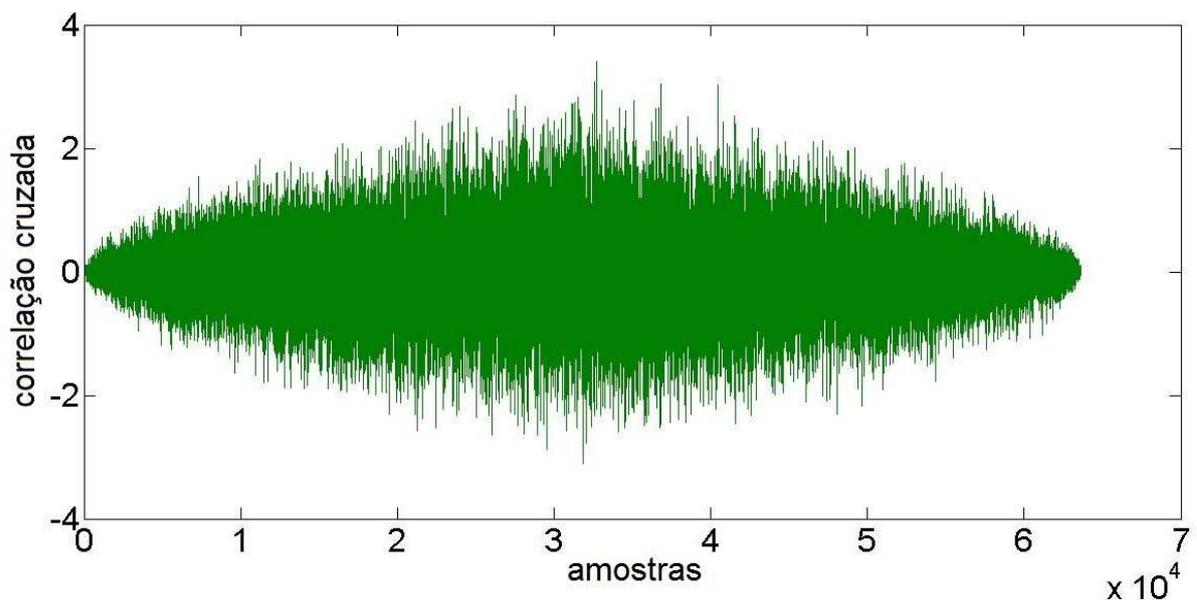


Figura 56 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **tanh** na FastICA.

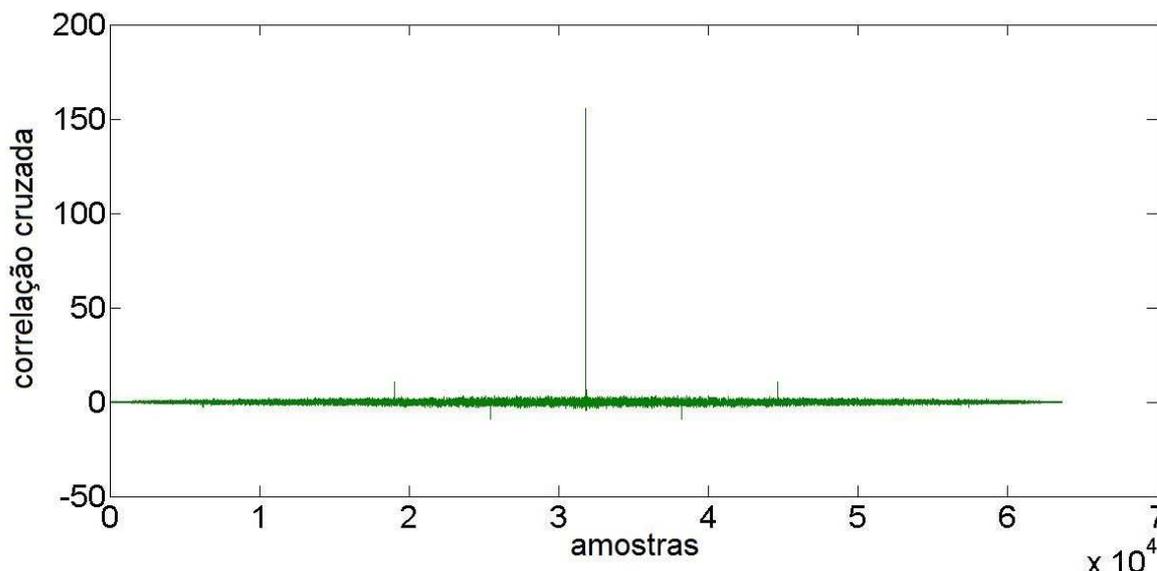


Figura 57 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **tanh** na FastICA.

5.3.7 Ortogonalização simétrica e função custo gauss

Ainda adotando a ortogonalização simétrica, alterando a função custo para a **gauss** e, em seguida, aplicando a FastICA, foram separadas também duas componentes independentes. O resultado das correlações entre essas componentes e as amostras originais são listadas na Tabela 17.

	GPS	interferência
1ª componente independente	-0,0096	1,0000
2ª componente independente	1,0000	0,0018

Tabela 17 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **gauss** na FastICA.

A 2ª componente independente separada apresentou-se intensamente correlacionada ao sinal GPS original (Figura 61), tanto quanto a 1ª componente ao sinal interferência original (Figura 58). Agora, quando os pares de sinais foram trocados, houve uma significativa descorrelação (Figuras 59 e 60).

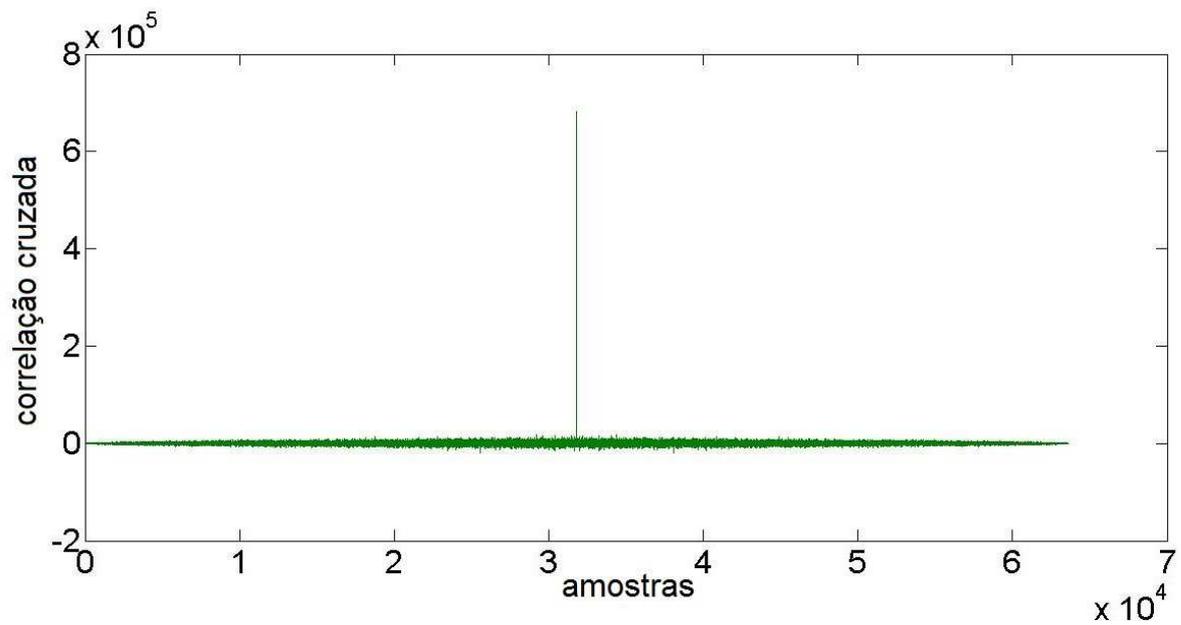


Figura 58 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **gauss** na FastICA.

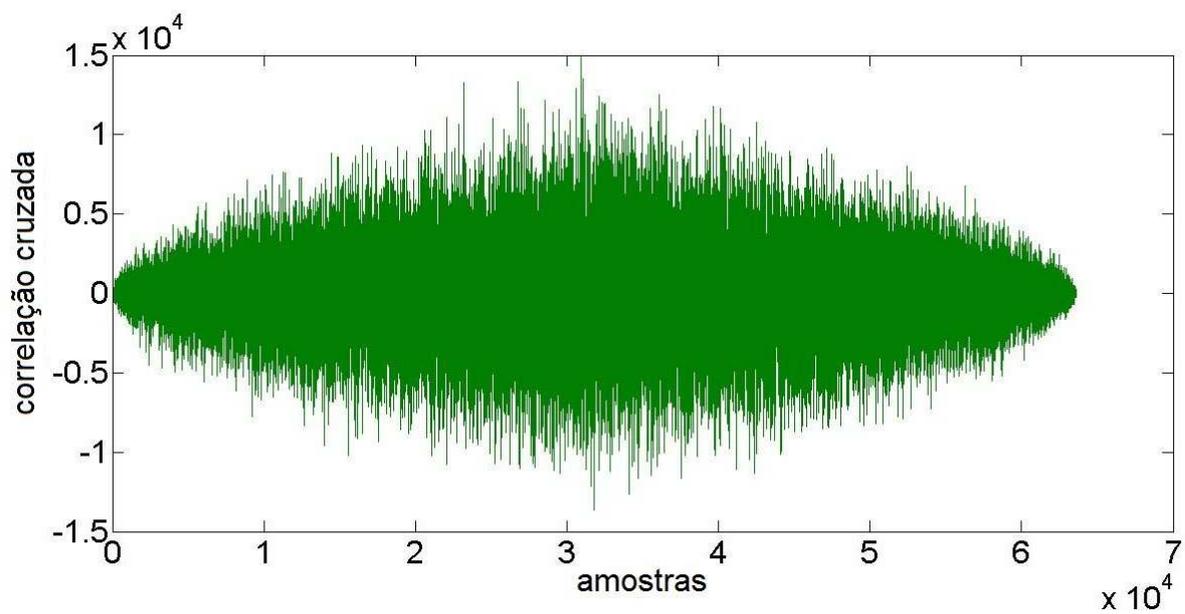


Figura 59 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **gauss** na FastICA.

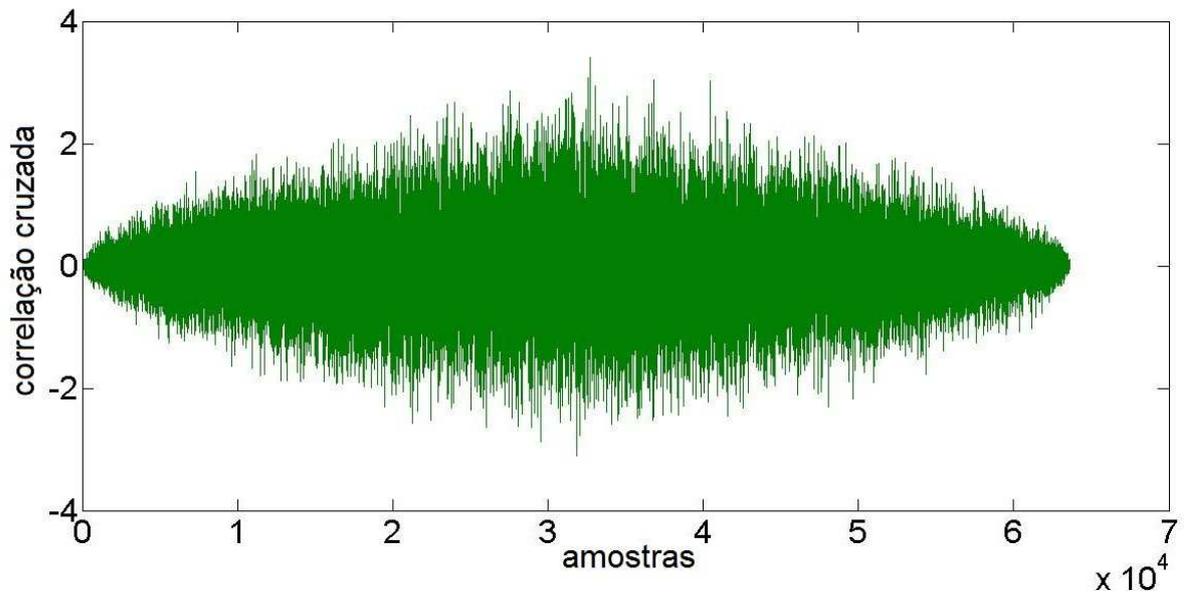


Figura 60 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **gauss** na FastICA.

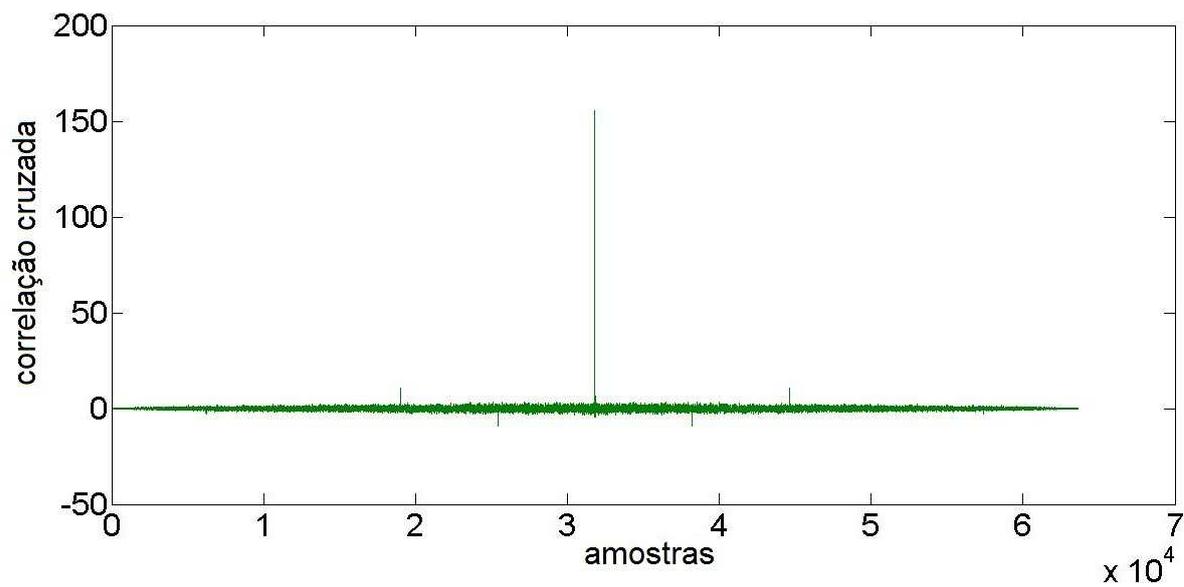


Figura 61 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **gauss** na FastICA.

