

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

Liége Maldaner

**MODULAÇÃO DE SINAL GNSS FOCADO AO SISTEMA EUROPEU
GALILEO**

Santa Maria, RS
2019

Liége Maldaner

MODULAÇÃO DE SINAL GNSS FOCADO AO SISTEMA EUROPEU GALILEO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações, Área de Concentração em Engenharias IV, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia de Telecomunicações**.

ORIENTADORA: Prof.^a Candice Müller

Santa Maria, RS
2019

©2019

Todos os direitos autorais reservados a Liége Maldaner. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

End. Eletr.: liege.malda@gmail.com

Liége Maldaner

MODULAÇÃO DE SINAL GNSS FOCADO AO SISTEMA EUROPEU GALILEO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações, Área de Concentração em Engenharias IV, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia de Telecomunicações**.

Aprovado em 17 de junho de 2019:

Candice Müller, Dr. (UFSM)
(Presidenta/Orientadora)

Natanael Rodrigues Gomes, Dr. (UFSM)

Samuel Tumelero Valduga, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS
2019

RESUMO

MODULAÇÃO DE SINAL GNSS FOCADO AO SISTEMA EUROPEU GALILEO

AUTOR: Liége Maldaner

ORIENTADORA: Candice Müller

O sistema de navegação global por satélites (*Global Navigation Satellite System* - GNSS) tem como objetivo determinar a geolocalização de um receptor de forma precisa, utilizando um conjunto de satélites, cujos sinais transmitidos variam a modulação de acordo com a constelação. Por exemplo, o futuro sistema GNSS europeu Galileo, que estará completamente operacional em 2020, utiliza modulações que ainda poderão ser atualizadas, como a BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), a BOC (*Binary Offset Carrier*) a AltBOC (*Alternative BOC*) e a MBOC (*Modified BOC*). O GNSS é utilizado em diversas atividades com diferentes níveis de precisão. Como por exemplo, no monitoramento de estruturas de pontes e viadutos; Dados para o georreferenciamento de imóveis rurais; Levantamento topográfico do terreno; Sistemas de comunicação; Sincronismo de tempo; Agricultura de precisão coletando e analisando dados, mapeando a área, definindo a área de plantio e aplicação de insumos necessárias na produção. Além disso, o sistema GNSS é essencial para a futura utilização de veículos autônomos, que necessitam de alta confiabilidade e precisão na localização.

Neste contexto, este Trabalho de Conclusão de Curso apresenta a descrição detalhada dos principais esquemas de modulação previstos no sistema Galileo. As modulações BPSK, BOC, AltBOC e MBOC foram implementadas em MATLAB e avaliadas sobre um canal AWGN (*Additive white Gaussian noise*). Considerando diferentes códigos de espalhamento espectral, obteve-se as curvas da Taxa de Erro de Bit (*Bit Error Rate* - BER) pela Razão de Sinal por Ruído (*Signal to Noise Ratio* - SNR). Os resultados demonstram que, quanto maior o número de valores bipolares (valores -1 ou 1) utilizados no código de espalhamento espectral, maior a robustez do sistema, conforme esperado. Além disso, a partir dos resultados da função de autocorrelação das modulações BPSK e BOC, é possível verificar que a modulação BOC possui dois picos laterais ao pico central, obtendo-se três picos. Se esses picos ficarem acima do *threshold* no processo de *tracking* do receptor ao sinal de satélite, poderá haver um estado de erro ao receptor, quando ao invés de detectar o pico central, detecta um dos laterais. Os mesmos picos ocorrem nas modulações AltBOC e MBOC, contudo, em menor amplitude.

Além disso, na análise das modulação do domínio da frequência, a modulação BOC possui dois picos principais cuja potência é menor que os picos laterais, fazendo com que a utilização dessa modulação na banda E6P (1278.75 MHz) não interfira com o sinal GLONASS BPSK que é transmitido nessa mesma banda.

Já o espectro do sinal modulado AltBOC de envelope constante na banda E5 (1191.795 MHz) é semelhante a dois sinais BPSK duplicado em 15 MHz para a esquerda e para a direita da frequência da portadora. Assim, o sinal GPS modulado em BPSK, que utiliza a banda L5 contida na banda E5, não interfere todo o espectro do sinal AltBOC.

Por fim, o espectro do sinal modulado MBOC, com relação ao sinal BOC, possui dois picos principais de maior potência com relação aos picos laterais. Esse sinal é utilizado pelo Galileo na banda de frequência E1 (1575.52 MHz), que é compartilhada pelo sinal BOC da constelação GPS. Ou seja, os sinais BOC e MBOC não se interferem significativamente.

Palavras-chave: Modulação, BPSK, BOC, AltBOC, MBOC.

ABSTRACT

GNSS SIGNALS MODULATION METHODS FOCUSED ON THE EUROPEAN SYSTEM GALILEO

AUTHOR: Liège Maldaner

ADVISOR: Candice Müller

The Global Navigation Satellite System (GNSS) aims to determine the accurate geolocation of a receiver, using a set of signal from the satellites, which transmitted signals vary the modulation according to the constellation. For example, the future European GNSS system Galileo, which will be full operational by 2020, uses modulations that can still be upgraded, such as BPSK (Binary Phase Shift Keying), BOC (Binary Offset Carrier) the AltBOC (Alternative BOC) and MBOC (Modified BOC). GNSS is used in many activities with different levels of accuracy. For example, the monitoration of structures of bridges and viaducts; Georeferencing data of rural properties; Topographic surveying; Communication systems; Time synchronization; Precision agriculture collecting and analyzing data, mapping the area, defining the area of planting. In addition, the GNSS system is essential for the future use of standalone vehicles, which require high liability and accuracy for localization. In this context, this research, presents a detailed description of the main modulation schemes used in the Galileo system. The BPSK, BOC, AltBOC and MBOC modulations were implemented in MATLAB and evaluated on an AWGN channel, considering different spectral spreading codes, and the BER (Bit Error Rate) by SNR (Signal to Noise Ratio) curves were obtained. The results show that the higher the number of bipolar values (-1 or 1) used in the spectral spreading code, the greater the robustness of the system, as expected. In addition, from the results of the autocorrelation function of the BPSK and BOC modulations, it is possible to verify that the BOC modulation has two lateral peaks at the central peak, obtaining three peaks. If these peaks are above the threshold in the tracking process of the receiver to the satellite signal, there may be an error state to the receiver, when instead of detecting the central peak, it detects one of the sides. The same peaks occur in the AltBOC and MBOC modulations, however, to a lesser extent.

In addition, in the frequency domain modulation analysis, BOC modulation has two main peaks which power is smaller than the lateral peaks, so the use of this modulation in the E6P band (1278.75 MHz) does not interfere with the GLONASS BPSK signal that is transmitted in the same band.

The spectrum of the constant envelope AltBOC modulated signal in the E5 band (1191,795 MHz) is similar to two BPSK signals duplicated at 15 MHz to the left and right of the carrier frequency. Thus, the BPSK-modulated GPS signal, which uses the L5 band contained in the E5 band, does not interfere with the entire spectrum of the AltBOC signal.

Finally, the spectrum of the MBOC modulated signal, with respect to the BOC signal, has two main peaks of greater power compared to the lateral peaks. This signal is used by Galileo in the E1 frequency band (1575.52 MHz), which is shared by the GPS BOC signal. Thus, the peaks of both signals, BOC and MBOC do not significantly interfere themselves.

Keywords: Modulation, BPSK, BOC, AltBOC, MBOC.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1.1 – Conceito de trilateração | 15 |
| Figura 1.2 – Conceito de trilateração | 16 |
| Figura 1.3 – Espectro dos sinais GPS | 17 |
| Figura 1.4 – Espectro dos sinais Galileo. a) Banda L5; b) Bandas E6 e L1. | 19 |
| Figura 2.1 – a) Sinal de banda convencional; b) Sinal espalhado em frequência | 22 |
| Figura 2.2 – Espalhamento Espectral de Sequência Direta | 24 |
| Figura 2.3 – Espalhamento inverso DSSS | 24 |
| Figura 2.4 – Informação recuperada após espalhamento inverso | 25 |
| Figura 2.5 – Diagrama em blocos do circuito de geração de códigos Gold | 26 |
| Figura 2.6 – (a) Autocorrelação dos códigos Gold; (b) Pico de autocorrelação | 28 |
| Figura 2.7 – Gerador de código <i>M-sequence</i> | 28 |
| Figura 2.8 – Gerador direto e reverso de código <i>M-sequence</i> | 29 |
| Figura 2.9 – Autocorrelação do código <i>m-sequence</i> | 30 |
| Figura 2.10 – Autocorrelação do código <i>m-sequence</i> | 30 |
| Figura 3.1 – Constelação da modulação BPSK | 33 |
| Figura 3.2 – Diagrama de blocos modulação BPSK | 34 |
| Figura 3.3 – Processo de espalhamento espectral dos dados de navegação do satélite: (a) Sinal S_i ; (b) Sinal C_{E6-B} duplicado; (c) Sinal e_{E6-B} | 35 |
| Figura 3.4 – Demodulador BPSK | 36 |
| Figura 3.5 – Diagrama da codificação BOC | 37 |
| Figura 3.6 – Processo de espalhamento espectral dos dados de navegação do satélite: (a) Sinal b_i ; (b) Sinal S_i ; (c) Sinal C_{E6-B} duplicado; (d) Símbolos e_{E6-B} .. | 38 |
| Figura 3.7 – Símbolos heterodinados pela subportadora senoidal (a) Símbolos e_{E6-B} ; (b) Subportadora senoidal $s_c(t)$; (c) Sinal S_{E6P} | 39 |
| Figura 3.8 – Demodulador BOC | 40 |
| Figura 3.9 – Diagrama da codificação AltBOC | 41 |
| Figura 3.10 – a. Sinal S_{aI} b. Sinal $s_{c\cos}$ c. Sinal $S_{aI\cos}$ | 43 |
| Figura 3.11 – Demodulador AltBOC | 44 |
| Figura 3.12 – Subportadoras da modulação AltBOC | 45 |
| Figura 3.13 – Diagrama da constelação AltBOC de envelope não constante | 45 |
| Figura 3.14 – Diagrama da constelação AltBOC de envelope constante | 47 |
| Figura 3.15 – Sinais AP e AS responsáveis pelo envelope contante na modulação AltBOC | 47 |
| Figura 3.16 – a. Chips b. Subportadora AS c. Sinal gerado pela multiplicação de (a) e (b) | 48 |
| Figura 3.17 – Diagrama da codificação MBOC | 50 |
| Figura 3.18 – Geração da subportadora $s_{cB}(t)$: a. Sinal $s_{cE1-BOC(1,1)}$, b. Sinal $s_{cE1-BOC(6,1)}$, c. Sinal s_{cB} | 52 |
| Figura 3.19 – Demodulador MBOC | 53 |
| Figura 4.1 – Sinal em banda base S_{E6f} no domínio da frequência | 55 |
| Figura 4.2 – Espectro do sinal modulado em BPSK | 56 |
| Figura 4.3 – Função de autocorrelação da modulação BPSK | 57 |
| Figura 4.4 – Taxa de erro de bit com modulação BPSK | 58 |
| Figura 4.5 – Espectro dos principais sinais GNSS | 59 |
| Figura 4.6 – Espectro da modulação BOC(10,5) | 60 |

| | |
|--|----|
| Figura 4.7 – Espectro teórico da modulação BOC(10,5) | 60 |
| Figura 4.8 – Função de autocorrelação da modulação BOC | 61 |
| Figura 4.9 – Taxa de erro de bit em um canal AWGN | 62 |
| Figura 4.10 – Espectro do sinal modulado em AltBOC de envelope não-constante ... | 62 |
| Figura 4.11 – Diagrama da constelação AltBOC não constante | 63 |
| Figura 4.12 – Espectro do sinal modulado em AltBOC de envelope constante | 64 |
| Figura 4.13 – Espectro teórico do sinal modulado em AltBOC | 64 |
| Figura 4.14 – Diagrama da constelação AltBOC de envelope constante | 65 |
| Figura 4.15 – Função de autocorrelação da modulação AltBOC de envelope constante | 66 |
| Figura 4.16 – Taxa de erro de bit em um canal AWGN | 67 |
| Figura 4.17 – Espectro da modulação MBOC obtido através da implementação do sistema apresentado na Figura 3.17 | 68 |
| Figura 4.18 – Espectro da modulação MBOC obtido através da Equação 3.42 | 68 |
| Figura 4.19 – Função de autocorrelação da modulação MBOC | 69 |
| Figura 4.20 – Taxa de erro de bit em um canal AWGN | 70 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|----|
| Tabela 3.1 – Espectro dos sinais Galileo..... | 31 |
| Tabela 3.2 – Código PRN dos sinais Galileo..... | 32 |
| Tabela 3.3 – Coeficientes das subportadoras da modulação AltBOC..... | 46 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ACF Autocorrelation Function