5.3.8 Ortogonalização simétrica e função custo skew

Na última simulação com a ortogonalização simétrica foi utilizada a função custo **skew**. Como resultado do algoritmo FastICA foram obtidas duas componentes independentes que tem correlações com os sinais originais conforme apresentado na Tabela 18.

	GPS	interferência
1ª componente independente	0,3743	-0,9302
2ª componente independente	-0,9273	-0,3672

Tabela 18 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais originais e as componentes independentes, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **skew** na FastICA.

Um grande valor do coeficiente de correlação foi verificado entre a 1ª componente independente resultante da FastICA e o sinal interferência original (Figura 62), assim como entre a 2ª componente independente e o sinal GPS original (Figura 65). Todavia, de forma contrária ao que ocorreu com as outras três funções custo usadas em conjunto com a ortogonalização simétrica, no caso da **skew**, quando os pares de sinais foram trocados, foi verificado um valor baixo para o coeficiente de correlação (Figuras 63 e 64).

Analisando os resultados obtidos com o uso da ortogonalização simétrica, assim como no caso da ortogonalização deflacionária, é constatado que as funções custo **pow3**, **tanh** e **gauss** tiveram comportamento muito próximo. Essas três funções custo revelaram duas comparações com valores de coeficiente de correlação iguais a ± 1 e outras duas com valores muito próximos a zero, caracterizando um cenário bem delimitado de total correlação e de grande desconexão, respectivamente.

Também repetindo o resultado anterior, as comparações utilizando a função custo **skew** revelaram valores que diferem desse padrão, com duas comparações com valor de coeficiente de correlação altos, porém diferentes de ± 1 , e outras duas comparações com coeficientes de correlação de alguns décimos, valores distantes de zero.

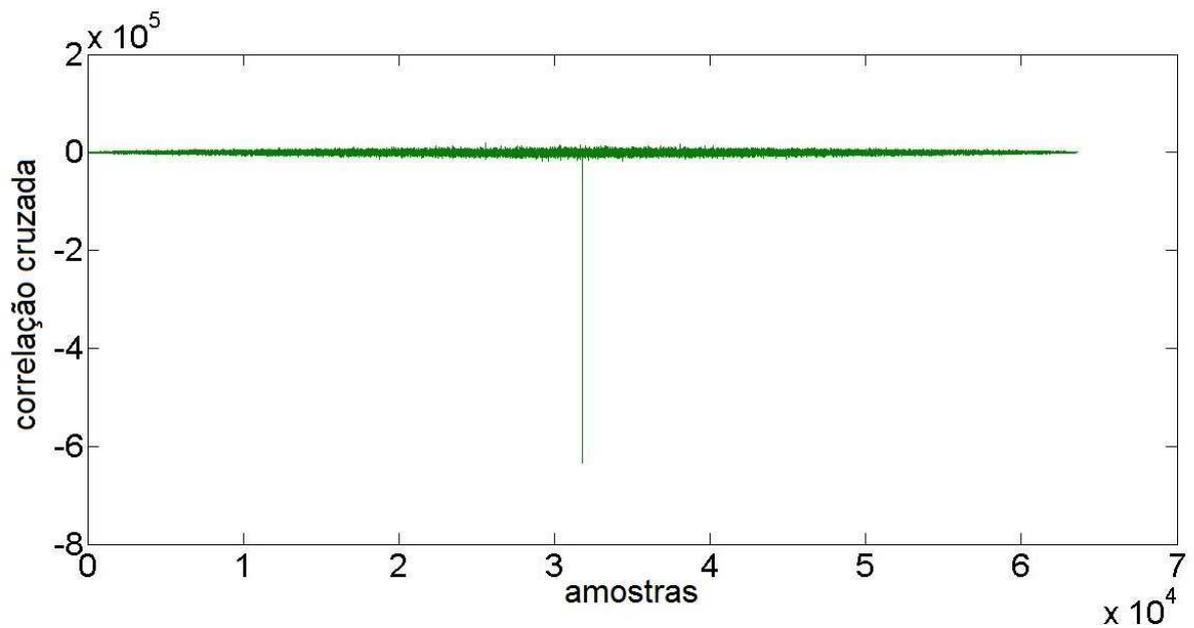


Figura 62 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **skew** na FastICA.

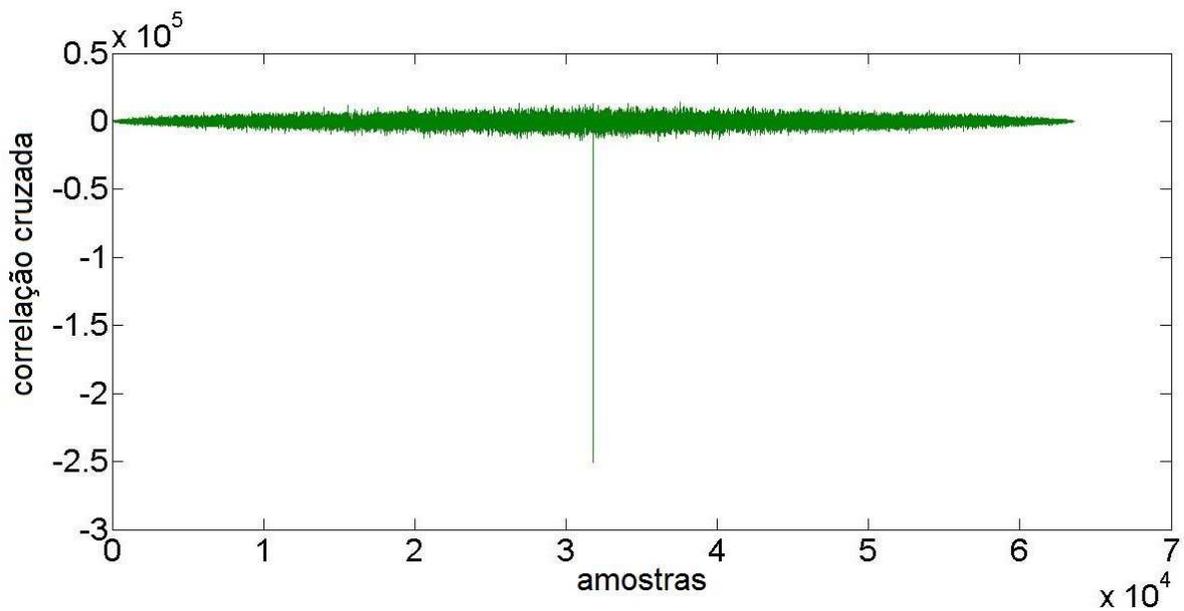


Figura 63 - Correlação cruzada entre o sinal interferência original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **skew** na FastICA.

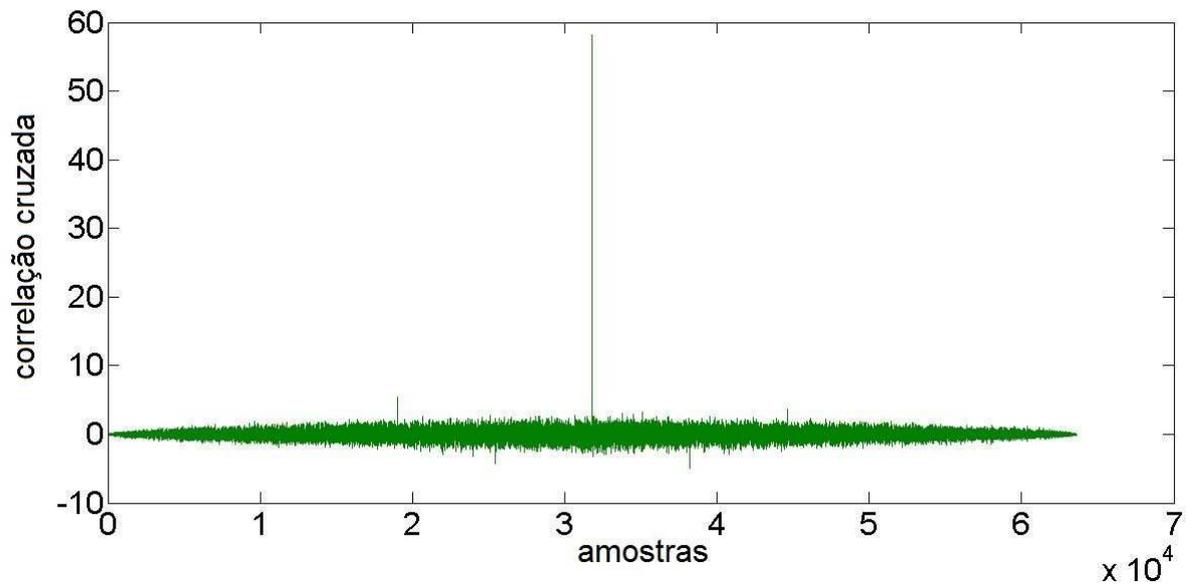


Figura 64 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 1ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **skew** na FastICA.

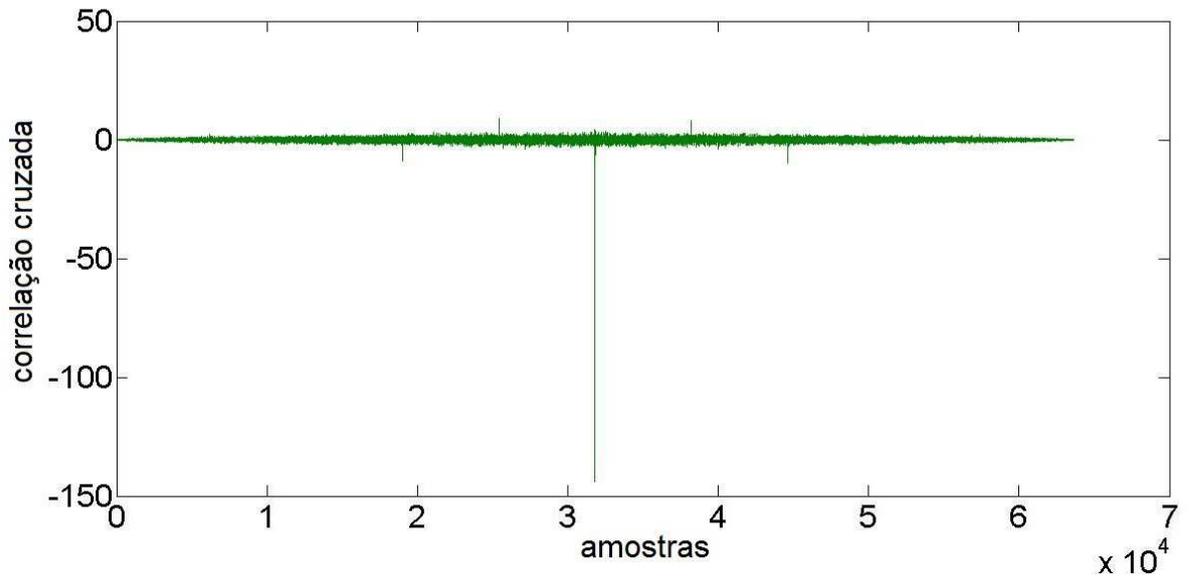


Figura 65 - Correlação cruzada entre o sinal GPS original e a 2ª componente independente, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **skew** na FastICA.

5.4 Demodulação dos sinais e comparação final

Como descrito na Seção 2.2.1.2, os sinais GPS são modulados em BPSK. Ao ocorrer o processo de demodulação na presença de *jamming*, os dados modulados não serão recuperados corretamente, causando a perda das informações.

Para constatação desse fato e para ratificar a validade da aplicação da ICA na solução desse problema foi feita a demodulação dos sinais GPS até aqui trabalhados, nas suas três formas: puro inicial (GPS_{ini}), misturado ao *jamming* (GPS_{jam}) e recuperado por meio da ICA (GPS_{ICA}). Essa operação foi repetida nas oito configurações da ICA, mudando as funções custo e o tipo de ortogonalização, a fim de analisar qual combinação forneceria o melhor resultado.

5.4.1 Ortogonalização deflacionária e função custo $pow3$

Os valores das correlações entre os sinais são mostrados na Tabela 19.

coeficiente de correlação	valor
$GPS_{ini} - GPS_{jam}$	-0,1090
$GPS_{jam} - GPS_{ICA}$	0,0640
$GPS_{ICA} - GPS_{ini}$	-0,9545

Tabela 19 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo $pow3$ na FastICA.

A comparação do sinal GPS com o *jamming* adicionado (Figura 67) em relação ao sinal puro (Figura 66) e ao recuperado pela ICA (Figura 68) resultou em baixos coeficientes de correlação, logo, confirma o fato da interferência degradar o conteúdo do sinal GPS. Já o resultado da comparação entre os sinais inicial e o resultante da ICA leva a conclusão de que a técnica alcançou o objetivo proposto nesta dissertação, porém com outra configuração, mostrada mais adiante, o resultado obtido mostrou-se ainda mais satisfatório.