AltBOC Alternative BOC

AltBOC_{sin} AltBOC sinusoidal

AWGN Additive White Gaussian Noise

BOC Binary Offset Carrier

BOC_{cos} BOC cosinusoidal

BOC_{sin} BOC sinusoidal

bps Bits per second

BPSK Binary Phase Shift Keying

C/A Coarse/Acquisition

CBOC Composite Binary Offset Carrier

CDMA Code Division Multiple Access

CL Código Civil de Comprimento Longo

CM Código Civil Moderado

CNAV Comercial NAVigation

CS Commercial Service

DS Direct Sequence

DSSS Direct Sequence Spread Spectrum

ECEF Earth Centered Earth Fixed

EUA Estados Unidos

FDMA Frequency Division Multiple Access

GNSS Global Navigation Satellite System

GLONASS Globalnaja NawigazionnajaSputnikowaja Sistema

GPS Global Positioning System

IIF Geração de satélites GPS

IIR Geração de satélites GPS

IIR – M IIR Modernizado

ITU International Telecommunication Union

LFSR Linear feedback shift register

LPF Low Pass Filter

LPI Low-Probability of Intercept

MBOC Modified BOC

MEO Medium Earth Orbit

MLS Maximum-length sequence

MSB Most significant bit

OS Open Service

PLL Phase-locked loop

PRN Pseudo random noise

PRS Public Regulated Service

PSD Power Spectral Density

PSK Phase Shift Keying

PVT Posição, velocidade e tempo

QPSK Quadrature Phase Shift Keying

RNSS Radionavigation-Satellite Service

RRC Root Raised Cossine

SBAS Satellite-based Augmentation Systems

SNR Signal to Noise Ratio

SoL Sevity of Life

Sps Símbolos por segundo

SS Spread Spectrum

SSRG Simple Shift Register Generator

TEC Total Electron Content

TMBOC Time-Multiplexed BOC

UE União Europeia

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|------------|------------------------------------|
| a | Inteiro |
| A | Amplitude |
| $a(t)$ | Sequência PRN |
| AP | Coeficientes p |
| AS | Coeficientes s |
| B | Largura de banda |
| b_i | Bits |
| B_s | Largura de banda da informação |
| CA | Código C/A |
| d_t | Dados transmitidos |
| d_r | Dados recebidos |
| c | Velocidade da luz no vácuo |
| c_i | Coeficientes de conexão de retorno |
| c_k | Chips do código |
| c_n | Sequência de saída |
| $c(t)$ | Sequência direta |
| C_{aI} | Código PRN AltBOC a |
| C_{bI} | Código PRN AltBOC b |
| C_{E1-B} | Código PRN MBOC |
| C_{E6-B} | Código PRN BPSK |
| D_{E1-B} | Símbolos |
| C_{E6-P} | Código PRN BOC |
| D_{E6-B} | Símbolos BPSK |
| D_{E6P} | Símbolos BOC |
| $E6$ | Sinal modulado em BPSK |
| e_{E1-B} | Chips de informação MBOC |
| e_{E1-C} | Chips piloto MBOC |

e_{E6-B} Componente de chips de informação BPSK
 e_{E6-C} Componente de chips de informação BPSK
 e_{E6P} Chips de informação BOC
 f Frequência
 f_0 Frequência de 1.023 MHz
 f_c Taxa de chips
 f_s Frequência da subportadora
 feedback_* Vetor de feedback
 $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ Função de *feedback*
 $G1$ Registrador 1
 $G2$ Registrador 2
 $G_{AltBOC_{cos}(f)}$ Função de autocorrelação $AltBOC_{cos}$
 $G_{AltBOC_{sin}(f)}$ Função de autocorrelação $AltBOC_{sin}$
 G_{BPSK} Função de autocorrelação
 $G_{BOC_{cos}(f)}$ Função de autocorrelação BOC_{cos}
 $G_{BOC_{sin}(f)}$ Função de densidade espectral de potência BOC_{sin}
 $G_{BOC(1,1)(f)}$ Função de densidade espectral de potência $BOC(1, 1)$
 $G_{BOC(6,1)(f)}$ Função de densidade espectral de potência $BOC(6, 1)$
 $G_{MBOC(6,1,1/11)(f)}$ Função de autocorrelação $MBOC(1, 6, 1/11)$
 k Estágio
 L Comprimento de registro
 Λ Autocorrelação
 λ Comprimento de onda
 $\Lambda(\tau)$ Função de autocorrelação
 m Frequência da subportadora
 n Taxa de chips
 N Comprimento da sequência PRN
 N_c Período de chip
 ρ_n Distância entre o satélite n e receptor

ω_c Frequência angular da portadora
 ω_{sc} frequência angular da subportadora
 $p(t)$ forma de onda de chip
 P_G Ganho de processamento
 P_n Pseudo distância do satélite n
 ϕ Razão entre a subportadora e a taxa de chips
 pn_t Sequência PRN
 \Re Parte real de um número complexo
 R_c Taxa de chip
 R_s Taxa de símbolo
 rx_b Dados recebidos
 $s(t)$ Sinal em banda passante transmitido
 $s'(t)$ Sinal em banda passante recebido
 S_{aI} Componente de chips de informação a
 S_{aQ} Componente piloto a
 S_{bI} Componente de chips de informação b
 S_{bQ} Componente piloto b
 \overline{S}_{aI} Componente tracejada de chips de informação b
 \overline{S}_{aQ} Componente tracejada de chips de informação a
 \overline{S}_{bI} Componente tracejada piloto a
 \overline{S}_{bQ} Componente tracejada piloto b
 s_{bb-E5} Sinal AltBOC em banda base
 $sc(t)$ Subportadora de onda quadrada
 sc_p Subportadora p
 sc_s Subportadora s
 $sc_{E1-BOC(1,1)}$ Subportadora de onda quadrada BOC(1,1)
 $sc_{E1-BOC(6,1)}$ Subportadora de onda quadrada BOC(6,1)
 S_{E1} Símbolos modulados em MBOC
 S_{E1-B} Símbolos de informação modulados em MBOC

S_{E1-C} Símbolos piloto modulados em MBOC

S_{E5} Sinal AltBOC em banda passante

$S_{E5\cos}$ Componente cossenoidal do sinal $AltBOC_{E5}$

$S_{E5\sin}$ Componente senoidal do sinal S_{E5}

S_{E6} Sinal S_{E6} espalhado espectralmente

S_{E6f} Sinal S_{E6} filtrado

S_{E6P} Sinal BOC espalhado espectralmente

S_{E6Pf} Sinal S_{E6P} filtrado

$sgn(x)$ Função 'sign'

S_i Sinal após filtragem

ϕ_0 Fase da portadora

S_I Símbolos I filtrados

S_Q Símbolos Q filtrados

π Pi

T_c Período de chip

T_s Período de símbolo

tx_b Dados em banda base

τ Tempo utilizado na autocorrelção

τ_{xb} Sinal recebido

x_i Células do registrador

SUMÁRIO

| | | |
|--------------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 15 |
| 2 | ESPALHAMENTO ESPECTRAL | 22 |
| 2.1 | ESPALHAMENTO ESPECTRAL DE SEQUÊNCIA DIRETA | 23 |
| 2.1.1 | Gold sequence | 26 |
| 2.1.2 | M-Sequence | 28 |
| 3 | ESQUEMAS DE MODULAÇÃO DO SISTEMA GALILEO | 31 |
| 3.1 | MODULAÇÃO BPSK | 32 |
| 3.2 | MODULAÇÃO BOC | 36 |
| 3.3 | MODULAÇÃO ALTBOC | 40 |
| 3.3.1 | AltBOC de envelope não constante | 40 |
| 3.3.2 | AltBOC de envelope constante | 46 |
| 3.4 | MODULAÇÃO MBOC | 49 |
| 4 | IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADO DAS SIMULAÇÕES | 54 |
| 4.1 | IMPLEMENTAÇÃO | 54 |
| 4.2 | MODULAÇÃO BPSK | 55 |
| 4.3 | MODULAÇÃO BOC | 58 |
| 4.4 | MODULAÇÃO ALTBOC | 62 |
| 4.4.1 | AltBOC de envelope não-constante | 62 |
| 4.4.2 | AltBOC de envelope constante | 63 |
| 4.5 | MODULAÇÃO MBOC | 67 |
| 5 | CONCLUSÃO | 71 |
| 5.1 | TRABALHOS FUTUROS | 73 |
| | REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 74 |

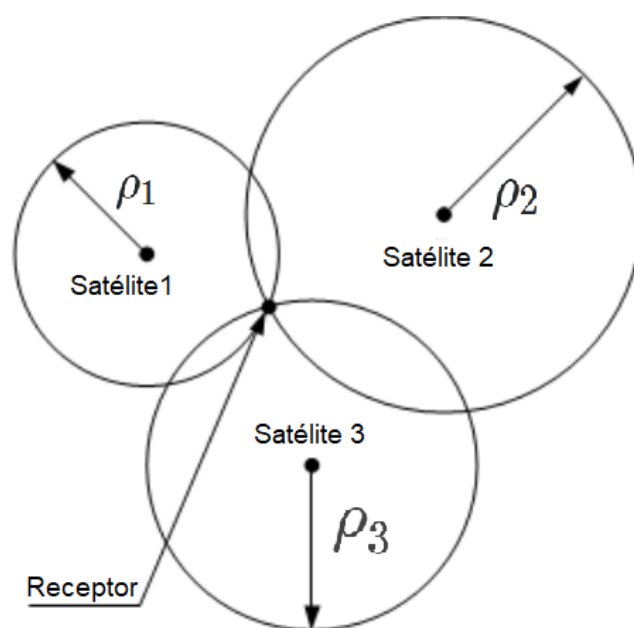
1 INTRODUÇÃO

O sistema de navegação global por satélites (*Global Navigation Satellite System - GNSS*) permite que receptores sobre a superfície terrestre recebendo sinal de satélite possam determinar a sua localização em um sistema de referência espacial conveniente. Para atingir uma cobertura global, o sistema é composto por uma constelação de no mínimo 24 satélites orbitando a Terra, continuamente transmitindo sinal.

A utilização do sistema GNSS é extremamente importante para a sociedade. As primeiras aplicações não militares da tecnologia GNSS foram em levantamento e mapeamento. Atualmente, o GNSS está sendo usado para aplicações comerciais, na agricultura, transporte, navegação marítima, indústrias que necessitam de informações precisas e continuamente disponíveis sobre posição e tempo, também é usado em uma ampla gama de aplicativos de consumo, incluindo navegação em veículos, comunicações móveis, entre outros. Além disso, a utilização do sistema GNSS com alta precisão é fundamental para a utilização de veículos autônomos.

Para definir a geolocalização do receptor é utilizada uma solução geométrica do problema, conhecido como trilateração, cujo processo consiste em determinar a localização de um ponto com base na sua distância, dado um conjunto de outros pontos de localizações conhecidas. Na navegação por satélite, a localização do ponto desconhecido corresponde à posição do receptor, e o conjunto de pontos de localizações conhecidas correspondem às posições ρ_n dos n satélites visíveis, conforme ilustra a Figura a 1.2.

Figura 1.1 – Conceito de trilateração



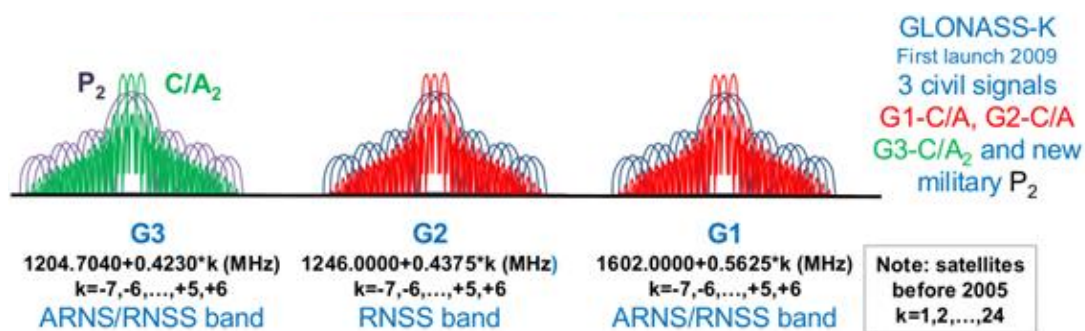
As posições são calculadas pela distância entre o receptor e os satélites, utilizando o tempo de navegação do sinal entre o satélite e o receptor e a velocidade de propagação, ou seja, são calculadas as variáveis posição, velocidade e tempo (PVT). Para isso é necessário o conhecimento do tempo exato de transmissão e recepção, que pode ser alcançado utilizando osciladores atômicos. Contudo, por questões de minimização de custos dos receptores, seus osciladores, geralmente de quartzo, não são acurados e estáveis como os osciladores a bordo dos satélites, geralmente de césio e rubídio, fazendo com que a informação de tempo seja imprecisa nos receptores, afetando o cálculo de distância.

Uma solução para minimizar este problema é a utilização de um quarto satélite, o que minimiza o erro de relógio do receptor na determinação de posição. Considerando apenas o erro de tempo, sem os demais erros provenientes do canal, o receptor agora teria uma solução de posição exata e uma escala de tempo muito precisa (JEFFREY, 2010).

Os dois principais sistemas GNSS são o russo *Globalnaja Nawigazionnaja Sputnikowaja Sistema* (GLONASS) e o norte americano *Global Positioning System* (GPS), os quais possuem cobertura global. Além destes, existem outros sistemas, como o europeu Galileo, com expectativa de oferecer operacionalidade em 2020, e o chinês BeiDou.

Para a constelação GLONASS, a tabela a seguir resume os sinais transmitidos e suas respectivas frequências. é importante notar que a constelação GLONASS utiliza modulação por frequência (*Frequency Division Multiple Access* FDMA), ou seja, cada satélite transmite em uma frequência distinta.