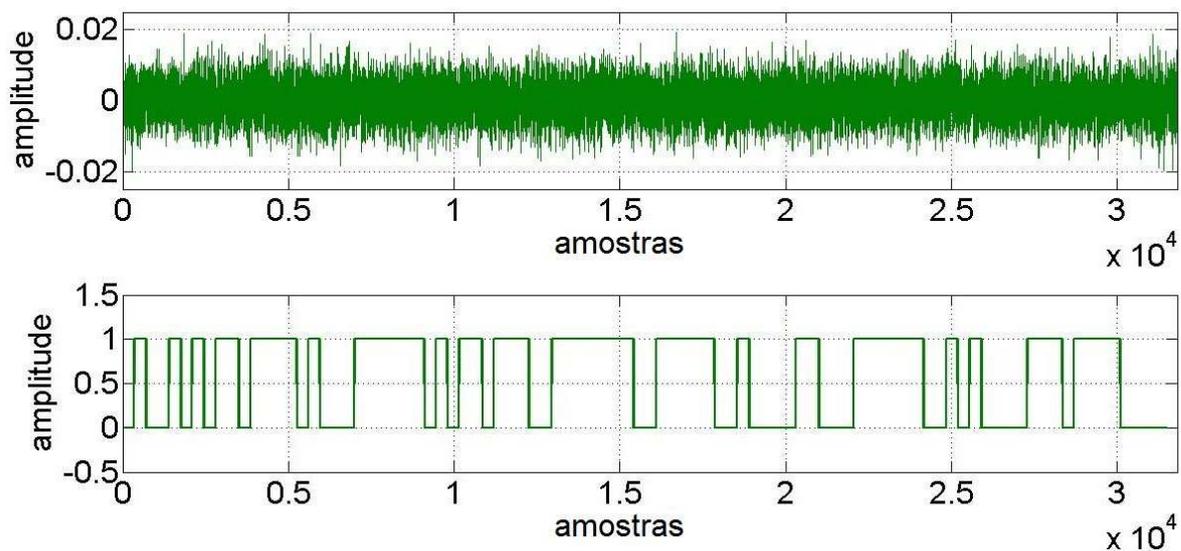


Figura 66 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **pow3** na FastICA.

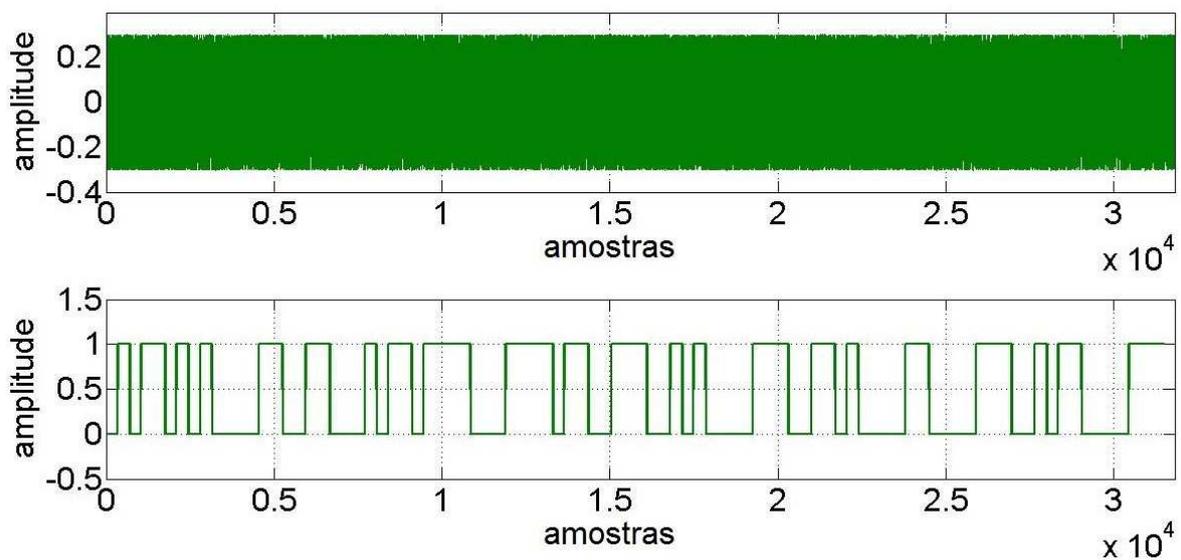


Figura 67 - Sinais GPS, misturado ao *jamming* e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **pow3** na FastICA.

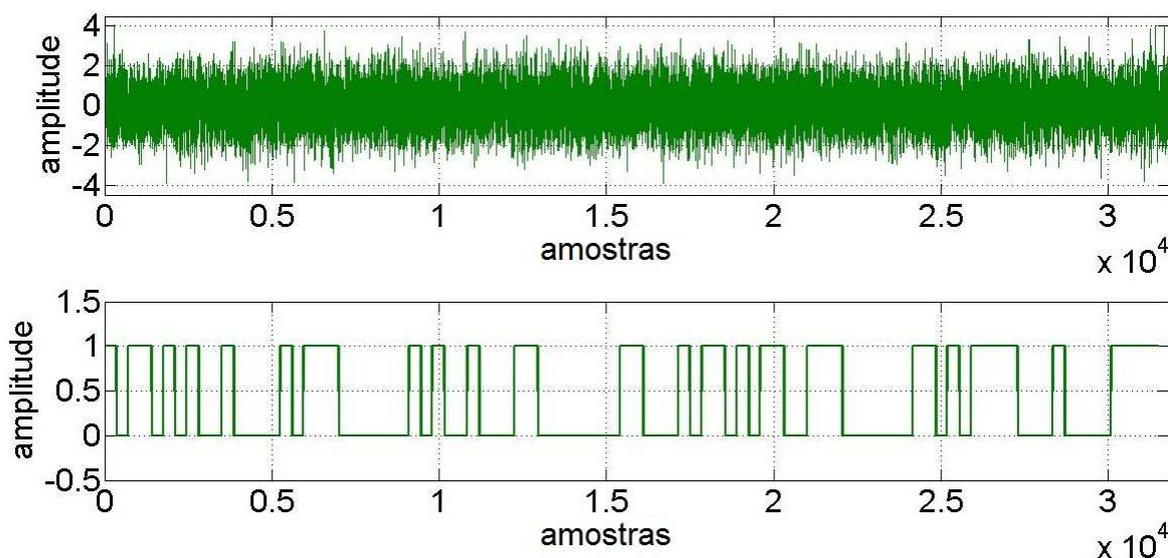


Figura 68 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **pow3** na FastICA.

5.4.2 Ortogonalização deflacionária e função custo **tanh**

Os valores das correlações entre os sinais são mostrados na Tabela 20.

coeficiente de correlação	valor
$GPS_{ini} - GPS_{jam}$	-0,1090
$GPS_{jam} - GPS_{ICA}$	0,0640
$GPS_{ICA} - GPS_{ini}$	-0,9545

Tabela 20 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **tanh** na FastICA.

No caso da ortogonalização deflacionária com a função custo **tanh**, o resultado foi bem próximo ao anterior, apresentado em 5.4.1. Aliás, como em todo este trabalho, na comparação usando ortogonalização deflacionária, entre as funções custo **pow3** e **tanh**, os resultados sempre estiveram bem aproximados, como mostrado nas Figuras 69, 70 e 71.

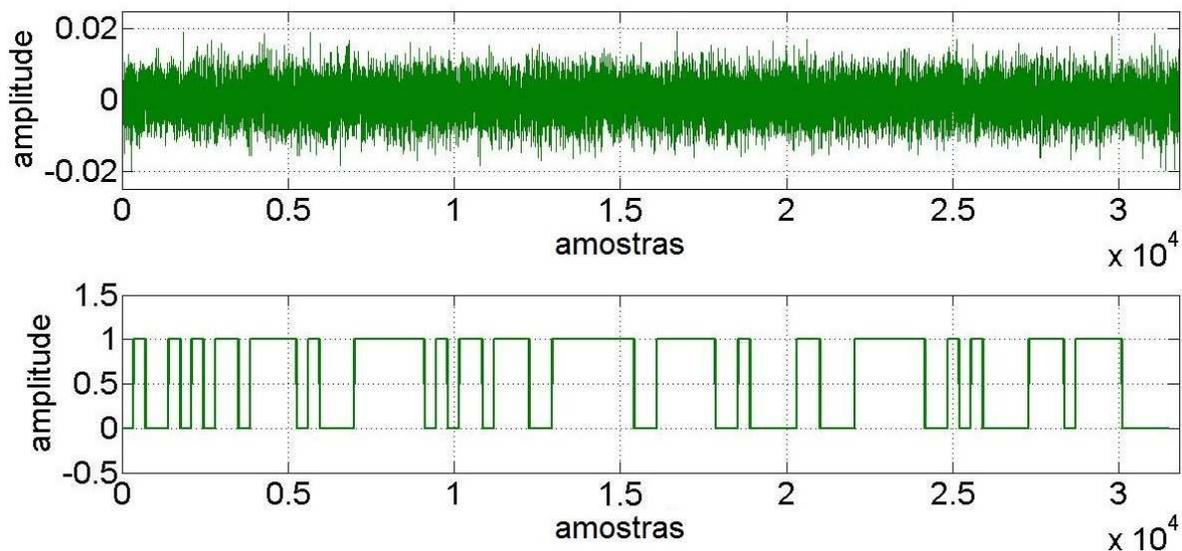


Figura 69 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **tanh** na FastICA.

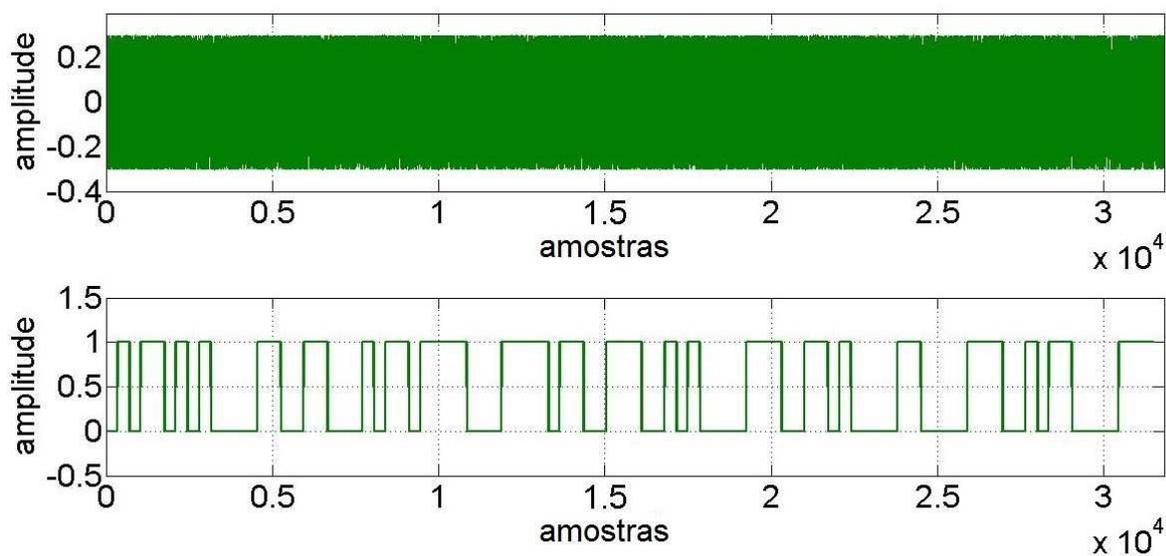


Figura 70 - Sinais GPS, misturado ao *jamming* e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **tanh** na FastICA.

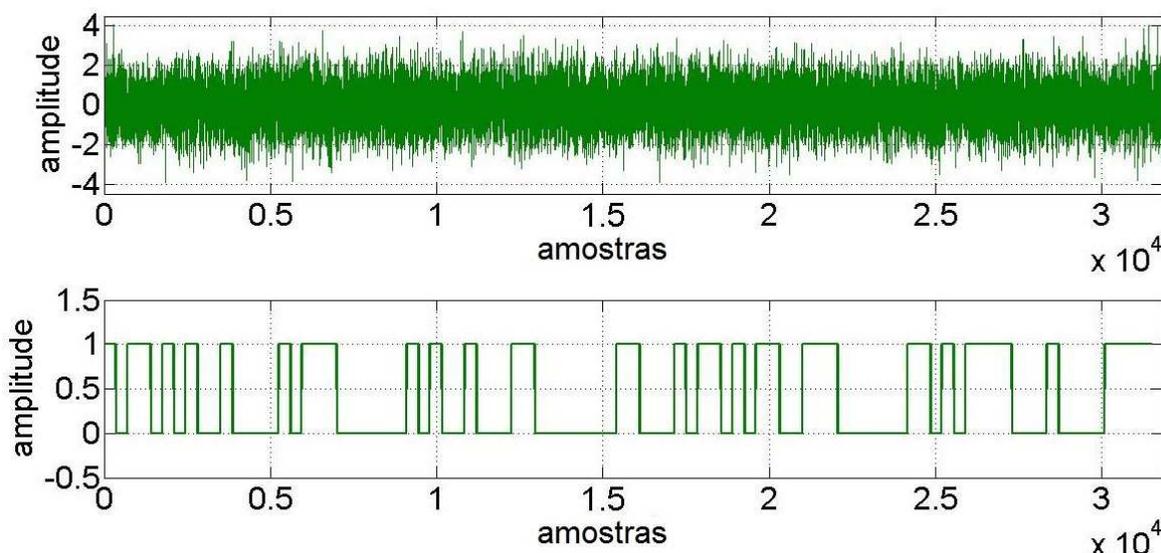


Figura 71 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **tanh** na FastICA.

5.4.3 Ortogonalização deflacionária e função custo **gauss**

Os valores das correlações entre os sinais são mostrados na Tabela 21.

coeficiente de correlação	valor
$GPS_{ini} - GPS_{jam}$	-0,1090
$GPS_{jam} - GPS_{ICA}$	-0,0640
$GPS_{ICA} - GPS_{ini}$	0,9545

Tabela 21 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **gauss** na FastICA.

A mesma similaridade apresentada nos resultados entre as funções custo **pow3** e **tanh**, acontece também com a função custo **gauss** em relação a essas duas primeiras, quando a ortogonalização deflacionária é utilizada. Neste caso específico, isso ocorre mais intensamente ainda: os resultados das funções **tanh** e **gauss** são numericamente idênticos, a menos da fase de alguns sinais, representada pela oposição de alguns sinais dos coeficientes de correlação.

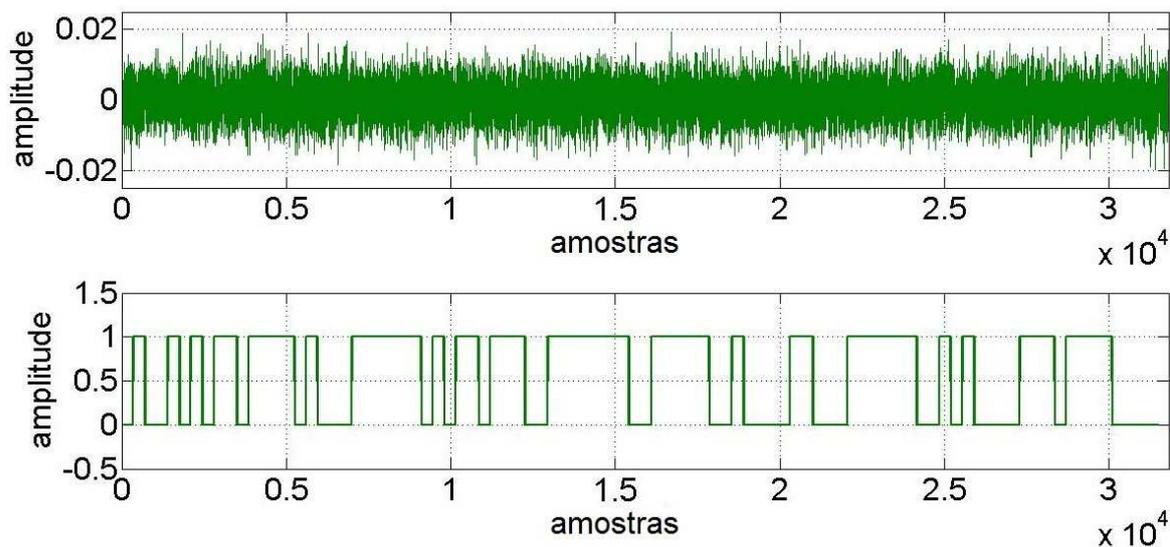


Figura 72 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **gauss** na FastICA.

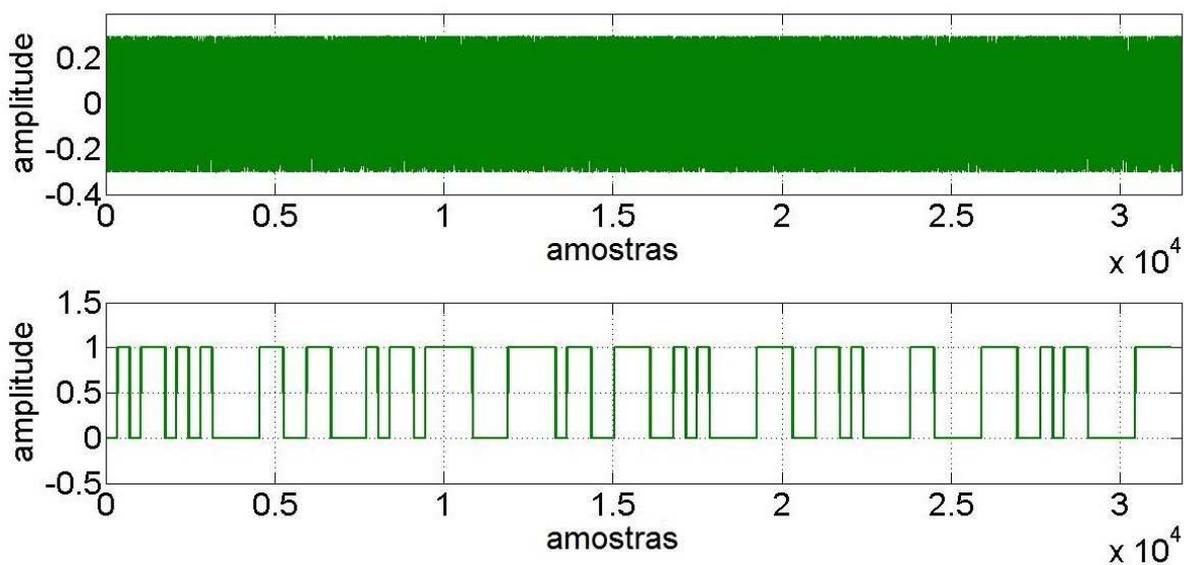


Figura 73 - Sinais GPS, misturado ao *jamming* e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **gauss** na FastICA.

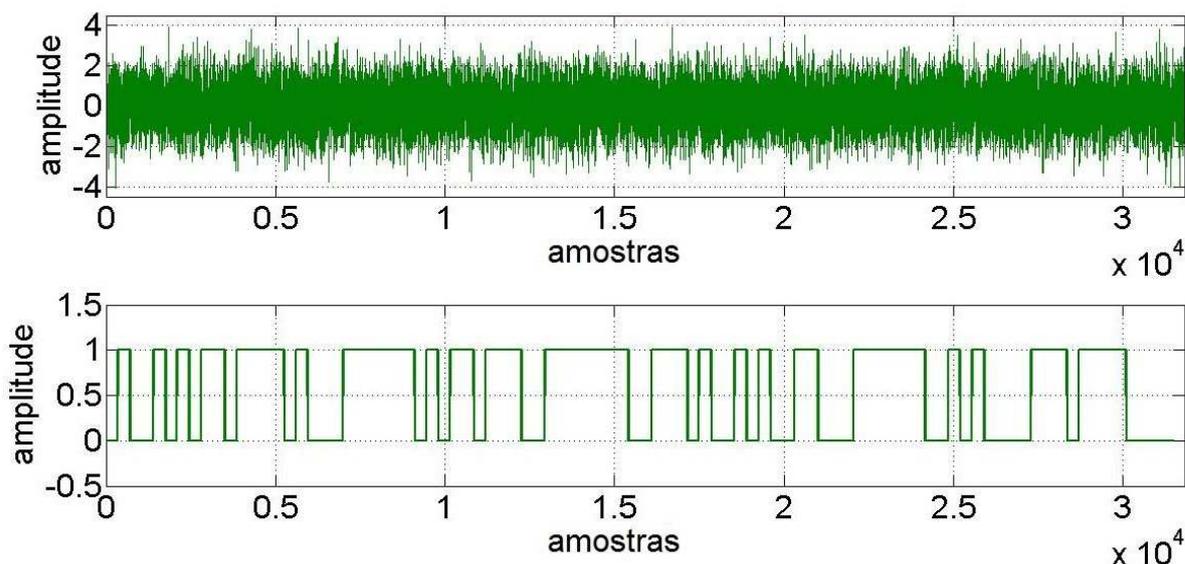


Figura 74 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **gauss** na FastICA.

5.4.4 Ortogonalização deflacionária e função custo skew

Os valores das correlações entre os sinais são mostrados na Tabela 22.

coeficiente de correlação	valor
$GPS_{ini} - GPS_{jam}$	-0,1090
$GPS_{jam} - GPS_{ICA}$	0,5421
$GPS_{ICA} - GPS_{ini}$	-0,5640

Tabela 22 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **skew** na FastICA.

Agora, o sinal GPS puro (Figura 75) também apresenta baixo coeficiente de correlação com o sinal GPS adicionado ao *jamming* (Figura 76), o que representa que a interferência realmente modificou significativamente o sinal original.

Porém, indo de encontro a todos os resultados que foram apresentados até o momento, a aplicação da **skew** como função custo e a ortogonalização sendo deflacionária (ou não, como será visto em 5.4.8), os resultados não foram os esperados. Além do sinal GPS adicionado da interferência (Figura 76) ter apresentado um coeficiente de correlação bem maior que os casos anteriores com o sinal

recuperado pela ICA (Figura 77), este último também teve coeficiente de correlação bem maior que os anteriores com o sinal puro (Figura 75).

Logo, neste caso, entende-se que a ICA, usando a função custo **skew** para separar o sinal GPS puro da interferência, não obteve sucesso.

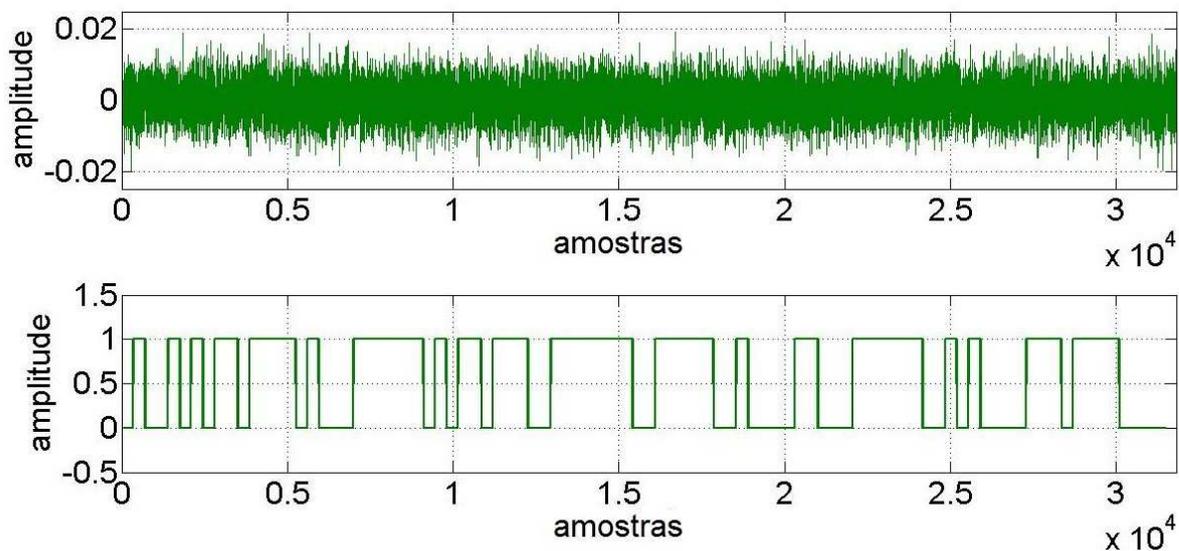


Figura 75 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **skew** na FastICA.

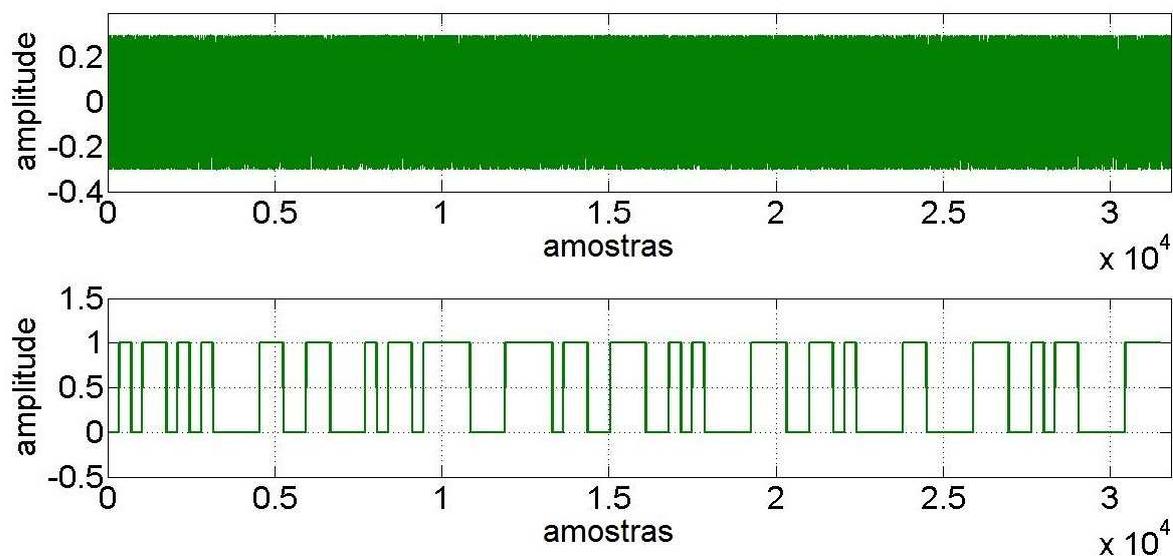


Figura 76 - Sinais GPS, misturado ao *jamming* e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **skew** na FastICA.

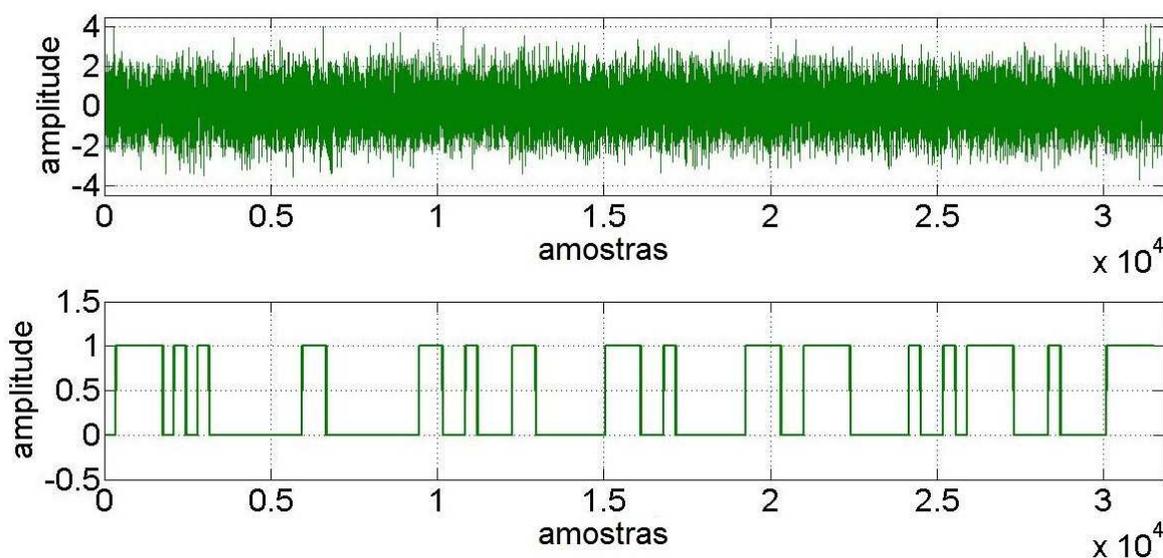


Figura 77 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização deflacionária e função custo **skew** na FastICA.