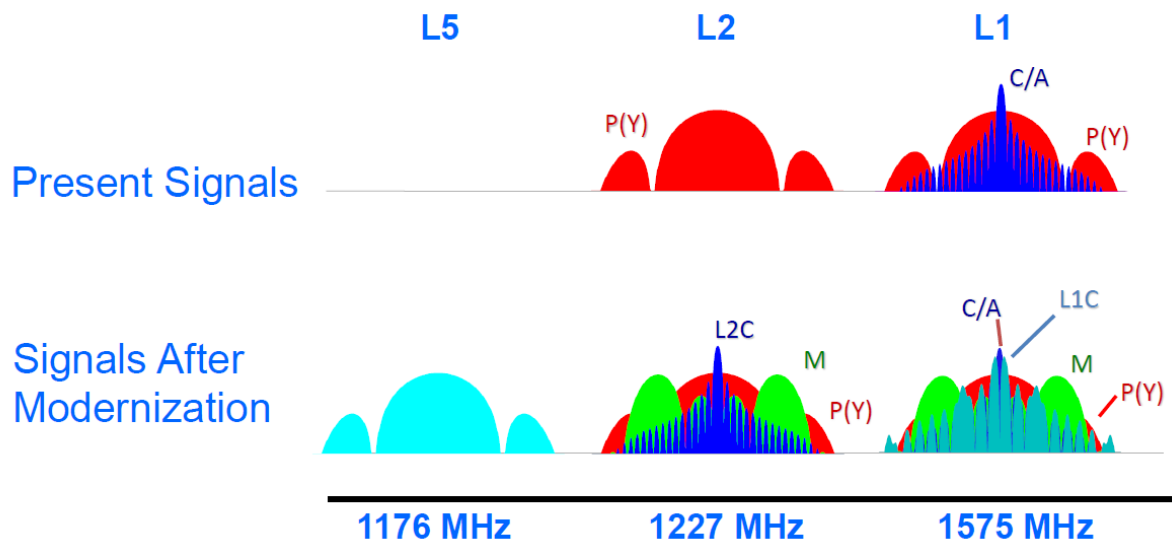
Figura 1.2 – Conceito de trilateração



Fonte: O autor

Para a constelação GPS, a banda L5 está disponíveis em todos os satélites GPS IIF, que fornece um meio de navegação seguro e robusto contra ataques, beneficiando aplicações como a aproximação de precisão em aeronaves. As bandas GPS utilizadas estão resumidas na Figura 1.3.

Figura 1.3 – Espectro dos sinais GPS



Fonte: European Space Agency - ESA

A constelação de satélites GPS dos satélites Block IIR modernizados, ou IIR-M, irradia o sinal civil L2C civil na banda L2 (1227,60 MHz). Um componente importante do processo de modernização é o novo sinal militar, o código M, conforme mostrado na Figura 1.3, ou código militar, que contém um código pseudo ruído randômico (*Pseudo Random Noise* - PRN) de comprimento desconhecido transmitido em 5.115 MHz, e utiliza a modulação BOC(10,5) (*Binary Offset Carrier*), ou BOC(n,m) em que n é a taxa da subportadora usada nessa modulação, e representa a quantidade de ciclos de chip ¹ em um ciclo de subportadora, e m é a taxa de chips.

O sistema foi projetado para melhorar o acesso *antijam* ² e a segurança dos sinais GPS militares.

Já o L1C é um sinal de uso civil, transmitido na frequência L1 (1575,42 MHz), cuja técnica de modulação usada é uma multiplexação dos símbolos BOC(1,1) e BOC(6,1), referida como MBOC (*Modified BOC*). O sinal P é também transmitido na banda L1, para uso militar. Para impedir que usuários não autorizados usassem ou potencialmente interferissem com o sinal militar através de *spoofing* ³, foi decidido criptografar o código-P. Assim, o código-P foi modulado com a sequência de criptografia W, para gerar o código-Y, for-

¹Chips são os símbolos espalhados espectralmente

²Antijam é o efeito de minimizar o jamming, que é uma interferência de sinal intencional, causado pela alta radiação de sinais eletromagnéticos nas frequências GNSS. O objetivo é dominar os sinais GNSS extremamente fracos para que eles não possam ser adquiridos e rastreados pelo receptor GNSS.

³Spoofing é um processo pelo qual alguém (ou algo) tenta controlar a posição georreferenciada de um dispositivo, variando a posição, velocidade ou tempo (PVT) calculados em um receptor de um usuário GNSS. O spoofing pode envolver ataques por RF (Radiofrequência), ou ainda métodos cibernéticos, como softwares mal-intencionados, mapas falsificados, ataques *man-in-the-middle*.

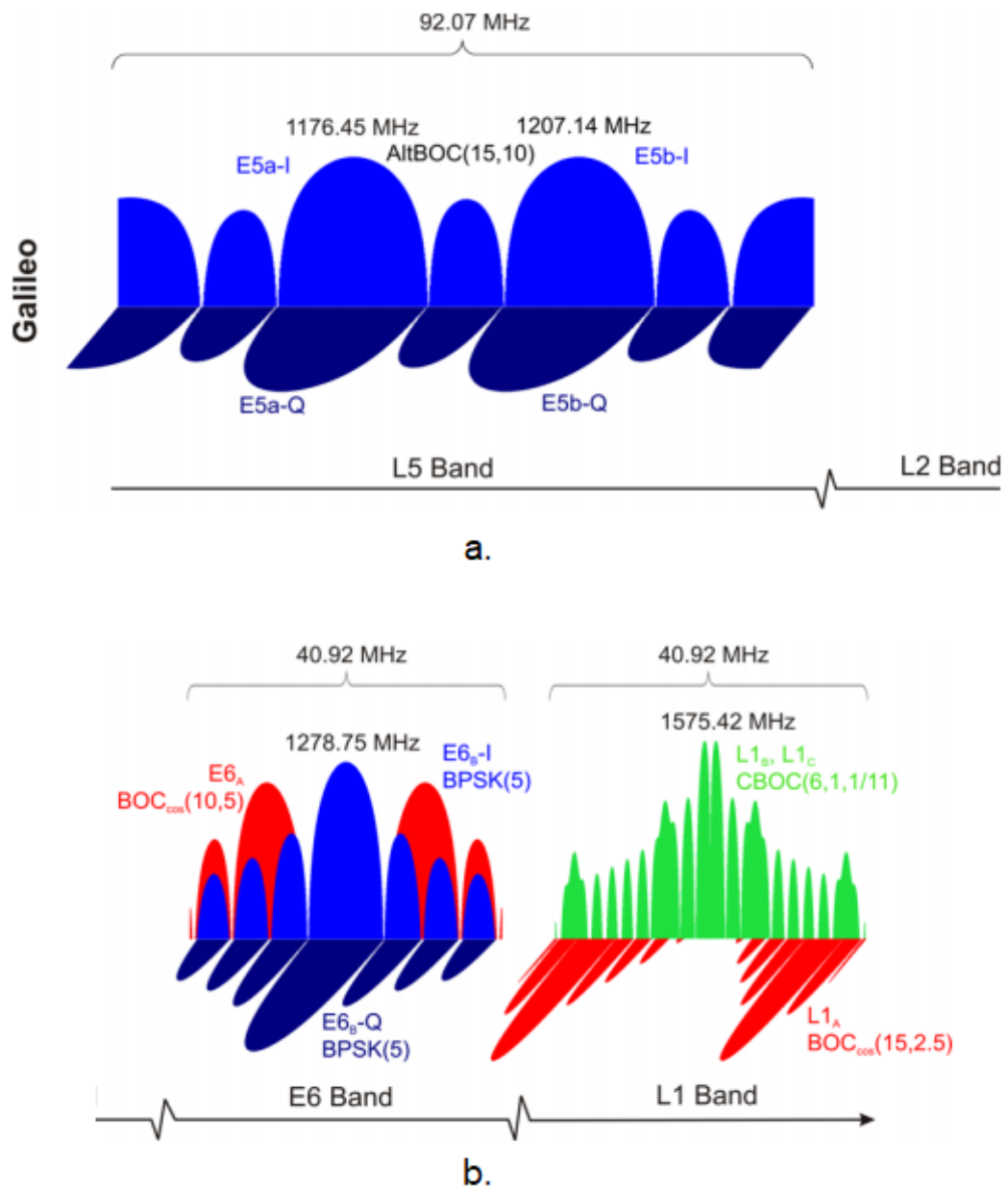
mando o sinal P(Y), conforme ilustra a Figura 1.3.

A constelação de satélites Galileo foi desenvolvida para tornar a União Europeia (UE) independente do GPS, que está sob controle do Departamento de Defesa dos Estados Unidos. Além disso, a UE quer lucrar com o mercado crescente de "Posicionamento por satélite e navegação"(EISSFELLER et al., 2007).

A independência da utilização de um sistema GNSS traz benefícios em termos de prevenção e redução da vulnerabilidade a falhas simultâneas do Galileo, GPS e GLONASS. Outro ponto a ser levado em consideração é o fato de que os satélites possuem osciladores muito estáveis e estão sendo monitorados por estações terrestres para que mantenham uma escala de tempo precisa. Essa escala de tempo também é utilizada em serviços de telecomunicações, fornecimento de energia, transações bancárias, etc. Nestes setores, a interrupção dos serviços GNSS é uma ameaça potencial para aplicações relacionadas a economia, segurança e proteção. Como consequência, a separação espectral e um acesso controlado seguro são formas de proteger os serviços contra a interrupção do sistema. Como exemplo, o desacoplamento de serviços militares e civis usando diferentes formas de onda, faz com que os serviços públicos possam ser "inativos" sem afetar os sinais militares e/ou de segurança.

A Figura 1.4 mostra as frequências de portadora do sinal do Galileo. É possível verificar que são utilizadas três bandas de frequência: na banda inferior E5a (sobrepota ao futuro GPS L5) e E5b com uma largura de banda de 24 MHz cada, utilizando a modulação AltBOC(15,16) (*Alternative BOC*). Na banda E6 estão planejados o E6 com 40 MHz de largura, modulado em BPSK(5), enquanto o E6P é modulado em BOCsin(10,5) (*BOC sinusoidal*). Na banda L o sinal E1 é modulado em MBOC(6,1,1/11) e o sinal E1P modulado em BOC(15,2.5). Na Figura 1.4 também se pode notar a presença dos símbolos IQ, que são uma característica dessas modulações que serão explicadas no Capítulo 3.

Figura 1.4 – Espectro dos sinais Galileo. a) Banda L5; b) Bandas E6 e L1.



Fonte: (RODRÍGUEZ, 2008)

Diferentes serviços são usados pelos sinais Galileo, que estão, que estão sumari-
zados a seguir.

- Serviço Aberto (*Open Service* - OS): esse serviço de uma única frequência será implementado por três sinais: E1, E5a e E5b. Oferecerá acesso grátis aos usuários. Além disso, ambos GPS e Galileo serão combinados para permitirem seu uso em muitos ambientes como em cânions urbanos ⁴.

⁴Cânion urbano é um local do cenário urbano no qual o adensamento de edifícios, de obras de infra-

- Serviço comercial (*Commercial Service - CS*): esse serviço dá acesso aos dois sinais adicionais criptografados. Esse serviço também estará aberto no E6 (B e C) e pode ser combinado com os sinais OS (E1, E5a e E5b) para melhor performance do sistema.
- Segurança de vida (*Safety of Life - SoL*): esse serviço será oferecido nos sinais E5b e E1 (B e C).
- Busca e resgate (*Search and Rescue - SAR*): Esse serviço facilita a localização de sinais difíceis.
- Serviços públicos regulamentados (*Public Regulated Service - PRS*): Esse serviço é dedicado às autoridades (polícia, militares, etc.) que necessitam de sinais criptografados específicos. Os sinais E1-A e E6-A serão usados para transmissão desses sinais encriptados.

Infelizmente o Brasil, não possui um sistema próprio de GNSS, o que faz com que não se tenha a certeza da disponibilidade integral de no mínimo quatro satélites de uma mesma constelação sobre o território nacional, diferentemente do que acontece nos países que desenvolveram essa tecnologia própria. Além disso, ainda não se possui outras tecnologias que ofereçam maior precisão e confiabilidade necessária, como os sistemas de aumento ⁵ (*Augmentation Systems*), que calculam uma estimativa de erro do canal, e tal erro é transmitido para os usuários locais, para que aumentem a precisão do cálculo de posicionamento.

Esses fatos são uma das causas que impedem atualmente a automatização de veículos, que necessita de alta precisão no geoposicionamento. Como consequência, o maquinário agrícola completamente autônomo ainda não é utilizado no Brasil, onde a economia dependa em grande parcela da agricultura, cujas aplicações de georreferenciamento são consideradas vitais para o aumento de produtividade e para a redução de custos (PIPPI-CARLOS, 2018). Dessa forma, o estudo e aprimoramento da técnica de GNSS, em todos seus aspectos, é de extrema importância tanto socialmente, quanto economicamente (European GNSS Agency, 2017).

Neste contexto, este Trabalho de Conclusão de Curso tem como objetivo o estudo, implementação e análise comparativa das modulações de Chaveamento por Deslocamento de Fase Binária (Binary Phase Shift Keying- BPSK), BOC (*Binary Offset Carrier*), AltBOC (*Alternative BOC*) e a MBOC (*Modified BOC*), utilizadas pela constelação de satélites GNSS Galileo.

estrutura e outros elementos artificiais/naturais cria um ambiente de comportamento similar a um cânion, restringindo a visão do horizonte de observação para recepção direta dos sinais dos satélites.