5.4.5 Ortogonalização simétrica e função custo **pow3**

Os valores das correlações entre os sinais são mostrados na Tabela 23.

coeficiente de correlação	valor
$GPS_{ini} - GPS_{jam}$	-0,1090
$GPS_{jam} - GPS_{ICA}$	-0,1090
$GPS_{ICA} - GPS_{ini}$	1,0000

Tabela 23 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **pow3** na FastICA.

Mudando o tipo de ortogonalização para simétrica, ocorreu uma pequena melhora nos resultados, provavelmente devido a não propagação de erros entre as iterações, como ocorre no tipo de ortogonalização deflacionária.

A configuração ortogonalização simétrica e função custo **pow3** foi a que forneceu os melhores resultados desta dissertação. As correlações entre o sinal GPS acrescido ao *jamming* (Figura 79) e os outros sinais, puro (Figura 78) e recuperado pela ICA (Figura 80), permaneceram baixas, contudo, esse resultado é considerado o melhor entre os obtidos, pois alcançou coeficiente de correlação igual a 1 entre os

sinais puro e recuperado pela ICA. Isso não ocorreu nas outras configurações que foram simuladas.

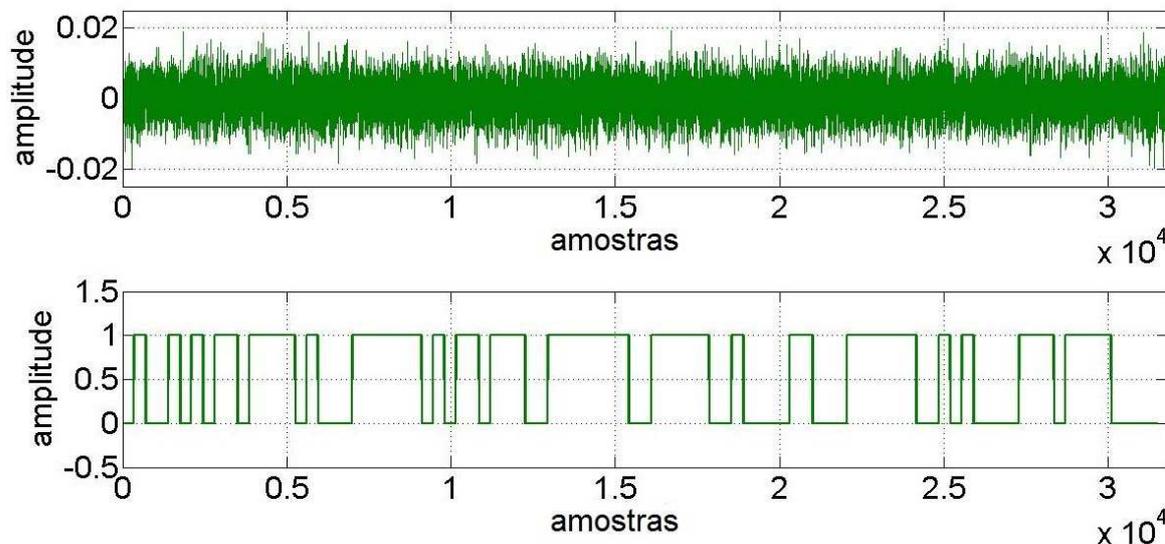


Figura 78 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **pow3** na FastICA.

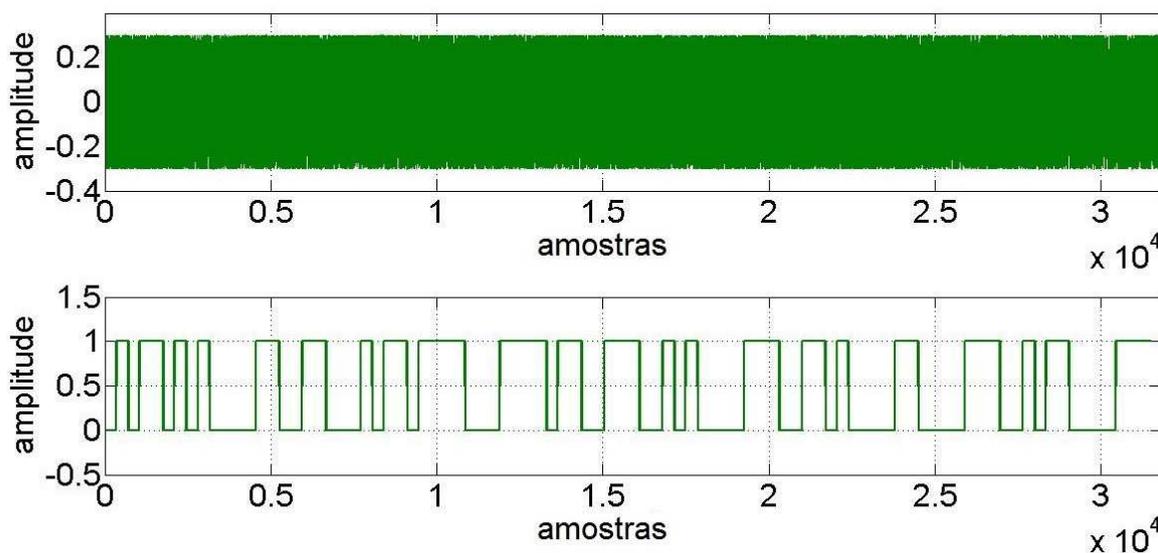


Figura 79 - Sinais GPS, misturado ao *jamming* e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **pow3** na FastICA.

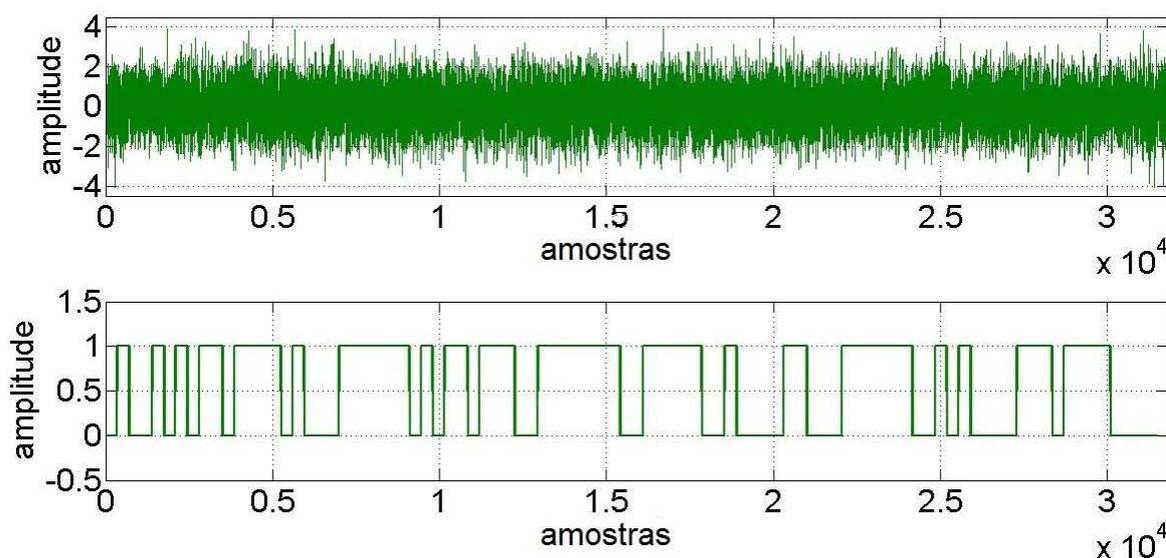


Figura 80 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **pow3** na FastICA.

5.4.6 Ortogonalização simétrica e função custo **tanh**

Os valores das correlações entre os sinais são mostrados na Tabela 24.

coeficiente de correlação	valor
$GPS_{ini} - GPS_{jam}$	-0,1090
$GPS_{jam} - GPS_{ICA}$	-0,0640
$GPS_{ICA} - GPS_{ini}$	0,9545

Tabela 24 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **tanh** na FastICA.

A proximidade muito acentuada entre os resultados usando as funções **pow3** e **tanh**, ocorridos quando o tipo de ortogonalização era deflacionária, agora não se apresenta. Muito embora a maioria das medições ainda sejam quase similares, nesse caso, foi conseguido um menor coeficiente de correlação entre o sinal GPS recuperado pela ICA (Figura 83) e o sinal puro inicial (Figura 81).

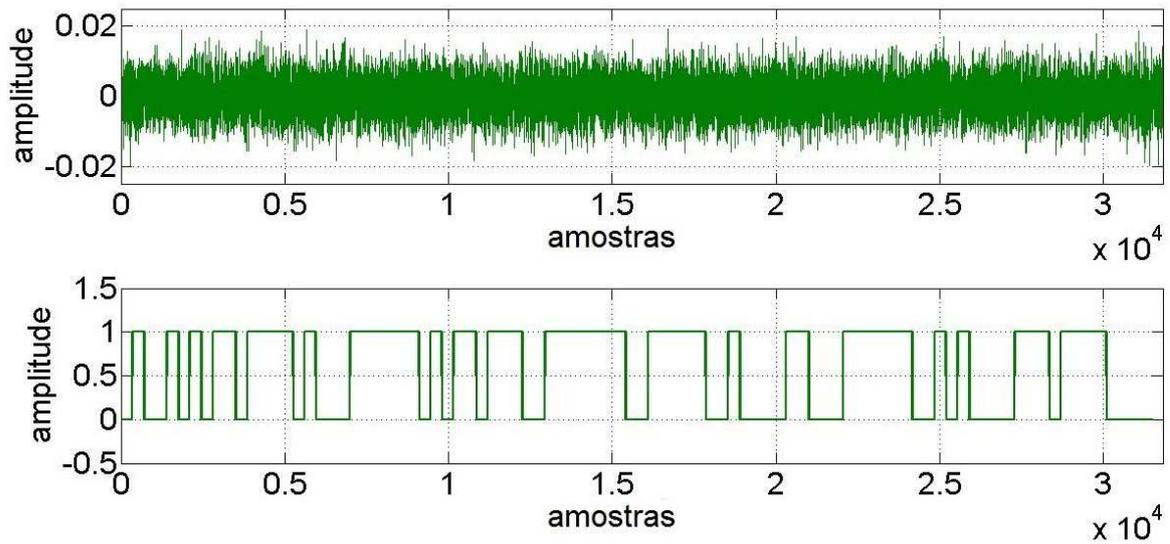


Figura 81 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **tanh** na FastICA.

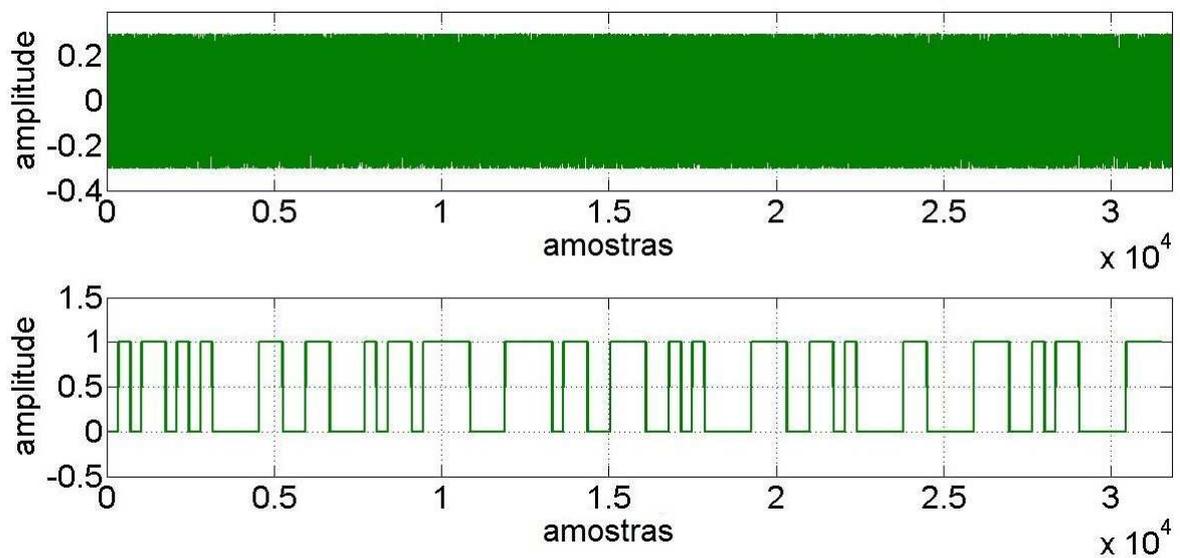


Figura 82 - Sinais GPS, misturado ao *jamming* e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **tanh** na FastICA.

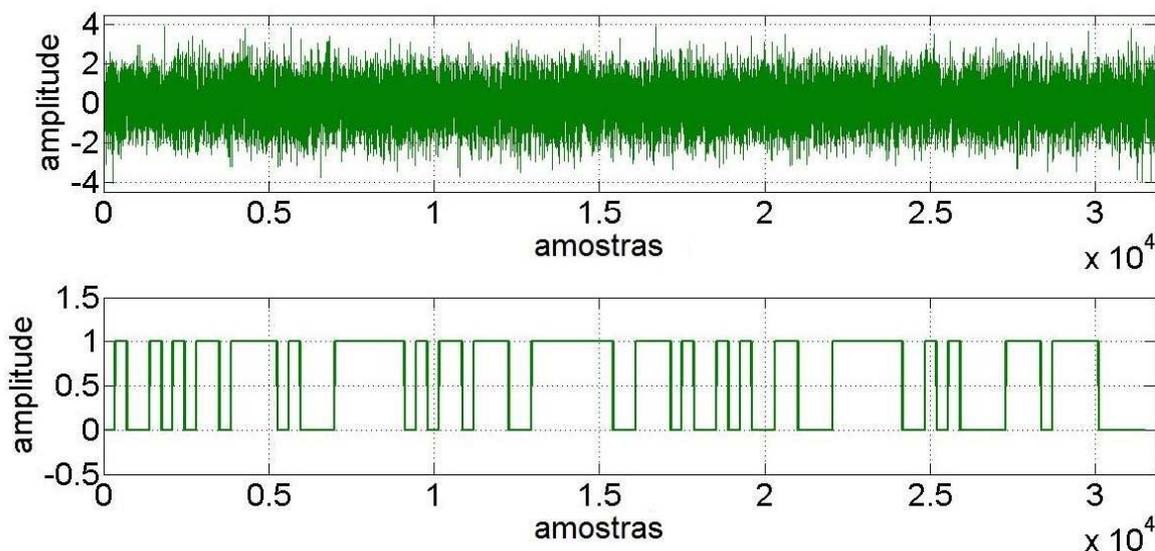


Figura 83 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **tanh** na FastICA.

5.4.7 Ortogonalização simétrica e função custo gauss

Os valores das correlações entre os sinais são mostrados na Tabela 25.

coeficiente de correlação	valor
$GPS_{ini} - GPS_{jam}$	-0,1090
$GPS_{jam} - GPS_{ICA}$	-0,0640
$GPS_{ICA} - GPS_{ini}$	0,9545

Tabela 25 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **gauss** na FastICA.

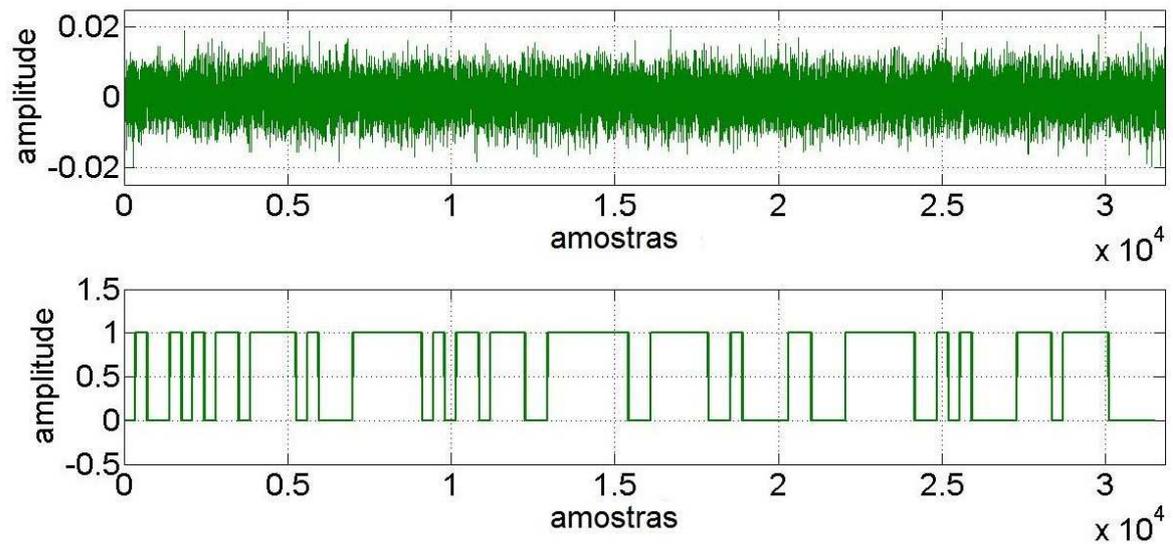


Figura 84 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **gauss** na FastICA.

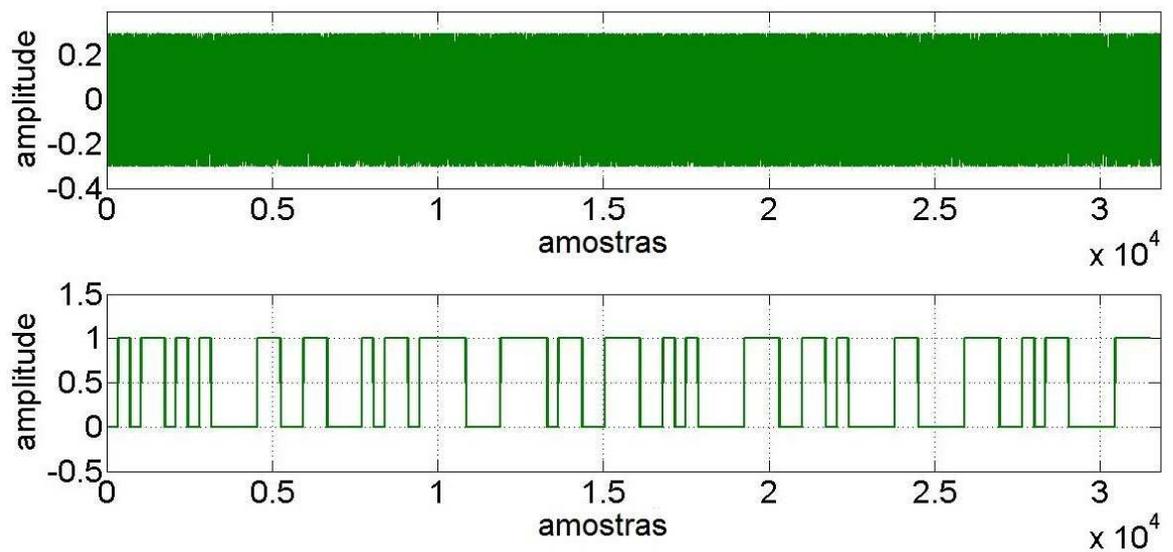


Figura 85 - Sinais GPS, misturado ao *jamming* e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **gauss** na FastICA.

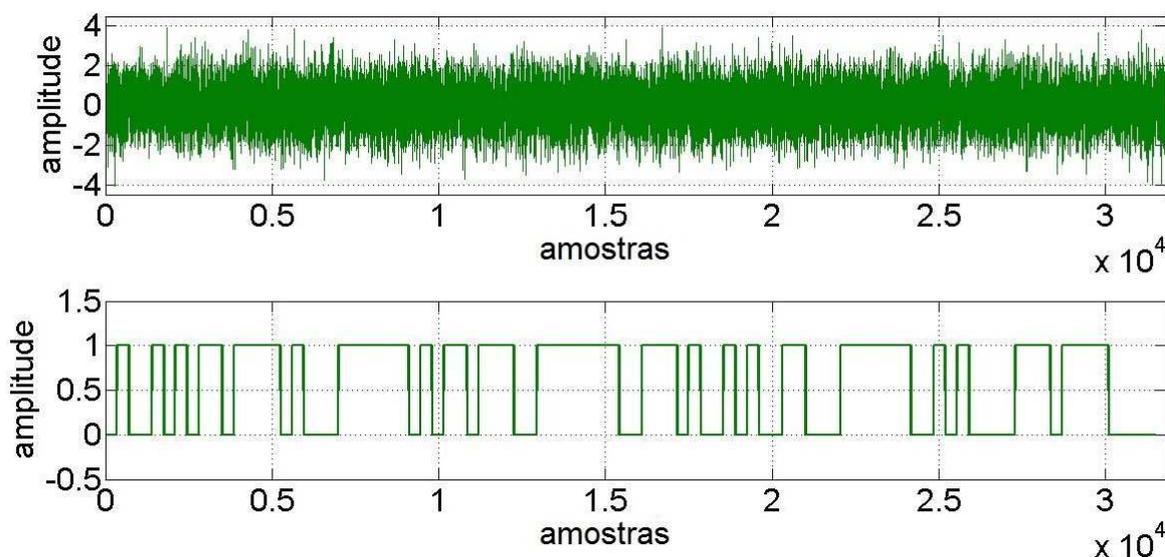


Figura 86 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **gauss** na FastICA.

5.4.8 Ortogonalização simétrica e função custo skew

Os valores das correlações entre os sinais são mostrados na Tabela 26.

coeficiente de correlação	valor
$GPS_{ini} - GPS_{jam}$	-0,1090
$GPS_{jam} - GPS_{ICA}$	-0,6008
$GPS_{ICA} - GPS_{ini}$	-0,2890

Tabela 26 - Valores do coeficiente de correlação entre os sinais GPS, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **skew** na FastICA.

Como já foi adiantado na Seção 5.4.4, nesse caso em que o sinal GPS puro (Figura 87) também apresenta baixo coeficiente de correlação com o sinal GPS adicionado ao *jamming* (Figura 88), e este, por sua vez, apresenta um coeficiente de correlação bem maior que os casos anteriores com o sinal recuperado pela ICA (Figura 89), também entende-se que nesse caso o método proposto não obteve sucesso.

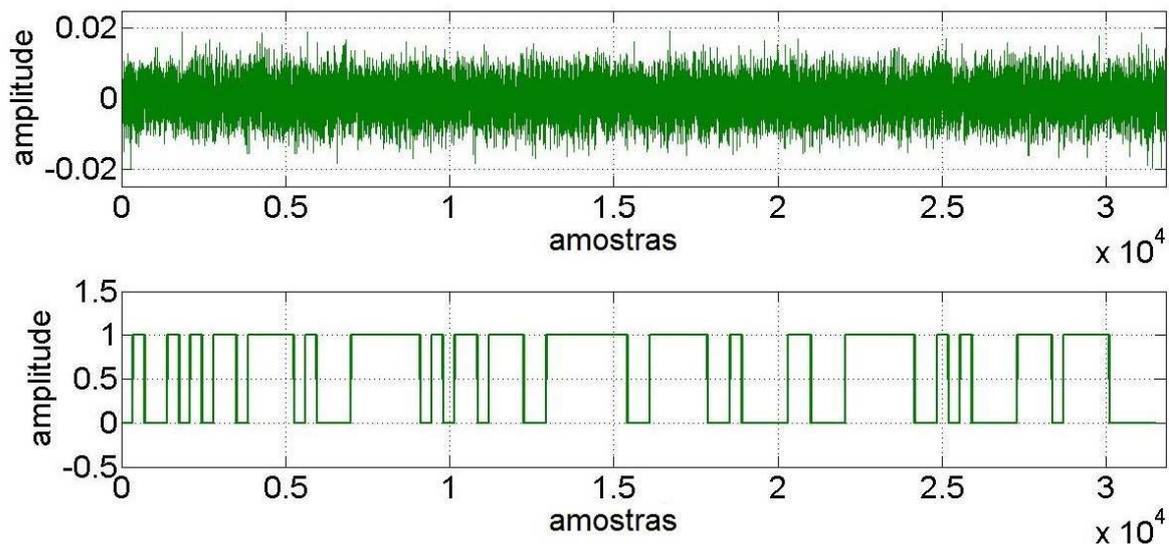


Figura 87 - Sinais GPS, puro inicial e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **skew** na FastICA.

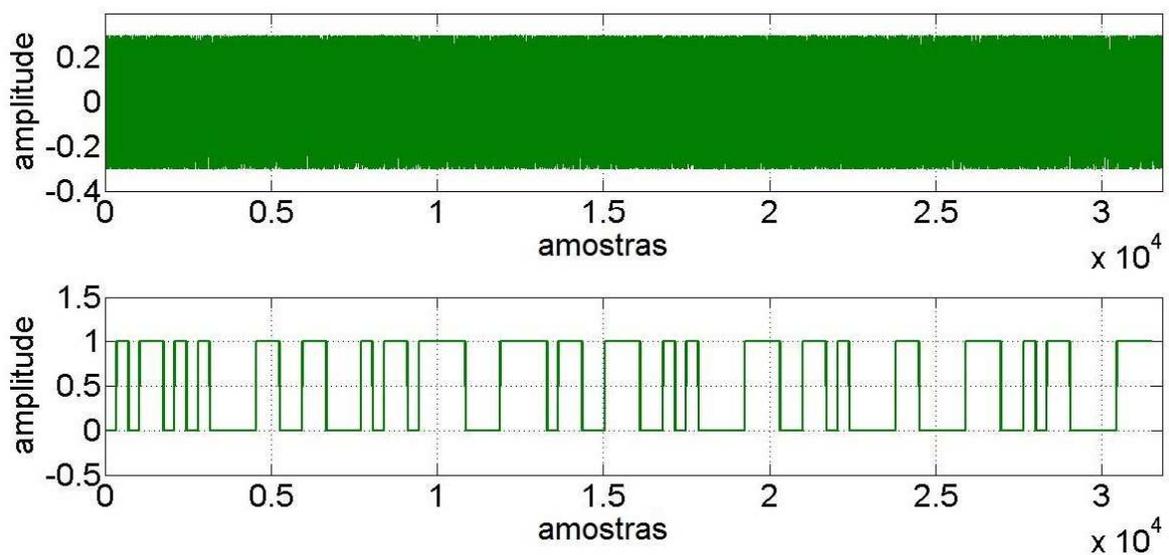


Figura 88 - Sinais GPS, misturado ao *jamming* e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **skew** na FastICA.

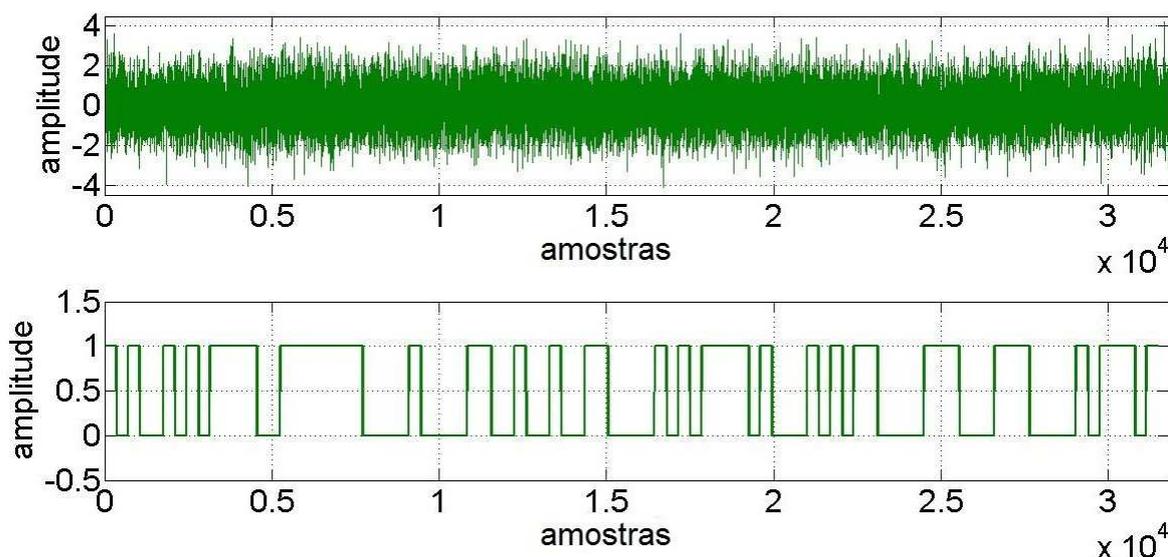


Figura 89 - Sinal GPS, recuperado por meio da ICA e demodulado, utilizando ortogonalização simétrica e função custo **skew** na FastICA.