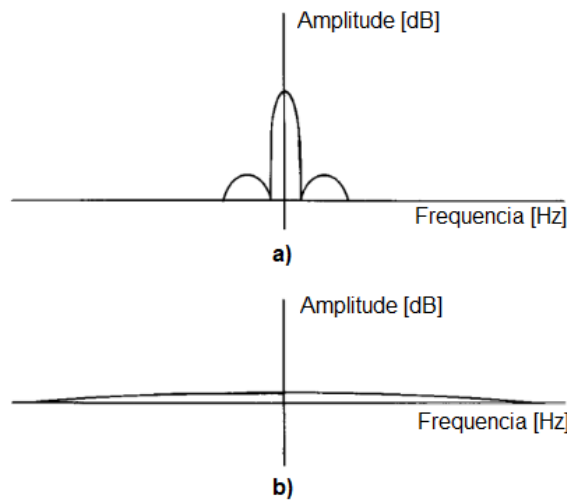
⁵Esses sistemas, em geral, oferecem aos demais receptores o cálculo do erro de geolocalização de uma estação terrestre com referência à posição precisa pré-determinada das estações, utilizando as técnicas de GNSS Diferencial, Cinemática em Tempo Real (*Real Time Kinematic - RTK*) ou RTK de Área Ampla (*Wide Area RTK - WARTK*) e Posicionamento por ponto preciso (*Precise Point Positioning - PPP*).

O restante deste trabalho está organizado em cinco capítulos, como segue: o Capítulo 2 descreve a estrutura do sinal GNSS e apresenta as técnicas de espalhamento espectral. O Capítulo 3 apresenta de forma detalhada as modulações BPSK, BOC, Alt-BOC e MBOC. O Capítulo 4 trás os resultados obtidos e, por fim, as considerações finais são apresentadas no Capítulo 5.

2 ESPALHAMENTO ESPECTRAL

Espalhamento espectral (*Spread Spectrum* - SS) é uma técnica de transmissão na qual a energia do sinal a ser transmitido é espalhada no espectro, em uma largura de banda maior. Assim, um sinal de banda estreita convencional, digamos uma forma de onda BPSK tendo um espectro como mostrado na Figura 2.1 a, é então espalhado de modo que seu novo espectro seja como mostrado na Figura 2.1 b. A amplitude de pico do espectro após a propagação foi reduzido, podendo cair abaixo do nível de ruído térmico ambiente. Assim, não há uma maneira fácil para um ouvinte não intencional determinar que uma transmissão está ocorrendo.

Figura 2.1 – a) Sinal de banda convencional; b) Sinal espalhado em frequência



Fonte: O autor

Essa técnica tem sua origem na área militar onde o comunicador amigável era suscetível a detecção/interceptação pelo inimigo e vulnerável a interferência hostil intencionalmente introduzida, e portanto usou-se o SS como forma de *antijam*. Além disso, havia o desejo de esconder o sinal da detecção por um adversário inteligente, para que as transmissões permanecessem despercebidas e, portanto, não fossem congestionadas nem exploradas de qualquer maneira. Ou seja, objetivava-se um sinal de baixa probabilidade de interceptação (*Low-Probability of Intercept* - LPI).

A técnica de espalhamento utilizada neste estudo é a modulação de sequência direta (*direct sequence* - DS), cuja descrição breve segue apresentada na seção seguinte.

2.1 ESPALHAMENTO ESPECTRAL DE SEQUÊNCIA DIRETA

O Espalhamento Espectral de Sequência Direta (*Direct Sequence Spread Spectrum* - DSSS) é um caso particular da técnica de SS, em que o espalhamento espectral é realizado através do uso de códigos pseudo ruído randômico (*Pseudo Random Noise* - PRN) que contém valores bipolares (-1 e 1).

Um código de sequência direta $c(t)$ é formado pela modulação linear da sequência de saída c_n de um gerador de números pseudo-aleatórios em um trem de pulsos, cada um tendo uma duração T_c chamada de tempo de chip. Na forma matemática, (KAPLAN; HEGARTY, 2005)

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n p(t - nT_c) \quad (2.1)$$

onde n são inteiros e $p(t)$ é a forma básica do pulso e é assumido como sendo de forma retangular. De todas as possíveis formas de onda de chip, as soluções binárias são as mais interessantes para a navegação por satélite. Formas de onda de propagação não binárias mais complexas podem ser usadas no futuro (RODRÍGUEZ, 2008).

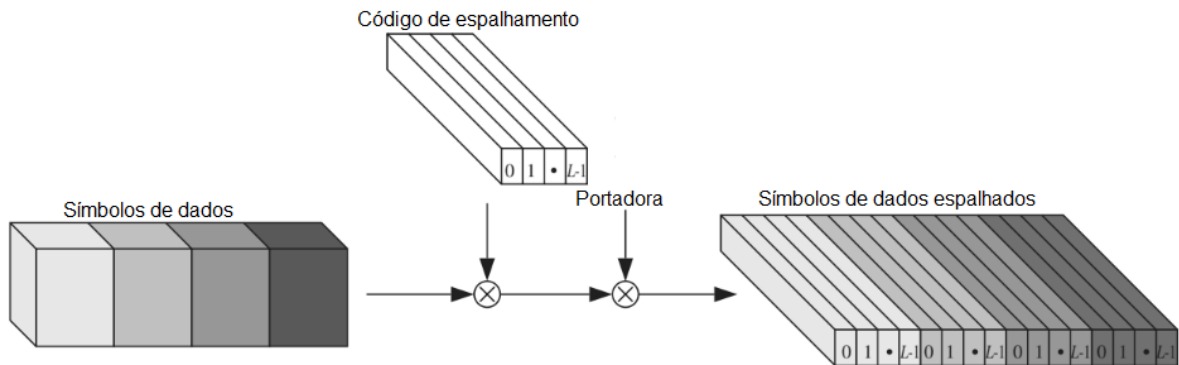
O sinal de informação com largura de banda do sinal B_s é distribuído por uma largura de banda B , onde $B \gg B_s$. O ganho de processamento P_G é especificado como

$$P_G = \frac{B}{B_s} \quad (2.2)$$

quanto maior o P_G , menor a densidade de energia necessária para transmitir as informações. Se a largura de banda for muito grande B , o sinal pode ser transmitido de forma que pareça um ruído.

O código PRN utilizado na modulação do sinal deve possuir um alto pico de auto-correlação e o restante dos valores próximos a zero, e deve possuir vários picos de correlação cruzada. Para propagação de sinal, códigos PRN com boas propriedades de correlação cruzada e auto-correlação são usados (FAZEL; KAISER, 2008). Um código PRN é composto de vários chips para misturar os dados com o código, conforme mostra a Figura 2.2.

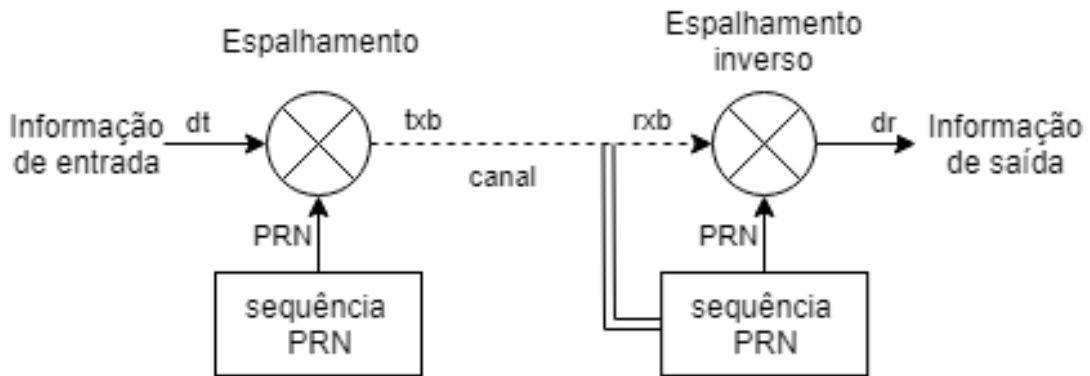
Figura 2.2 – Espalhamento Espectral de Sequência Direta



Fonte: (FAZEL; KAISER, 2008)

No receptor, o sinal de entrada r_{xb} é auto-correlacionado com uma réplica local do mesmo código PRN, permitindo que a informação recebida d_r seja a recuperação do sinal original transmitido d_t , conforme ilustrado na Figura 2.3. Essa operação se chama espalhamento inverso, já que o efeito é de desfazer a operação de espalhamento do transmissor.

Figura 2.3 – Espalhamento inverso DSSS



Fonte: O autor

A saída da multiplicação no receptor é dada por:

$$\vec{d}_r = \overrightarrow{rx_b} \cdot \overrightarrow{PRN} = (\vec{d}_t \cdot \overrightarrow{PRN}) \cdot \overrightarrow{PRN} \quad (2.3)$$

A sequência PRN alterna entre os níveis -1 e $+1$, com por exemplo a sequência PRN 2.4

$$\overrightarrow{PRN} = [-1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1] \quad (2.4)$$

Quando a sequência PRN convoluída com ela mesma, perfeitamente sincronizada

no receptor, ela gera um 1:

$$\overrightarrow{PRN} * \overrightarrow{PRN} = 1 \quad (2.5)$$

Dessa forma, a autocorrelação dos códigos PRN é dada por:

$$autocorr(\overrightarrow{PRN}) = +1 \quad (2.6)$$

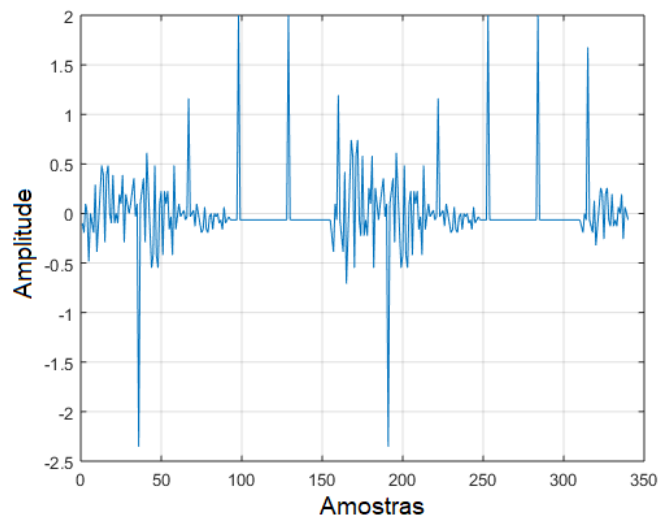
E o sinal é reproduzido na saída do multiplicador:

$$\vec{d}_r = \vec{d}_t \quad (2.7)$$

se a sequência PRN no receptor não for sincronizada apropriadamente ao sinal recebido, a informação não poderá ser recuperada.

Usando o código PRN *m-sequence* em 2.4 espalhou-se spectralmente os dados em banda base , [-3 1 2 2 2 -3 1 2 2 2]. Para fazer o espalhamento inverso do sinal recebido obtêm-se a Figura 2.4, em que o sinal de informação pode ser devidamente recuperado.

Figura 2.4 – Informação recuperada após espalhamento inverso



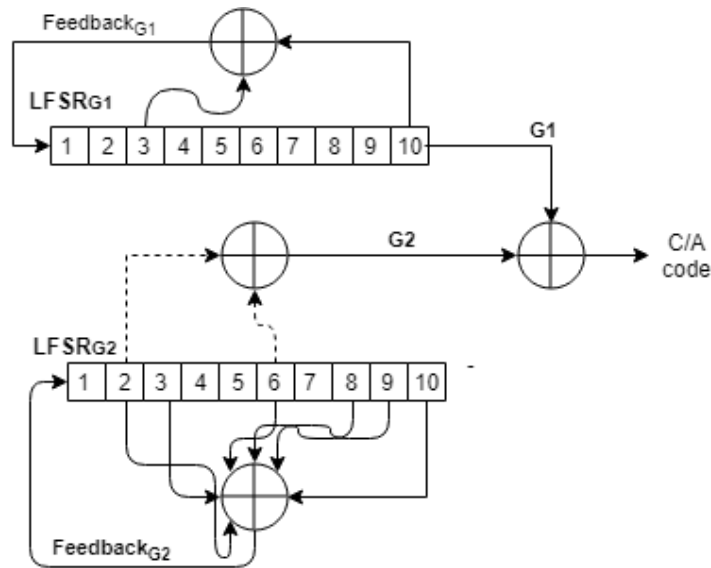
Fonte: O autor

Dessa forma, se o sinal de entrada e o código PRN gerado localmente estiverem sincronizados, o sinal original após a correlação pode ser recuperado. Em um ambiente multiusuário, os sinais do usuário são diferenciados por diferentes códigos PRN e o receptor deve conhecer apenas o código PRN do usuário e sincronizá-lo. Este princípio de separação do usuário é chamado de DS-SS-SS. Quanto mais longo for o código PRN, a sincronização se torna mais difícil, a menos que informações de sincronização, como sinais piloto, sejam enviadas para auxiliar a aquisição.

2.1.1 Gold sequence

O código GPS C/A (*Coarse/Acquisition* - Aquisição grosseira) é um tipo de sequência PRN, também conhecida como código Gold. Esse código é formado utilizando dois registradores de deslocamento de realimentação linear (*linear feedback shift register* - LFSR), G1 e G2 mostrados na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Diagrama em blocos do circuito de geração de códigos Gold



Fonte: O autor

Os códigos PRN resultantes são sequências de comprimento máximo (*maximum-length sequence* - MLS) dado por

$$N = 2^n - 1 \text{ chips} \quad (2.8)$$

em que n é o tamanho do LFSR. Para códigos Gold G1 e G2 têm 10 bits e a frequência de relógio é de 1.023 MHz. O comprimento da sequência gerada é de 1023 bits.

A saída do LFSR G2, chamada de G2, para cada código C/A é atrasada pela adição de módulo-2 de dois bits de seleção de fase de código específicos para cada satélite, conforme mostra o exemplo a seguir, em que o primeiro satélite é determinado selecionando segundo e sexto bits do LFSR G2

$$G2 = \text{mod}(LFSR_{G2}(2) + LFSR_{G2}(6), 2) \quad (2.9)$$

em que $\text{mod}(F, 2)$ é um somador de módulo 2, que gera o valor do resultado da divisão de F por 2.

Existem 37 posições de saída únicas. Entre essas 37 saídas, 32 são utilizadas para

os códigos C/A de 32 satélites, mas apenas 24 satélites estão em órbita. As outras cinco saídas são reservadas para outras aplicações, como transmissão terrestre.

A saída G1 é dada por

$$G1 = LFSR_{G1}(10) \quad (2.10)$$

O código C/A é gerado pela adição do módulo-2 da saída de G1 e da saída atrasada de G2, dado por

$$CA = \text{mod}(G1 + G2, 2) \quad (2.11)$$

Além disso, cada gerador G1 e G2 possui um registrador LFSR e um *feedback* apropriado, para gerar uma sequência aleatória.

O circuito de *feedback* é obtido através dos somadores de módulo-2. As posições do circuito de realimentação determinam o padrão de saída da sequência. O polinômio correspondente de *feedback* de G1 pode ser escrito como

$$\text{feedback}_{G1} = 1 + x^3 + x^{10} \quad (2.12)$$

Já o *feedback* de G2 é dado pelos bits 2, 3, 6, 8, 9, 10 e o polinômio correspondente é dado por

$$\text{feedback}_{G2} = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10} \quad (2.13)$$

Após os vetores LFSR G1 e LFSR G2 são deslocados e seus bits MSB (*Most Significant Bit* - Bit Mais Significativo) são atualizados pelos valores de *feedback*.

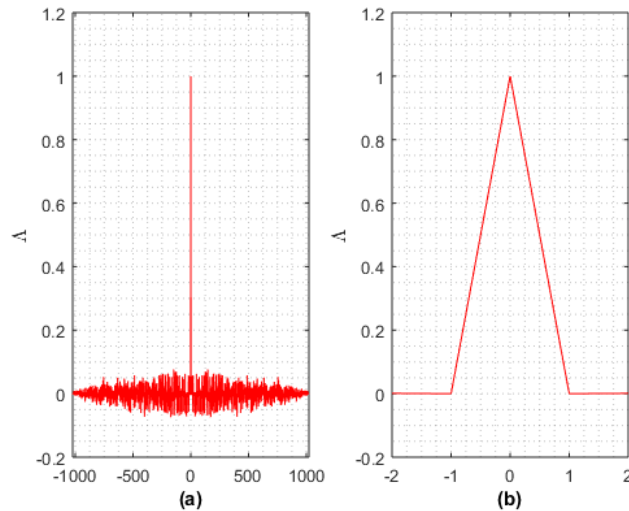
O processo acima se repete até que a contagem atinja 1023.

A função de autocorrelação periódica para uma sequência PRN $a(t)$ de tamanho N chips, com um período de chip de T_C , pode ser escrito como (GEBRE-EGZIABHER; GLEASON, 2009)

$$\Lambda(\tau) = \frac{1}{NT_C} \int_0^{NT_C} a(t)a(t + \tau)dt \quad (2.14)$$

O envelope da autocorrelação pode ser aproximado para a função triângulo, como mostra a Figura 2.6, em que o pico corresponde ao alinhamento perfeito (correlação), entre o código recebido e a réplica gerada localmente. Fora do intervalo de correlação, a função de correlação cruzada ideal é de $-A/N$ (A = amplitude) devido aos códigos Gold evitarem o estado de todos zeros.

Figura 2.6 – (a) Autocorrelação dos códigos Gold; (b) Pico de autocorrelação



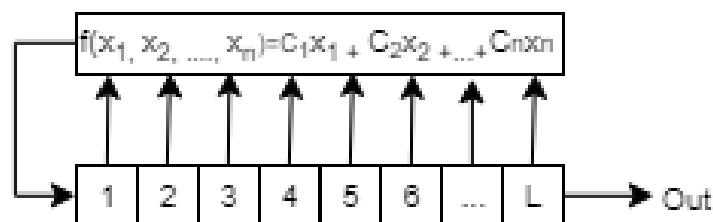
Fonte: O autor

Os sinais Galileo e GPS utilizam códigos PRN gerados por LFSR com códigos de memória pré-calculados. Os códigos PRN "tired" são construídos modulando um pequeno período (poucos chips) dos códigos primários por uma longa duração (muitos chips) do código secundário. O tamanho do código secundário é então escolhido de tal forma que o período do código secundário seja igual a um período de símbolo dos dados de navegação. O objetivo é a eliminação rápida de ambiguidade que inicialmente existe na localização do código PRN relativo à um tamanho maior de dados de transmissão.

2.1.2 M-Sequence

Um Gerador de Registro de Deslocamento Simples (*Simple Shift Register Generator - SSRG*) tem todos os sinais de *feedback* retornados para uma única entrada de um registrador de deslocamento, conforme mostra a Figura 2.7.

Figura 2.7 – Gerador de código *M-sequence*

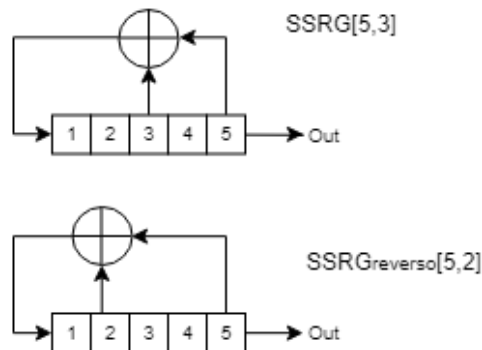


Fonte: O autor

A função de *feedback* $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ é uma soma módulo-2 do conteúdo x_i das células do registrador de deslocamento com c_i sendo os coeficientes de conexão de retorno ($c_i = 0 =$ aberto, $c_i = 1 =$ conectar). Um SSRG com L *flip-flops* produz sequências que dependem do comprimento de registro L , conexões de derivação de *feedback* e condições iniciais. O período (comprimento) da sequência é exatamente $N_c = 2^L - 1$, e a sequência PRN é chamada de sequência de comprimento máximo ou simplesmente sequência m .

Se um SSRG de estágio L tiver realimentação nos estágios L, k , (SSRG[L,k]) e tiver sequência, $a_i, a_i + 1, a_i + 2, \dots$ então o SSRG reverso tem realimentação em $\text{Out} = L, L - k$, e sequência $\text{Out} = a_i + 2, a_i + 1, a_i, \dots$, conforme ilustrado na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Gerador direto e reverso de código *M-sequence*

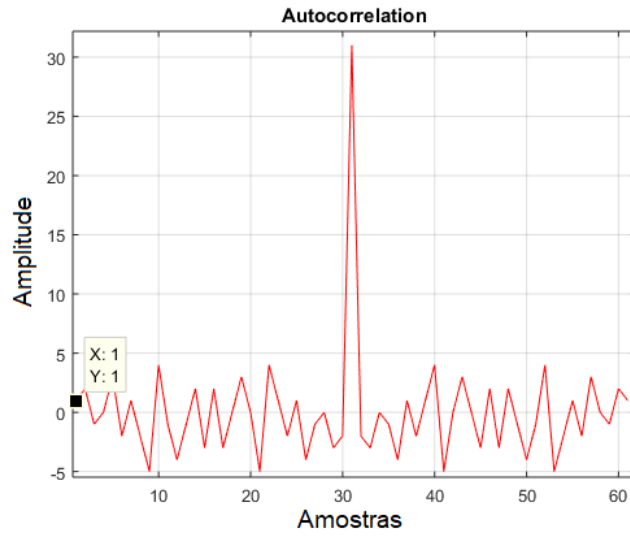


Fonte: O autor

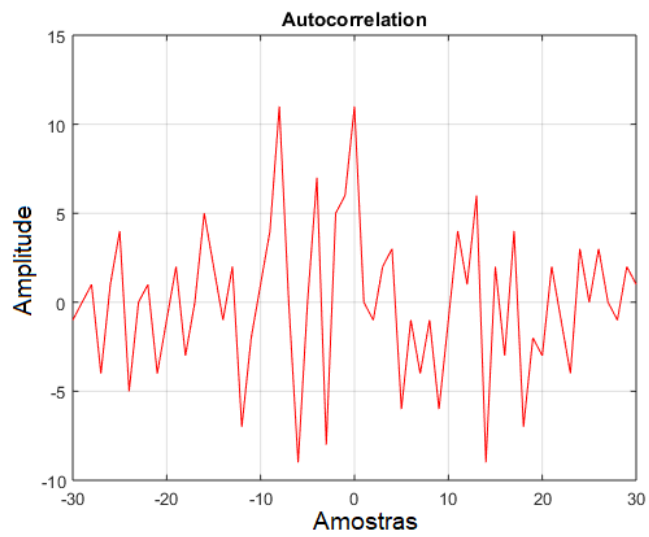
Após gerar o código PRN pn_t de 31 valores, os dados binários d_t , no transmissor, são 'diretamente' multiplicados pela sequência PRN, que é independente dos dados binários, para produzir o sinal em banda base a ser transmitido tx_b (MEEL, 1999).

$$tx_b = d_t \cdot pn_t \quad (2.15)$$

A função de autocorrelação do código é mostrado na Figura 2.9. Já o sinal de correlação cruzada é mostrado na Figura 2.10. Pode-se concluir que esse código possui características adequadas para ser utilizado em sistemas de comunicação.

Figura 2.9 – Autocorrelação do código *m-sequence*

Fonte: O autor

Figura 2.10 – Autocorrelação do código *m-sequence*

Fonte: O autor

3 ESQUEMAS DE MODULAÇÃO DO SISTEMA GALILEO

Um usuário de GNSS busca rastrear o maior número de satélites possíveis, utilizando diferentes sistemas (GPS, GALILEO), a fim de aumentar o desempenho e melhorar a precisão no posicionamento, e ter redundância de disponibilidade, integridade e continuidade.

Uma possibilidade de utilização seria a banda C, cuja faixa de 5010 a 5030 MHz está alocada para os serviços da RNSS (*radionavigation-satellite service*). Segundo (HEIN et al., 2001), durante a análise e definição das bandas, chegou-se a conclusão de que tecnicamente a navegação por satélite na banda C não estava suficientemente madura para ser utilizada na primeira geração do Galileo.

Além disso, considerando o usuário descrito anteriormente, a utilização de diferentes sistemas de frequências requerem vários *front-ends* no receptor, calibração ou observações extras para determinação do posicionamento. Consequentemente, para o utilizador da navegação por satélite, uma boa solução é que o GPS e o Galileo utilizem as mesmas frequências centrais.

Segundo as regras da ITU (*International Telecommunication Union*), a interferência dos lóbulos laterais de um sinal em outro deve ser abaixo do nível de 0,25 dB. Ainda, pode haver sobreposições em certas frequências usando diferentes formas de onda e estruturas de código que não interfiram, significativamente, entre si (EISSFELLER et al., 2007). Ou seja, utilizando diferentes formas de modular o sinal, pode-se utilizar uma mesma banda de frequência, obedecendo a regra imposta pela ITU.

A Tabela 3.3 mostra as frequências centrais definidas para os satélites Galileo (como também foi mostrado na Figura 1.4).

| Portadora | Frequência central [MHz] |
|-----------|--------------------------|
| E5a | 1176,45 |
| E5b | 1207,14 |
| E5 | 1191,795 |
| E6 e E6 P | 1278,75 |
| E1 e E1 P | 1575,42 |

Tabela 3.1 – Espectro dos sinais Galileo

Os sinais Galileo utilizam diferentes códigos PRN e taxa de Chips, conforme mostra a Tabela 3.2, segundo (HOFMANN-WELLENHOF; LICHTENEGGER; WASLE, 2007). Pode-se notar a grande quantidade de chips utilizado, fazendo com que seja reduzida a interferência quando vários satélites são rastreados por um receptor na mesma frequência.

| Portadora | código PRN | Taxa de Chips [Mcps] | Modulação* |
|-----------|------------|----------------------|---------------------------|
| E1 | E1A | 2,555 | BOC _c (15,2.5) |
| | E1B | 1,023 | MBOC(6,1,1/11) |
| | E1C | 1,023 | MBOC(6,1,1/11) |
| E6 | E6A | 5,115 | BOC _c (10,5) |
| | E6B | 5,115 | BPSK(5) |
| | E6C | 5,115 | BPSK(5) |
| E5 | E5a-I | 10,23 | BPSK(10) |
| | E5a-Q | 10,23 | BPSK(10) |
| | E5b-I | 10,23 | BPSK(10) |
| | E5b-Q | 10,23 | BPSK(10) |

Tabela 3.2 – Código PRN dos sinais Galileo

* Esquema de multiplexação: E1 e E6 de envelope constante; E5 utiliza AltBOC (15,10).

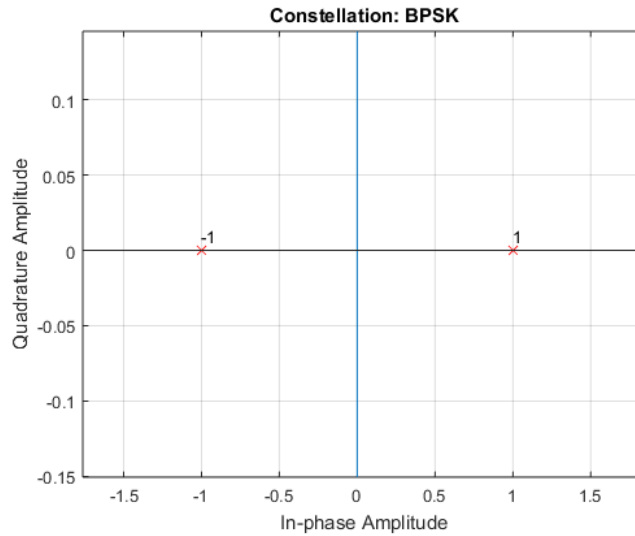
Nas seções a seguir serão descritas as modulações utilizadas na primeira geração de satélites GALILEO.