5.5 Conclusões do capítulo

5.5.1 Comparação entre os resultados esperados e os obtidos com a ICA

Como visto na Seção 4.3, a análise em componentes independentes não mantém a ordem inicial dos sinais de entrada, além disso, a amplitude dos sinais também é modificada. Diante desse fato, a comparação via coeficiente de correlação visou explorar a similaridade estatística entre os sinais comparados, na qual o valor 1 significa similaridade máxima na mesma fase, o valor 0 indica nenhuma correlação, e o valor -1 aponta similaridade máxima com fase contrária. Um resumo com todos os valores calculados está apresentado na Tabela 27.

Por constatação visual dos resultados da ICA, foram denominadas as 1ª e 2ª componentes independentes relacionadas nas Seções anteriores como sendo:

- I_{ini} : sinal interferência inicial.
- I_{rec} : sinal interferência recuperado pela ICA;
- G_{ini} : sinal GPS inicial;
- G_{rec} : sinal GPS recuperado pela ICA.

		coeficiente de correlação	função custo			
			pow3	tanh	gauss	skew
ortogonalização	deflacionária	$I_{ini} - I_{rec}$	1,0000	1,0000	-1,0000	-0,9533
		$I_{ini} - G_{rec}$	-0,0007	-0,0006	0,0006	0,3020
		$G_{ini} - I_{rec}$	-0,0084	-0,0083	-0,0083	-0,2947
		$G_{ini} - G_{rec}$	-1,0000	-1,0000	1,0000	-0,9556
	simétrica	$I_{ini} - I_{rec}$	-1,0000	1,0000	1,0000	-0,9302
		$I_{ini} - G_{rec}$	-0,0085	0,0005	0,0018	-0,3672
		$G_{ini} - I_{rec}$	-0,0008	-0,0082	-0,0096	0,3743
		$G_{ini} - G_{rec}$	1,0000	1,0000	1,0000	-0,9273

Tabela 27 - Resumo dos valores do coeficiente de correlação obtidos após a aplicação da FastICA.

Os testes realizados tiveram como objetivo determinar qual a função custo e o tipo de ortogonalização mais adequados na aplicação da ICA em sinais GPS interferidos por *jamming*. Pode-se observar que as funções custo que apresentaram máxima correlação (positiva ou negativa) entre os sinais interferência inicial e recuperado ($I_{ini} - I_{rec}$), e entre os sinais GPS inicial e recuperado ($G_{ini} - G_{rec}$), bem como os mínimos valores quando os sinais são trocados ($I_{ini} - G_{rec}$ e $G_{rec} - I_{ini}$), foram a **pow3**, a **tanh** e a **gauss**.

Com relação à ortogonalização, nos testes iniciais, não houve muita distinção entre a deflacionária e a simétrica, já que como as funções de custo **pow3**, **tanh** e **gauss**, os valores de coeficiente de correlação entre sinais correspondentes, iniciais e recuperados, ficaram próximos a ± 1 , e entre sinais cruzados, interferência e GPS, foram próximos a 0.

5.5.2 Comparação entre os resultados esperados e os obtidos com a demodulação

Para avaliação dos resultados foi feita uma comparação via coeficiente de correlação para explorar a similaridade estatística entre os sinais, na qual o valor 1 significa similaridade máxima na mesma fase, o valor 0 indica nenhuma correlação, e

o valor -1 aponta similaridade máxima com fase contrária. Um resumo com todos os valores obtidos está na Tabela 28.

Como dito na Seção 5.4, os três sinais a serem demodulados e comparados foram o sinal puro inicial, denominado GPS_{ini} ; a mistura entre o sinal GPS e o *jamming*, chamada de GPS_{jam} ; e o sinal recuperado por meio da ICA, nomeado como GPS_{ICA} .

		coeficiente de correlação	função custo			
			pow3	tanh	gauss	skew
ortogonalização	deflacionária	$GPS_{ini} - GPS_{jam}$	-0,1090	-0,1090	-0,1090	-0,1090
		$GPS_{jam} - GPS_{ICA}$	0,0640	0,0640	-0,0640	0,5421
		$GPS_{ICA} - GPS_{ini}$	-0,9545	-0,9545	0,9545	-0,5640
	simétrica	$GPS_{ini} - GPS_{jam}$	-0,1090	-0,1090	-0,1090	-0,1090
		$GPS_{jam} - GPS_{ICA}$	-0,1090	-0,0640	-0,0640	-0,6008
		$GPS_{ICA} - GPS_{ini}$	1,0000	0,9545	0,9545	-0,2890

Tabela 28 - Resumo dos valores de coeficiente de correlação obtidos após a demodulação dos sinais.

O sinal GPS puro (GPS_{ini}) é aquele livre de qualquer tipo de interferência intencional, conforme mostrado na Seção 5.1. O sinal GPS_{jam} é o resultado da adição do *jamming* mostrado na Seção 5.2 ao sinal GPS puro.

Conforme citado na Seção 3.2, não é interessante que em seu receptor o usuário receba o sinal GPS_{jam} , já que, ao ser demodulado, ele não retorna a informação originalmente enviada pelos satélites GPS ou, simplesmente, faz com que o receptor perca a sincronia com estes satélites.

Já o sinal GPS_{ICA} é o produto resultante do que foi proposto nesta dissertação: a aplicação da análise em componentes independentes à mistura dos sinais GPS e interferência, a fim de recuperar o primeiro.

Diante disso, observam-se agora as comparações feitas: $GPS_{ini} - GPS_{jam}$, sinal GPS puro com o interferido; $GPS_{jam} - GPS_{ICA}$, sinal interferido com o sinal recuperado pela ICA; e, $GPS_{ICA} - GPS_{ini}$, sinal resultante da ICA com o sinal GPS puro.

Dessa forma, era esperado que as comparações $GPS_{ini} - GPS_{jam}$ e $GPS_{jam} - GPS_{ICA}$ apontassem um valor baixo de coeficiente de correlação. A partir da primeira, isso indicaria que o sinal interferente (*jamming*) utilizado realmente promoveu uma degradação ao sinal GPS, representando uma perda de informação ou de sincronia com os satélites, como já foi citado. Já considerando a segunda comparação, seria possível estabelecer o nível de ação da ICA no sinal, indicando se ela realmente promoveria uma mudança na mistura GPS e interferência, a fim de separá-los.

A terceira comparação feita, $GPS_{ICA} - GPS_{ini}$, denota o quanto o sinal recuperado pela ICA tem de similar ao sinal GPS puro original. Desse modo, há como estabelecer a eficácia do método proposto nessa dissertação.

Como visto na Tabela 28, com exceção da comparação feita usando a função custo **skew**, todas as demais apresentaram resultado dentro do esperado, destacando-se a situação que tinha como parâmetros da ICA, o uso da função custo **pow3** e o tipo de ortogonalização simétrica. Nessa configuração foram observados os melhores resultados, assim como em [69], com destaque para a recuperação quase que perfeita do sinal GPS original, a menos da amplitude e da fase, caracterizada pelos altos valores do coeficiente de correlação após a aplicação da ICA. Esse resultado indica que o objetivo desta dissertação foi alcançado.

6 CONCLUSÕES

Nesta dissertação foi abordada a temática das interferências intencionais em sinais GPS. A partir disto, foi feita uma revisão da fundamentação teórica que norteia esse tema, baseada nos conceitos iniciais do sistema GPS, suas subdivisões, princípios de navegação, formas de interferências, entre outros.

Então, foi proposta a utilização da análise em componentes independentes (ICA), para processar o sinal do GPS contaminado com uma interferência intencional (*jamming*). Esta ferramenta baseia-se em um modelo estatístico de variáveis que não são observadas diretamente, mas inferidas por meio das propriedades de outras variáveis observadas.

O principal objetivo da ICA é determinar uma representação linear de dados não-gaussianos, por meio da minimização da dependência estatística entre eles, fazendo com que as componentes resultantes sejam estatisticamente independentes ou apresentem a máxima independência possível.

Trata-se de um método de separação cega de fontes (BSS), no qual não se conhece previamente as informações sobre as fontes, como quantidade, amplitude, tipo de forma de onda, entre outras. Esta é a principal característica que fez com que o método ICA fosse selecionado para ser trabalhado nesta dissertação. Como no caso de interferências intencionais em sinais GPS, não se conhece as características do interferidor, então faz-se necessário o uso de uma técnica que consiga processar e separar sinais sem conhecê-los previamente, como na ICA.

Mesmo que ela não forneça componentes independentes na mesma ordem, nem com a mesma fase e muito menos a mesma amplitude dos sinais originais, a aplicação da ICA revelou-se satisfatória e eficaz ao que se propôs neste trabalho. Isto é creditado ao fato de que, uma vez separados os sinais recebidos no GPS, é possível identificá-los e separar a informação desejada das interferências.

Apesar de no caso de *jamming* misturado ao sinal GPS, o principal objetivo seja executar a separação com possibilidade de posterior demodulação do sinal GPS e a conseqüente recuperação da informação, as restrições e ambigüidades da ICA não comprometem a aplicação da técnica nesta dissertação. Essa afirmação pode ser ratificada por meio dos diversos resultados obtidos com a utilização dessa ferramenta e apresentados nas simulações constantes no Capítulo 5.

Alguns critérios para a determinação das componentes independentes podem ser adotados, todavia, foi visto que na maioria das aplicações o critério utilizado é o da maximização da não-gaussianidade, quantificada por meio da curtose ou da negentropia.

No caso desta dissertação, ambas atenderam aos requisitos, tendo como facilidade o indicativo de que quando são nulas, uma variável aleatória tem distribuição de probabilidade gaussiana, e do contrário, isto não se verifica. Mais especificamente, a negentropia foi escolhida pela sua robustez e por poder ser aproximada pela utilização da esperança de funções não-quadráticas.

Nas simulações foram testadas quatro funções não-quadráticas, usadas para aproximar a negentropia, e duas opções de formas de ortogonalização, usadas no algoritmo baseado na iteração de ponto-fixa, o FastICA.

O melhor resultado conseguido foi o que utilizou a configuração com ortogonalização simétrica e função custo **pow3**. Neste caso, foi encontrado um coeficiente de correlação entre o sinal GPS original e o sinal recuperado pela FastICA igual a 1, bem como foi observada uma grande desconexão entre o sinal contaminado com *jamming* e os demais sinais.

A partir desses resultados, conclui-se que a utilização da ICA, na maioria dos casos, conseguiu separar os sinais de entrada e recuperá-los com boa fidelidade aos originais. Isso foi comprovado pelos altos valores do coeficiente de correlação entre os sinais recuperados e os sinais originais. Como as simulações foram realizadas no aplicativo Matlab, utilizando precisão de quatro casas decimais para os valores do coeficiente de correlação, os valores obtidos possuem erro máximo de $5 \cdot 10^{-7}\%$.

Como limitação ao uso da FastICA para separação entre os sinais GPS e *jamming*, foi observado que em todos os testes realizados, adotando como função custo a **skew** (Equação 67), seja com ortogonalização deflacionária ou simétrica, os resultados não foram satisfatórios.

Neste caso, foram verificados coeficientes de correlação altos, para a simulação entre os sinais GPS contaminado com *jamming* e o recuperado pela FastICA; como também coeficientes de correlação baixos, para a simulação entre os sinais GPS inicial e o recuperado pela FastICA; o que indica que a ICA não conseguiu separar o sinal GPS do *jamming*.

Isto não implica que a função **skew** não pode ser utilizada como função custo na FastICA, apenas que ela não se aplica ao propósito desta dissertação: o uso com sinais GPS.

6.1 Propostas adicionais

Como propostas para trabalhos futuros, sugerimos a execução de testes práticos a fim de ratificar os resultados ora apresentados, utilizando interferidores intencionais comerciais ou produzidos em laboratório, por meio de uma USRP³⁵, utilizando rádio definido por software. Pode-se também testar o emprego da ICA contra *multi-jamming*, na mesma faixa de frequência ou em faixas distintas.

Outra abordagem que pode ser adotada é a verificação do efeito das alterações na fase da onda da portadora, causada pela separação pela ICA, no processo de demodulação dos sinais GPS.

Por fim, sugere-se o estudo da implementação da ferramenta ICA embarcada na programação do receptor GPS, o que também pode ser realizado por meio de um rádio definido por software.

6.2 Artigos científicos publicados

Durante o desenvolvimento do Mestrado foram produzidos três artigos científicos.

O primeiro deles, intitulado *Jamming Separation in GPS Signals Using Independent Component Analysis* foi submetido, aceito e apresentado no evento *The Fifth International Conference on Advances in Cognitive Radio (COCORA)*, realizado no período compreendido entre 19 e 24 de abril de 2015, na cidade de Barcelona na Espanha, promovido pela *International Academy, Research and Industry Association (IARIA)*.

O segundo artigo, que tem como título *Analysis of Parameters for Jamming Separation in GPS Signals Using Independent Component Analysis* foi submetido, aceito e será apresentado na conferência *International Microwave and Optoelectronics*

³⁵ *Universal Software Radio Peripheral*.

Conference (IMOC), a ser realizada de 03 a 06 de novembro de 2015, em Porto de Galinhas - Pernambuco, no Brasil, organizado pela Sociedade Brasileira de Micro-ondas e Optoeletrônica (SBMO) e pelo *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE).