3.1 MODULAÇÃO BPSK

O método de modulação de Chaveamento por Deslocamento de Fase Binária (*Binary Phase Shift Keying* - BPSK) consiste em deslocar a fase de um código π vezes toda vez que a sequência de chips do código PRN mudar seu modo do lógico 0 para 1.

A Figura 3.1 ilustra a constelação da modulação BPSK, sendo I a componente em fase e Q a componente em quadratura. O bit 1 é mapeado no símbolo +1 e o bit 0 é mapeado no símbolo -1. Observe que a componente em quadratura, Q é nula para esta constelação.

Figura 3.1 – Constelação da modulação BPSK



Fonte: O autor

Esse método de modulação é simples já que apenas transmite símbolos reais separados por 180 graus, ou seja, máxima distância inter-simbólica existente. Isso reduz a probabilidade de interferência inter-simbólica e, conseqüentemente, a taxa de erro de bits.

O sinal Galileo E6 consiste nos componentes de sinal E6-B e E6-C e é transmitido na faixa de frequências 1215 - 1300 MHz alocada em uma banda regulamentada pela ITU, compartilhada com sistemas de radar da serviço de radionavegação e radiolocalização. Os componentes de sinal de dados E6-B e piloto E6-C são componente de dados e componente piloto, respectivamente. O sinal E6 fornece a mensagem de NAVEgação Comercial (CNAV) e suporta o Serviço Comercial.

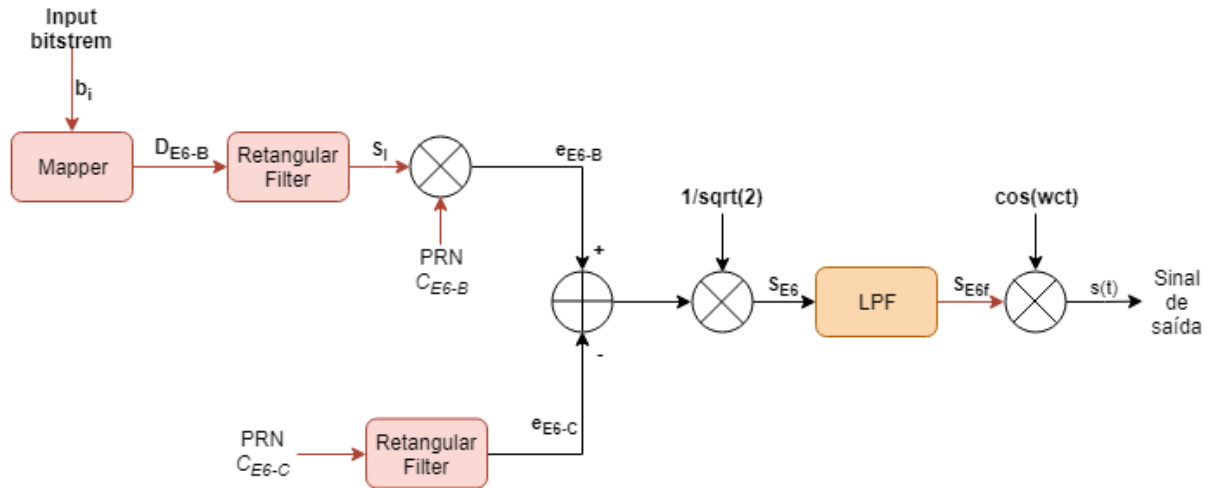
O sinal E6 é modulado por BPSK a $5 \cdot f_0$ Mcps ($f_0 = 1.023$ MHz) e uma taxa de símbolo de 1000 Símbolos por segundo (Sps). Como essa banda não é usada nem por GPS nem por GLONASS, não há muitas restrições para selecionar o tipo de modulação.

A Figura 3.2 mostra o diagrama em blocos de um modulador BPSK para sinais na banda E6. Os dados de navegação do satélite (bitstream data) são transmitidos a uma taxa de 50 bps. O processo de codificação inicia com o mapeamento dos bits b_i em símbolos D_{E6-B} , realizado pelo mapper, de acordo com a constelação BPSK. Na saída do mapper, os símbolos são aplicados ao filtro retangular, gerando o sinal S_i . Neste ponto, cada bit é representado por um pulso retangular positivo ou negativo, e o sinal é espalhado em frequência utilizando o código C_{E6-B} , obtendo-se assim os chips de informação e_{E6-B} , que compõe o sinal $E6$, conforme segue

$$e_{E6-B}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [C_{E6-B} D_{E6-B} \text{rect}_T(t - iT)] \quad (3.1)$$

em que a componente $e_{E6-B}(t)$ é gerada a partir dos dados de navegação D_{E6-B} , modulado com o código criptografado C_{E6-B} . A função $rect_T$ é um filtro retangular.

Figura 3.2 – Diagrama de blocos modulação BPSK



Fonte: O autor

A componente piloto e_{E6-C} é gerada a partir do código C_{E6-C} , e permite maior facilidade de decodificação do sinal recebido pelo usuário, por conter informações do código PRN. É dada por

$$e_{E6-C}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [C_{E6-C} \text{rect}(t - iT)] \quad (3.2)$$

As componentes e_{E6-B} e e_{E6-C} são combinadas, formando o sinal S_{E6} em banda base (GALILEO, 2008)

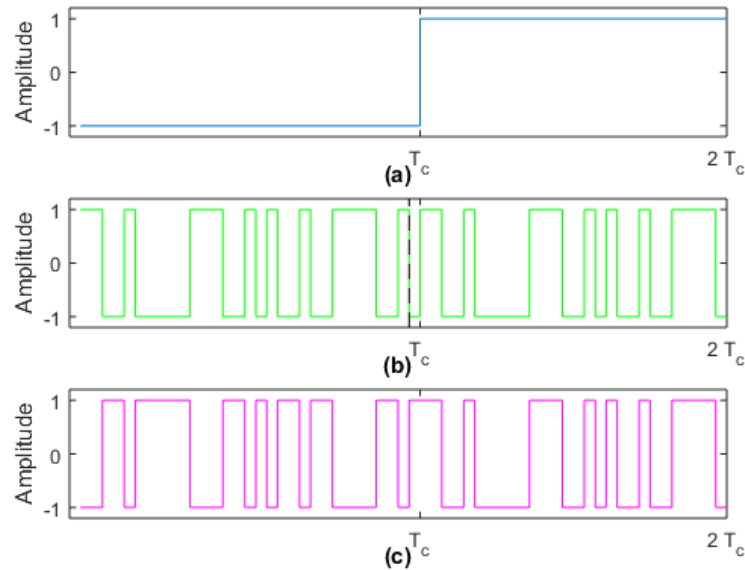
$$S_{E6}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [e_{E6-B}(t) - e_{E6-C}(t)] \quad (3.3)$$

que segue para os demais blocos que realizam a conversão para banda passante. O bloco LPF (*Low pass filter*) é responsável pela contenção espectral do sinal modulado. É comum utilizar filtros LPF do tipo RRC (*Root Raised Cosine*).

É feita a heterodinação do sinal S_{E6f} para a banda passante, cuja frequência da banda central utilizada para a modulação BPSK é de 1278.75 MHz.

A Figura 3.3 mostra o processo de espalhamento espectral dos dados de navegação do satélite. Neste exemplo, considera-se que a sequência de bits de informação '1 0' é aplicada a entrada do modulador, gerando um pulso negativo e outro positivo de sinal D_{E6-B} na saída do mapper, conforme ilustra a Figura 3.3(a). A sequência PRN C_{E6-B} utilizada é apresentada duplicada na Figura 3.3(b), e corresponde a uma sequência de 31 bits. A componente de dados e_{E6-B} , resultante do espalhamento, é apresentada na Figura 3.3(c).

Figura 3.3 – Processo de espalhamento espectral dos dados de navegação do satélite: (a) Sinal S_i ; (b) Sinal C_{E6-B} duplicado; (c) Sinal e_{E6-B}



Fonte: O autor

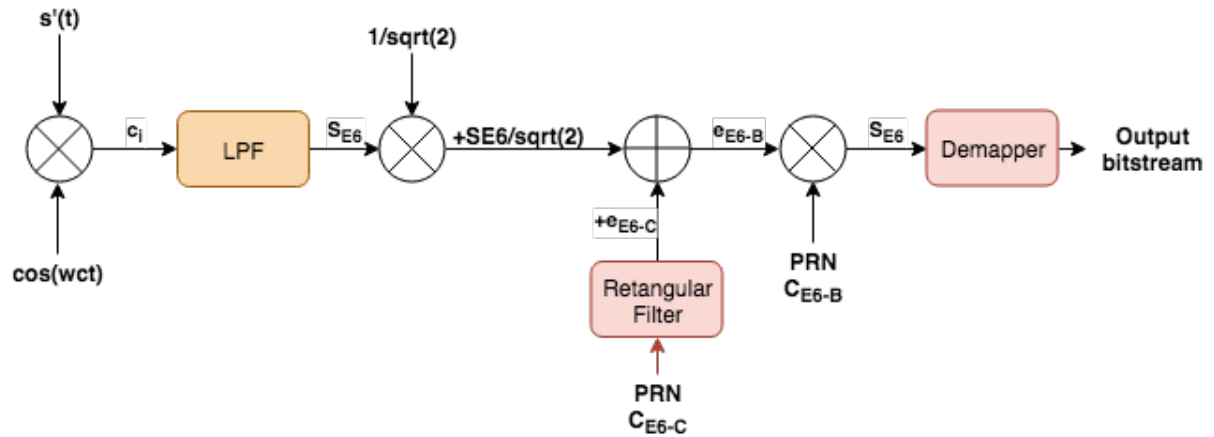
Ao lidar com sinais DSSS, duas características muito importantes são a função de autocorrelação e o espectro de potência do sinal modulado, pois determinam o desempenho de navegação de um sinal (RODRÍGUEZ, 2008). A densidade espectral de potência do sinal DSSS pode ser obtida a partir da Transformada de Fourier da função de autocorrelação, conforme segue

$$G_{BPSK}(f_c) = f_c \frac{\sin^2\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{(\pi f)^2} \quad (3.4)$$

em que f é o domínio da frequência e f_c a frequência da portadora, que para BPSK é de 1278.75 MHz.

O demodulador BPSK é detalhado no diagrama de blocos da Figura 3.4. O sinal $s'(t)$, que foi transmitido através do canal, é detectado pelo receptor, que inicialmente faz a heterodinação do sinal para transladá-lo da banda passante para banda base. Os chips c_i são então aplicados ao filtro passa baixas, gerando o sinal S_{E6} , cuja amplitude é atenuada em $1/\sqrt{2}$. Então as componentes piloto são adicionadas ao sinal, utilizando o código PRN C_{E6-C} , de modo a obter a componente de dados e_{E6-B} . Esse sinal é então espalhado inversamente com o código PRN C_{E6-B} , gerando o símbolos S_{E6} , os quais são aplicado ao demapper, que realiza o mapeamento inverso dos símbolos em dados de navegação (output bitstream), finalizando o processo de demodulação do sinal.

Figura 3.4 – Demodulador BPSK



Fonte: O autor

3.2 MODULAÇÃO BOC

Os sinais *Binary Offset Carrier* (BOC) são um tipo padrão em sinais GNSS, utilizados para preencher requerimentos de separação espectral entre sinais não interoperáveis de diferentes sistemas GNSS, e para aumentar a performance de sincronização.

O sinal modulado em BOC S_{E6P} usa formas de pulso de chip retangular, que são formados pelo produto de um pulso retangular e a subportadora de onda quadrada $sc(t)$ senoidal ou cossenoidal, que é dada por (RODRÍGUEZ, 2008)

$$sc(t) = \begin{cases} \text{sgn}[\sin(2\pi nft)] & \text{BOCsin}, \\ \text{sgn}[\cos(2\pi nft)] & \text{BOCcos}; \end{cases} \quad (3.5)$$

em que n é a taxa da subportadora, e representa a quantidade de ciclos de chip em um ciclo de subportadora. Além de n , a taxa de chips m é múltipla de $f_0 = 1.023$ MHz. Portanto, a representação da modulação é definida como $\text{BOC}(n, m)$.

Por padrão usa-se a subportadora cossenoidal. Quando a subportadora for senoidal então escreve-se $\text{BOCsin}(n, m)$. Além disso, matematicamente, a função sinal, ou 'sign', é definida por

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} -1 & x < 0, \\ 1 & x > 0; \end{cases} \quad (3.6)$$

O parâmetro ϕ é determinado como duas vezes a razão entre a subportadora e a

taxa de chips, como segue

$$\phi = 2 \frac{f_s}{f_c} = 2 \frac{m}{n} \quad (3.7)$$

Este parâmetro é de grande interesse na análise de sinais BOC e representa o número de meio períodos da suportadora que são necessários para representar um código de chip, sendo portanto par ou ímpar.

A Figura 3.5 mostra o diagrama em blocos de um modulador BOC. Os dados de navegação de satélite (bistream data) são transmitidos a uma taxa de 50 bps. O bloco do *mapper* faz o mapeamento dos bits b_i em símbolos D_{E6P} , de acordo com a constelação BPSK. Os símbolos são então aplicados ao filtro retangular *rect*, gerando o sinal S_i , representado por pulsos positivos e negativos. O próximo bloco faz o espalhamento desse sinal utilizando o código PRN C_{E6-P} , gerando os chips de informação e_{E6P}

$$e_{E6P} = \sum_k [D_{E6P} C_{E6-P} \text{rect}(t - kT)] \quad (3.8)$$

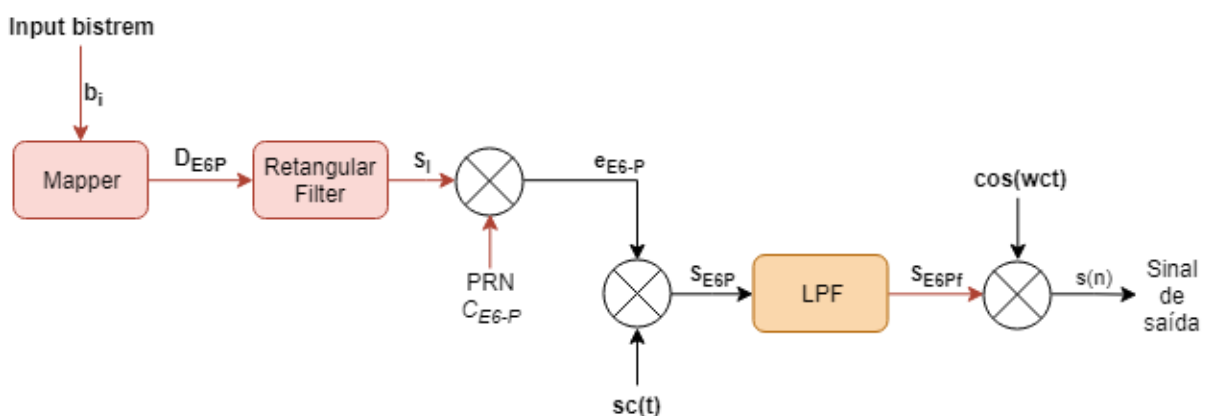
em que k é um inteiro.

Na sequência, o sinal e_{E6P} é multiplicado pela subportadora $sc(t)$, gerando o sinal S_{E6P} , dado por

$$S_{E6P}(t) = \text{sgn}[\sin(2\pi n f t)] \cdot e_{E6-P}(t) \quad (3.9)$$

Esse sinal é então filtrado pelo filtro passa baixa. O sinal S_{E6Pf} na saída do filtro é heterodinado para a banda passante utilizando a subportadora de frequência $n \times f_0$. O sinal $s(t)$ é então transmitido através do canal de comunicação.

Figura 3.5 – Diagrama da codificação BOC



Fonte: O autor

Para a modulação BOC(10,5) por exemplo, que representa os sinais Galileo na

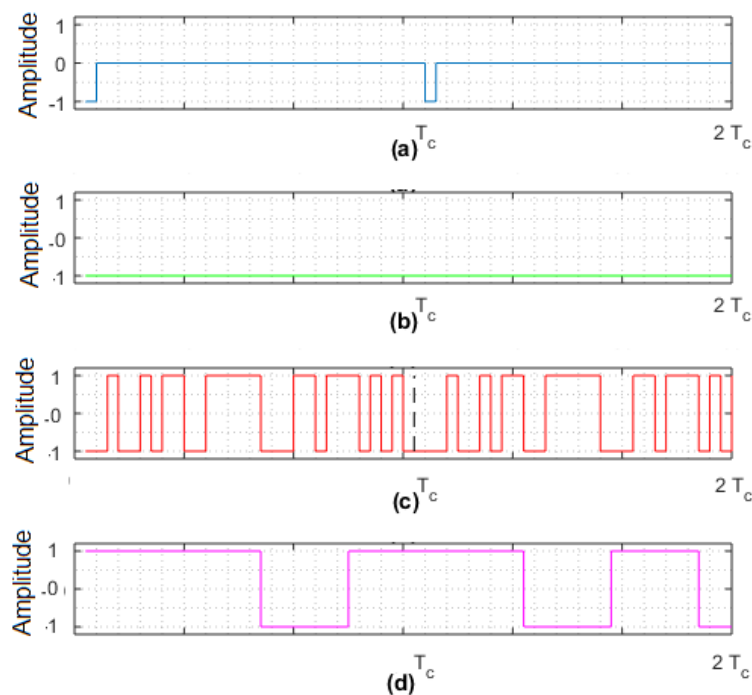
banda E6P, ϕ é dado por

$$\phi = 2 \times \frac{10}{5} = 4 \quad (3.10)$$

dessa forma, são necessários quatro semiciclos de subportadora para representar cada símbolo nessa modulação.

A Figura 3.6 mostra um exemplo de espalhamento BOC. A Figura 3.6 (a) apresenta a sequência de bits b_i aplicada à entrada do sistema, enquanto que a Figura 3.6 (b) apresenta os pulsos correspondentes na saída do filtro retangular. Conforme mostra a Figura 3.6 (b), cada símbolo S_i é representado por um pulso positivo ou negativo, de acordo com a sequência aplicada na entrada b_i . Esses pulsos são espalhados no espectro através da sequência de espalhamento PRN C_{E6-P} , mostrada na Figura 3.6 (c), formando o sinal e_{E6-P} 3.6 (d).

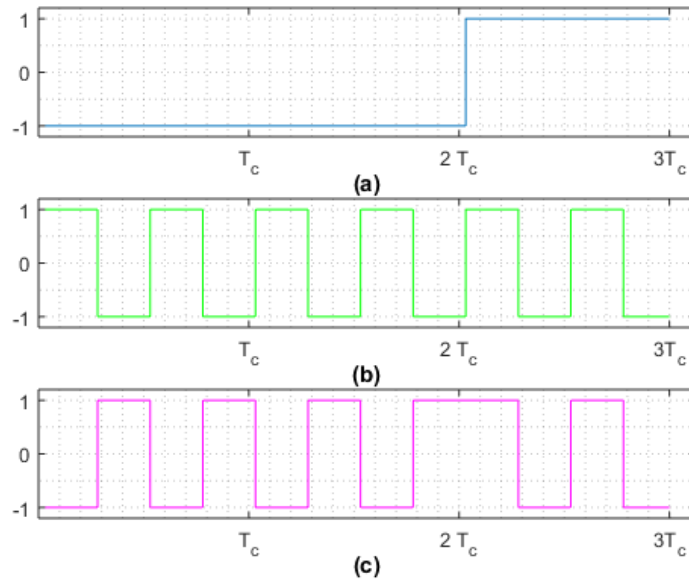
Figura 3.6 – Processo de espalhamento espectral dos dados de navegação do satélite: (a) Sinal b_i ; (b) Sinal S_i ; (c) Sinal C_{E6-B} duplicado; (d) Símbolos e_{E6-B}



Fonte: O autor

Os símbolos e_{E6-B} mostrada na Figura 3.7 (a), são multiplicadas pela subportadora senoidal $s_c(t)$ mostrado na Figura 3.7 (b), formando o sinal S_{E6I} 3.7 (c). Observe que, na Figura 3.7 (c), para cada símbolo S_i , a subportadora senoidal apresenta 4 semiciclos, conforme definido por ϕ .

Figura 3.7 – Símbolos heterodinados pela subportadora senoidal
 (a) Símbolos e_{E6-B} ; (b) Subportadora senoidal $s_c(t)$; (c) Sinal S_{E6P}



Fonte: O autor

A diferença básica entre a modulação BPSK e a BOC é o acréscimo da subportadora do sinal, na forma senoidal ou cossenoidal. Além disso o código de espalhamento utilizado agora é o E6P.

Para determinar a densidade espectral de potência do sinal BOC, utiliza-se a transformada de Fourier do sinal S_{E6-P} (RODRÍGUEZ, 2008). Para a BOCsin o resultado é mostrado na equação a seguir

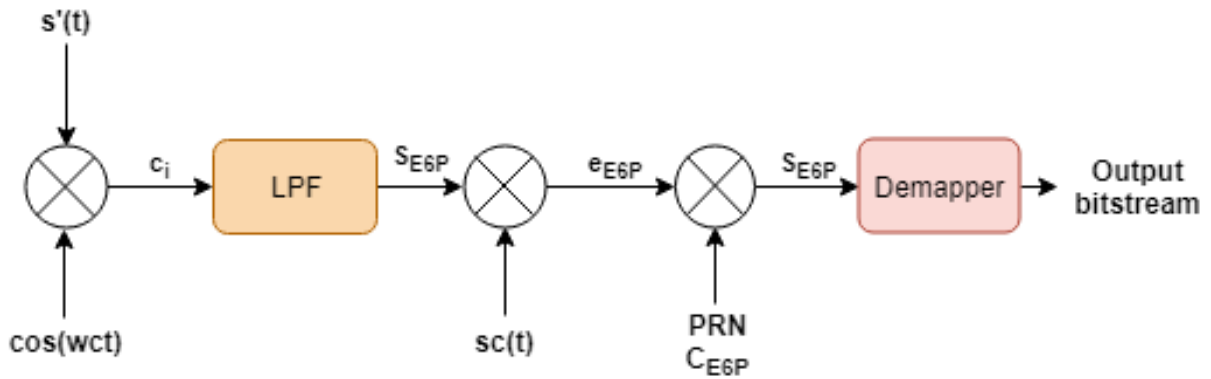
$$G_{BOCsin}(f) = fc \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{fc}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{2fs}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{2fs}\right)} \right]^2 \quad (3.11)$$

Já para a BOCcos, depende da taxa da portadora n .

$$G_{BOCcos}(f) = \begin{cases} 4fc \frac{\sin^2\left(\frac{\pi f}{fc}\right) \sin^4\left(\frac{\pi f}{nfc}\right)}{(\pi f)^2 \cos^2\left(\frac{2\pi f}{nfc}\right)} & n \text{ par,} \\ fc \left[\frac{2 \cos\left(\frac{\pi f}{fc}\right) \sin^2\left(\frac{\pi f}{4fs}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{2fs}\right)} \right]^2 & n \text{ impar;} \end{cases} \quad (3.12)$$

O demodulador implementado está detalhado no diagrama de blocos da Figura 3.8.

Figura 3.8 – Demodulador BOC



Fonte: O autor

3.3 MODULAÇÃO ALTBOC

Nesta sessão serão apresentadas as modulações AltBOC de envelope não constante e de envelope constante. Como será visto, a implementação em hardware da modulação de envelope não constante seria complexa já que a constelação de símbolos IQ não possui valores constantes. Para solucionar tal problema foi desenvolvida a modulação com envelope constante.

3.3.1 AltBOC de envelope não constante

A modulação AltBOC é utilizada pela constelação Galileo transmitindo sinal na banda E5, conforme mostrado na Tabela 3.3. O sinal transmitido é representado por

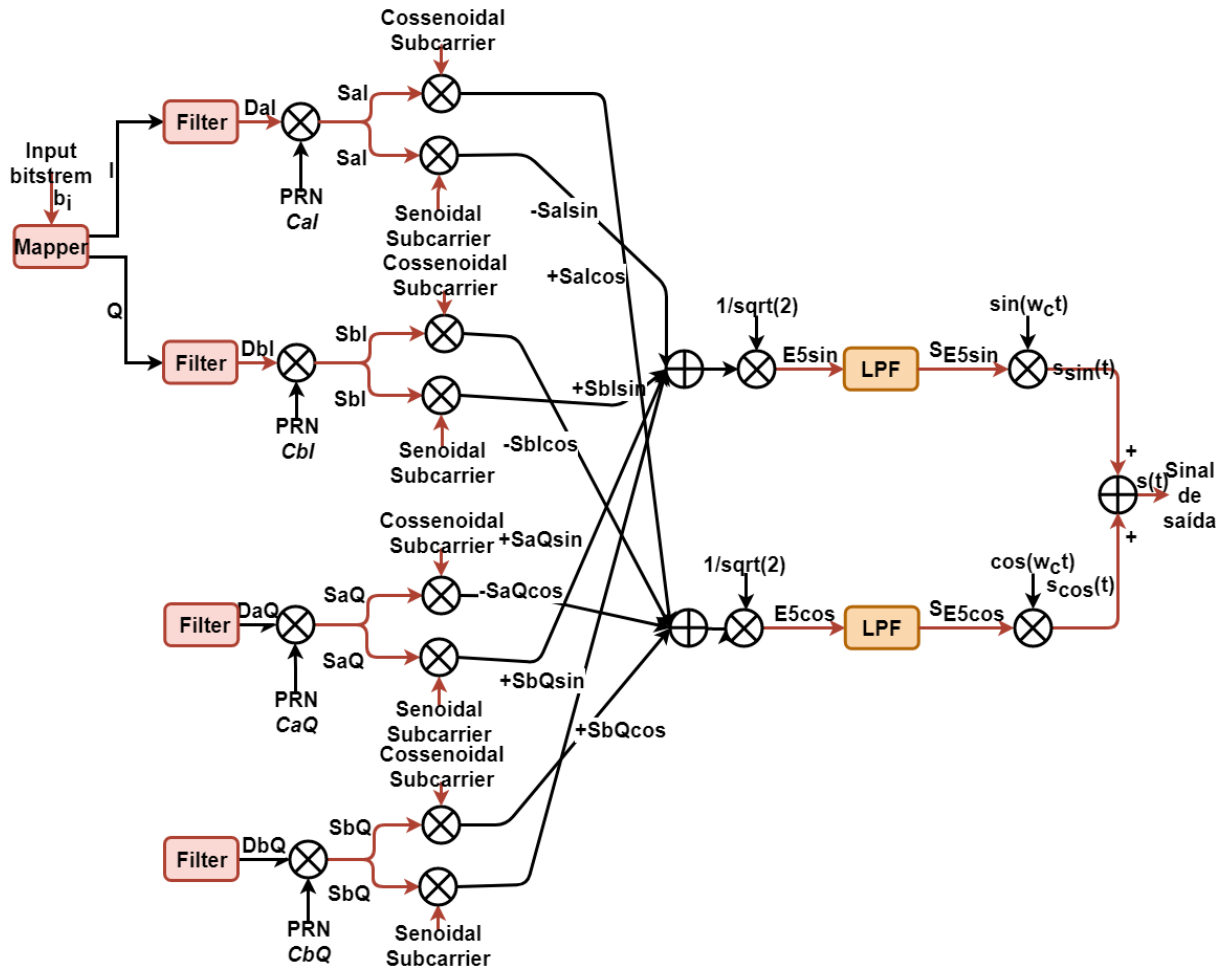
$$S_{E5} = \Re[s_{bb-E5}(t)e^{j(\omega_c t + \phi_0)}] \quad (3.13)$$

em que $s_{bb-E5}(t)$ é a representação do sinal em banda base, ω_c é a frequência angular da portadora, ϕ_0 é a fase em $t = 0$ e \Re denota a função real do vetor complexo.