Já o terceiro artigo, nomeado como *Control of Intentional Interference in GPS Signals by ICA* foi submetido e está em fase de avaliação para a conferência *Radio Wireless Week* (RWW), que será realizada de 24 a 27 de janeiro de 2016, em Austin - Texas, nos Estados Unidos, também promovido pelo *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE).

REFERÊNCIAS

- [1] G. Seeber. *Satellite Geodesy*. 2ª ed. Berlim: Walter de Gruyter, 2003.
- [2] R. B. Langley. *Indian Regional Navigation Satellite Starts Signal Transmissions*. GPS World: The Business & Technology of GNSS, 25 julho 2013. Disponível em: <http://gpsworld.com/indian-regional-gnss-satellite-starts-signal-transmissions/>. Acesso em 29 de junho de 2015.
- [3] Quasi-Zenith Satellite System Services Inc. *What is the Quasi-Zenith Satellite System (QZSS)?* Quasi-Zenith Satellite System Services Inc. Disponível em: http://qzss.go.jp/en/overview/services/sv01_what..html. Acesso em 22 junho 2015.
- [4] I. G. Petrovski. *GPS, GLONASS, Galileo, and BeiDou for Mobile Devices: From Instant to Precise Positioning*. New York: Cambridge University, 2014.
- [5] J. Nurmi, E. S. Lohan, S. Sand e H. Hurskainen. *Galileo Positioning Technology*. Berlim: Springer, 2014.
- [6] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger e E. Wasle. *GNSS – Global Navigation Satellite Systems*. Berlim: Springer, 2008.
- [7] X. Guochang. *GPS: Theory, Algorithms and Applications*. Berlim: Springer, 2007.
- [8] D. Borio, C. O’Driscoll e J. Fortuny. *Jammer Impact on Galileo and GPS Receivers*, International Conference on Localization and GNSS (ICL–GNSS), 25 de junho de 2013.
- [9] NovAtel, Inc. *Mitigating the Threat of GPS Jamming*. NovAtel White Paper, 2012.
- [10] P. Comon e C. Jutten. *Handbook of Blind Source Separation, Independent Component Analysis and Applications*. London: Elsevier, 2009.
- [11] M. N. Magalhães. *Probabilidade e Variáveis Aleatórias*. São Paulo: EdUSP, 2006.
- [12] E. D. Kaplan e C. J. Hegarty. *Understanding GPS: principles and applications*. 2ª ed. Norwood: Artech House, 2006.
- [13] U-blox AG. *GPS: Essentials of Satellite Navigation*. Thalwil: U-blox AG, 2009.

- [14] C. Jeffrey. *An Introduction to GNSS: GPS, GLONASS, Galileo and other Global Navigation Satellite Systems*. 1ª ed. Calgary: NovAtel, 2010.
- [15] V. P. Ipatov. *Spread Spectrum and CDMA: Principles and Applications*. New Jersey: Wiley, 2005.
- [16] K. S. Sri e T. Sundararajan. *Auto-correlation and cross-correlation analysis of prime and walsh codes for optical CDMA networks*. International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP). p. 639 - 643. 03 de abril de 2013.
- [17] NovAtel Inc. *Understanding the Difference Between Anti-Spoofing and Anti-Jamming*. 2013.
- [18] B. Wiley, D. Craig, D. Manning, J. Novak, R. Taylor e L. Weingarth. *NGA's Role in GPS*. 2006.
- [19] Leica Geosystems AG. *Introduction to GPS (Global Positioning System)*. Leica, Suíça, 1999.
- [20] F. V. Diggelen. *A-GPS: Assisted GPS, GNSS, and SBAS*. Boston: Artech House, 2009.
- [21] S. Pullen e G. X. Gao. *GNSS Jamming in the Name of Privacy: Potential Threat to GPS Aviation*. Inside GNSS. p. 34-43, março/abril de 2012.
- [22] R. A. Poisel. *Modern Communications Jamming Principles and Techniques*. Norwood: Artech House, 2011.
- [23] E. M. Miyoshi e C. A. Sanches. *Projetos de Sistemas Rádio*. São Paulo: Érica, 2008.
- [24] J. B.-Y. Tsui. *Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach*. New Jersey: Wiley, 2004.
- [25] J. F. G. Monico. *Posicionamento pelo NAVSTAR-GPS - Descrição, fundamentos e aplicações*. São Paulo: UNESP, 2000.
- [26] M. J. Barbieri, J. C. Farret, C. V. d. Moraes e I. S. Farret. *Correlação do ruído, multicaminho e ângulo de elevação nas medidas de fase das portadoras GPS*. I Simpósio em Ciências Geodésicas e Tecnologias da Geoinformação – SIMGEO. p. 1-10. 01 de setembro de 2004.

- [27] R. J. Landry e A. Renard. *Analysis of Potential Interference Sources and Assessment of Present Solutions for GPS/GNSS Receivers*. 4th Saint-Petersburg on INS. p. 1-13. 26 de maio de 1997.
- [28] W. Xiao-jin e X. Shi-fu. *Analysis On the Influence of RFI On GPS Reception*. Information and Electronic Engineering. p. 75-79. setembro de 2003.
- [29] P. S. Diniz. *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation*. New York: Springer, 2008.
- [30] W.-L. Mao, C.-S. Hwang, C. W. Hung e J. Sheen. *Narrowband Interference Cancellation using Set-membership Adaptive Predictor for GPS Receiver*. Recent Advances in Systems, Control, Signal Processing and Informatics. p. 190-195. 16 de julho de 2013.
- [31] C. Bao, G. Farag e J. Pan. *Comparison of the Performance of Time Domain*. IEEE Conference Publications. p. 1-4. 2010.
- [32] S. S. Jan e C. C. Sun. *Signal Existence Verification (SEV) for GPS Low Received Power Signal Detection Using the Time-Frequency Approach*. Sensors (Basel). p. 4717-4738. 10 de maio de 2010.
- [33] J. B. Manresa. *The Wigner-Ville Distribution: Time-frequency analysis, adaptive filtering and source separation*. Aalborg University, Aalborg, 2011.
- [34] S. Okamura. *The Short Time Fourier Transform and Local Signals*. Pittsburgh: Carnegie Mellon University, 2011.
- [35] T. F. Quatieri. *Discrete Time Speech Signal Processing: Principles and Practice*. Lexington: Prentice Hall, 2002.
- [36] L. Debnath. *Wavelet Transforms and Time-Frequency Signal Analysis*. Boston: Birkhäuser, 2001.
- [37] V. Giurgiutiu e L. Yu. *Comparison of Short-time Fourier Transform and Wavelet Transform of Transient and Tone Burst Wave Propagation Signals For Structural Health Monitoring*. 4th International Workshop on Structural Health. 17 de setembro de 2003.
- [38] T. M. Nijssen, P. J. Cluitmans, P. A. Griep e R. M. Aarts. *Short Time Fourier and Wavelet Transform for Accelerometric Detection of Myoclonic Seizures*. IEEE/EMBS Benelux Symposium. p. 155-158. 8 de dezembro de 2006.

- [39] H. You-guo, G. Wei e J. Xiao-zhang. *An anti-jamming GPS receiver based on subspace decomposition method*. International Conference on Communication Software and Networks. p. 9-12. 2009.
- [40] W. Huang, D. Lu, R. Wu e Z. Su. *A Novel Blind GPS Anti-jamming Algorithm Based on Subspace Technique*. 8th International Conference on Signal Processing. 2006.
- [41] Y. Zheng. *Adaptive Antenna Array Processing for GPS Receivers*. Adelaide: The University of Adelaide, 2008.
- [42] G. Carrie, F. Vincent, T. Deloues, D. Pietin e A. Renard. *A New Blind Adaptive Antenna Array for GNSS Interference Cancellation*. IEEE Conference Publications. p. 1326-1330. 2005.
- [43] R. A. Qamar e N. M. Khan. *Null steering, a comparative analysis*. Multitopic Conference, 2009. INMIC 2009. IEEE 13th International. p. 1-5. 15 de dezembro de 2009.
- [44] M. D. Zoltowski e A. S. Gecan. *Advanced Adaptive Null Steering Concepts for GPS*. Military Communications Conference, 1995. MILCOM '95. Conference Record, IEEE. p. 1214-1218. 8 de novembro de 1995.
- [45] Y. Wang, L. Wang, Z. Zhang, R. Yao e K. Wei. *Robust beamforming for motional interference mitigation in DSSS*. IEEE Conference Publications. p. 1-4. 2013.
- [46] X. Feng e Y. Shang. *Interference Suppression in a MLT Based Spread Spectrum System with Digital Beamforming*. IEEE Conference Publications. p. 113-116. 2010.
- [47] P. Comon. *Independent component analysis – a new concept?* Signal Processing. vol. 36. p. 287 - 314. 1994.
- [48] A. Hyvarinen. J. Karhunen e E. Oja. *Independent Component Analysis*. New York: Wiley, 2001.
- [49] J. V. Stone. *Independent Component Analysis: A Tutorial Introduction*. London: MIT Press, 2004.

- [50] E. W. Weisstein. *Eigen Decomposition*. Wolfram Web Resource. Disponível em: <http://mathworld.wolfram.com/EigenDecomposition.html>. Acesso em 12 de junho de 2015.
- [51] H. Morimitsu e E. F. Tuesta. Análise comparativa das abordagens de estimativa do modelo FastICA por maximização da negentropia e da verossimilhança. p. 257-262. São Paulo: USP, 2008.
- [52] W. Pavan, R. J. Leite Netto, S. V. Bueno, E. Z. Nadalin, R. Attux e J. M. T. Romano. *Separação Cega de Sinais de Áudio: Fundamentos e Perspectivas*. Campinas: Unicamp, 2011.
- [53] F. J. V. Zuben e R. R. F. Attux. *Análise de Componentes Independentes (ICA)*. Campinas: Unicamp, 2010.
- [54] J. M. Côrte-Real da Costa Pereira. *Análise em Componentes Independentes na Separação Cega de Fontes Coincidentes no Espectro*. Porto: Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2003.
- [55] I. C. C. Leite. *Análise de Componentes Independentes Aplicada a Avaliação de Imagem Radiográfica de Sementes*. Tese de Doutorado. Lavras: UFLA, 2013.
- [56] V. C. M. N. Leite. *Separação Cega de Sinais: Análise Comparativa entre Algoritmos*. Dissertação de Mestrado. Itajubá: UNIFEI, 2004.
- [57] P. I. L. Ferreira. *Separação e Identificação de Múltiplas Fontes Eletromagnéticas Usando o Método de Análise em Componentes Independentes e o Coeficiente de Correlação*. Tese de Doutorado. Campina Grande: UFCG, 2014.
- [58] P. I. L. Ferreira, G. Fontgalland, B. B. Albert e E. C. Gurjão. *Television channel spectrum sensing using independent component analysis*. IET Communications. p. 1054-1059. 21 de maio de 2015.
- [59] J. P. Hoffbeck e A. Melton. *Sinal GPS*. 14 de setembro de 2005. Disponível em: <http://crawdad.cs.dartmouth.edu/>. Acesso em 02 de julho de 2014.
- [60] All Jammer. *Covert Portable GPS Jammer*. 2012. Disponível em: <http://www.alljammer.com/covert-portable-gps-jammer-p-136.html?zenid=2gjtq3hrv4l19gi21f05oe5i55>. Acesso em 1 de junho de 2015.

- [61] H. Kuusniemi, E. Airos, M. Z. H. Bhuiyan e T. Kröger. *GNSS Jammers: how vulnerable are Consumer grade Satellite Navigation Receivers?* European Journal of Navigation. vol. 10. nº 2. p. 14-21. 2012.
- [62] D. Borio, J. Fortuny-Guasch e C. O'Driscoll. *Characterization of GNSS Jammers*. Coordinates – The monthly magazine on positioning, navigation and beyond. vol. IX. nº 5. p. 8-16. 2013.
- [63] R. H. Mitch, M. L. Psiaki, S. P. Powell e B. W. O'Hanlon. *Signal Acquisition and Tracking of Chirp-Style GPS Jammers*. 26th International Technical Meeting of the ION Satellite Division – ION GNSS+ 2013. p. 1-17. 16 de setembro de 2013.
- [64] Department of Information and Computer Science. *The FastICA package for MATLAB*. 04 de fevereiro de 2011. Disponível em: <http://research.ics.aalto.fi/ica/software.shtml>. Acesso em 23 de janeiro de 2014].
- [65] P. L. A. Silva, G. Fontgalland e E. C. Gurjão. *Jamming Separation in GPS Signals Using Independent Component Analysis*. The Fifth International Conference on Advances in Cognitive Radio – COCORA. p. 20-24. 17 de abril de 2015.
- [66] P. L. A. Silva, G. Fontgalland e E. C. Gurjão. *Analysis of Parameters of ICA for Jamming Separation in GPS Signals*. International Microwave and Optoelectronics Conference – IMOC. 04 de novembro de 2015.
- [67] P. I. L. Ferreira, G. Fontgalland, B. B. Albert e E. C. Gurjão. *Software-Defined Radio for Spectrum Sensing Using Independent Component Analysis*. The Fourth International Conference on Advances in Cognitive Radio – COCORA. p. 26-29. 2014.
- [68] P. I. L. Ferreira, G. Fontgalland e B. B. Albert. *Spread-Out Overlapping Sources by Independent Component Analysis for Location Positioning*. IEEE Transactions on Magnetics. p. 1805-1808. 13 de maio de 2013.
- [69] P. I. L. Ferreira, G. Fontgalland, G. F. Aragão e S. E. Barbin. *Separation of electromagnetic sources by the method of independent component analysis*. Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC). p. 476-479. 06 de maio de 2013.

- [70] C. C. Cavalcante. *Sobre Separação Cega de Fontes: Proposições e Análise de Estratégias para Processamento Multi-Usuário*. Tese de Doutorado. Campinas: Unicamp, 2004.
- [71] W. Zhuo, W. Lizhi e Y. Yong. *Remove Multifrequency Mixture Noise in Processing of Wireless Communication Wave/ Radar Reflect Signal by Method of ICA*. *Wireless Communications*. 2010 IEEE International Conference on Networking and Information Security (WCNIS). p. 50-53. 2010.