A frequência da subportadora e a taxa de chips são múltiplas de $f_0 = 1.023$ MHz, sendo os múltiplos definidos por n e m , respectivamente. Portanto, a representação da modulação é definida como AltBOC(n, m). Por padrão, usamos a subportadora cosenoidal. Quando a subportadora for senoidal então escreve-se AltBOCsin(n, m) (AltBOC sinusoidal).

A Figura 3.9 mostra os blocos que compõe a modulação AltBOC.

Figura 3.9 – Diagrama da codificação AltBOC



Fonte: O autor

Inicialmente os dados de navegação de satélite 'bitstream' são mapeados em símbolos IQ pelo bloco *mapper*, de acordo com a modulação QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*). Os símbolos I e Q são então aplicados ao filtro retangular, gerando o sinal DaI e DbI , representados por pulsos negativos e positivos. Os próximos blocos fazem o espalhamento desses sinais utilizando os códigos PRN C_{aI} e C_{bI} , gerando as componentes de chips de informação S_{aI} e S_{bI} . As componentes individuais do sinal em banda base são dadas por

$$\begin{aligned}
 s_{aI}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [c_{aI,i} I \text{rect}(t - i \cdot T_c)] \\
 s_{bI}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [c_{bI,i} Q \text{rect}(t - i \cdot T_c)]
 \end{aligned}
 \tag{3.14}$$

em que T_c é a duração do código de Chip.

As componentes pilotos transmitem uma sequência previamente definida e, portanto, resultando nos sinais S_{aQ} e S_{bQ} , conforme segue

$$\begin{aligned} s_{aQ}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [c_{aQ,i} I_p \text{rect}(t - i \cdot T_c)] \\ s_{bQ}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [c_{bQ,i} Q_p \text{rect}(t - i \cdot T_c)] \end{aligned} \quad (3.15)$$

As componentes do sinal s_{bb-E5} são então multiplicadas pelas subportadoras de onda quadrada senoidais ou cossenoidais.

O sinal em banda base s_{bb-E5} é dado por

$$\begin{aligned} s_{bb-E5} &= S_{aQ}(t) \text{sgn}(e^{j(\omega_{sc}t - \frac{\pi}{2})}) + S_{aI}(t) \text{sgn}(e^{-j(\omega_{sc}t + \frac{\pi}{2})}) + \\ &S_{bI} \text{sgn}(e^{j\omega_{sc}t}) + S_{bQ} \text{sgn}(e^{-j\omega_{sc}t}) \end{aligned} \quad (3.16)$$

onde ω_{sc} representa a frequência da subportadora.

Expandido o sinal 3.16 pela fórmula de Euler, obtêm-se

$$\begin{aligned} s_{bb-E5} &= S_{aQ}(\text{sgn}(\cos(\omega_{sc}t - \frac{\pi}{2})) + j \cdot \text{sgn}(\sin(\omega_{sc}t - \frac{\pi}{2}))) + \\ &S_{aI}(\text{sgn}(\cos(\omega_{sc}t + \frac{\pi}{2})) - j \cdot \text{sgn}(\sin(\omega_{sc}t + \frac{\pi}{2}))) + \\ &S_{bI}(\text{sgn}(\cos(\omega_{sc}t)) + j \cdot \text{sgn}(\sin(\omega_{sc}t))) + \\ &S_{bQ}(\text{sgn}(\cos(\omega_{sc}t)) - j \cdot \text{sgn}(\sin(\omega_{sc}t))) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Substituindo 3.17 em 3.13 e expandindo, temos que o sinal S_{E5} é dado por

$$\begin{aligned} S_{E5} &= \frac{1}{2} [S_{aQ}(\text{sgn}(\cos(\omega_{sc}t - \frac{\pi}{2})) \cos(\omega_c t) - \text{sgn}(\sin(\omega_{sc}t - \frac{\pi}{2})) \sin(\omega_c t)) + \\ &+ S_{aI}(\text{sgn}(\cos(\omega_{sc}t + \frac{\pi}{2})) \cos(\omega_c t) + \text{sgn}(\sin(\omega_{sc}t + \frac{\pi}{2})) \sin(\omega_c t)) + \\ &+ S_{bI}(\text{sgn}(\cos(\omega_{sc}t)) \cos(\omega_c t) - \text{sgn}(\sin(\omega_{sc}t)) \sin(\omega_c t)) + \\ &+ S_{bQ}(\text{sgn}(\cos(\omega_{sc}t)) \cos(\omega_c t) + \text{sgn}(\sin(\omega_{sc}t)) \sin(\omega_c t))] \end{aligned} \quad (3.18)$$

O espectro do sinal modulado, 3.13, é espalhado em duas faixas em torno de ω_c : $\omega_c - \omega_{sc}$ e $\omega_c + \omega_{sc}$.

O sinal em banda base s_{bb-E5} pode ser representado como um somatório de componentes senoidais, resultando em $E5sin$, e de componentes cossenoidais, resultando em $E5cos$, conforme segue

$$s_{bb-E5} = E5sin + E5cos \quad (3.19)$$

Na sequência, $E5sin$ e $E5cos$ passam pelo filtro passa baixas, e são então transla-

dados para a frequência da portadora local. A soma de ambos sinais resultantes forma o sinal S_{E5} .

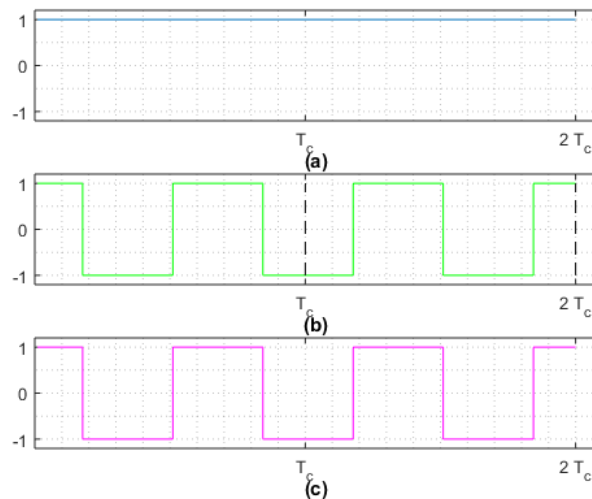
A Figura 3.10 (a) ilustra o processo de geração dos chips S_{aI} para a modulação AltBOC(15,10), considerando a frequência de símbolo $f_s = 15.245$ MHz e a frequência de código PRN $f_c = 10.23$ MHz. Através da Equação 3.7 obtêm-se

$$\phi = 2 \times \frac{15}{10} = 3 \quad (3.20)$$

em que ϕ define a quantidade de semiciclos da subportadora que são utilizadas para representar cada símbolo do sinal modulado.

A Figura 3.10 (b) apresenta a subportadora cossenoidal. O resultado da multiplicação de S_{aI} pela subportadora é apresentado na Figura 3.10 (c).

Figura 3.10 – a. Sinal S_{aI} b. Sinal s_{Ccos} c. Sinal S_{aIcos}



Fonte: O autor

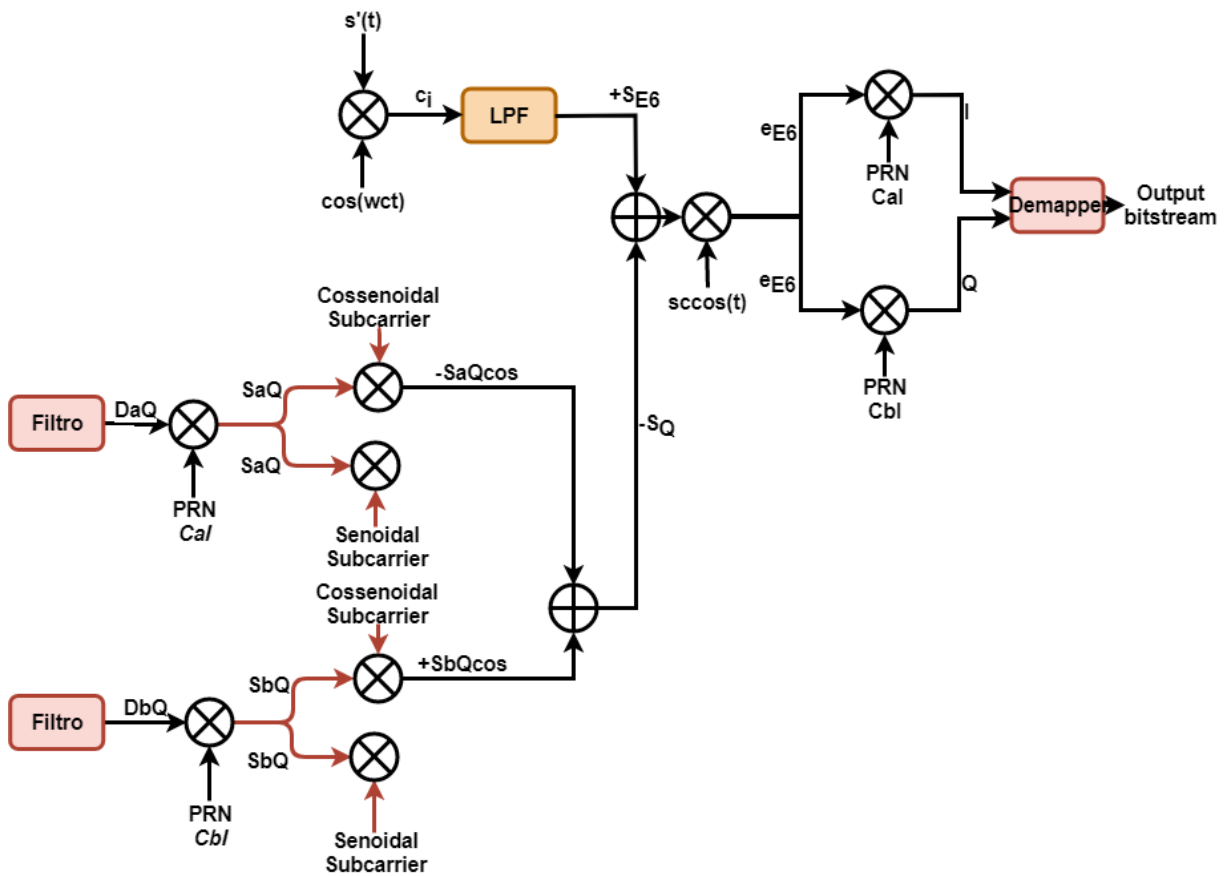
Para analisar o sinal no domínio da frequência, é necessário obter a densidade espectral de potência do sinal. Derivar a densidade espectral de potência (*Power Spectral Density* - PSD) do sinal AltBOC não é um processo direto. A PSD de um sinal AltBOC de envelope não constante, com período de subportadora n em um período de chip, é dado por

$$G_{AltBOC}(f) = \frac{8}{T_C \pi^2 f^2} \frac{\sin^2(\pi f T_C)}{\cos^2(\pi f \frac{T_C}{n})} \left(1 - \cos\left(\pi f \frac{T_C}{n}\right) \right), \quad n \text{ par} \quad (3.21)$$

$$G_{AltBOC}(f) = \frac{8}{T_C \pi^2 f^2} \frac{\cos^2(\pi f T_C)}{\cos^2(\pi f \frac{T_C}{n})} \left(1 - \cos\left(\pi f \frac{T_C}{n}\right) \right), \quad n \text{ mpar}$$

O diagrama em blocos do demodulador é detalhado na Figura 3.11.

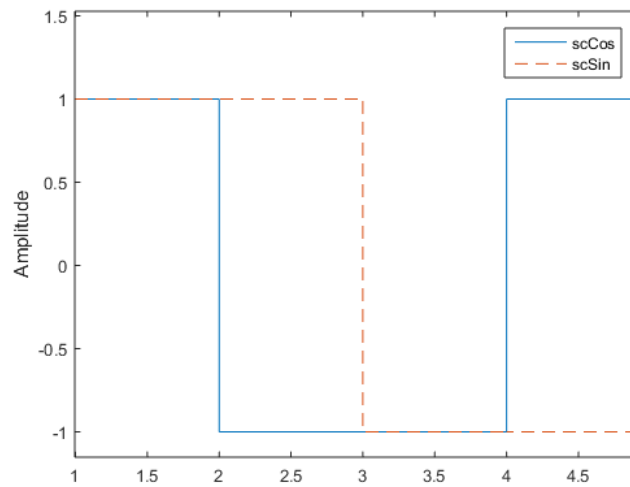
Figura 3.11 – Demodulador AltBOC



Fonte: O autor

A forma de onda da subportadora usada na modulação AltBOC(15,10) é mostrada na Figura 3.12. Pode-se notar que as somas e diferenças do sinal em banda base complexo devem ficar no intervalo de $[-1, 1]$.

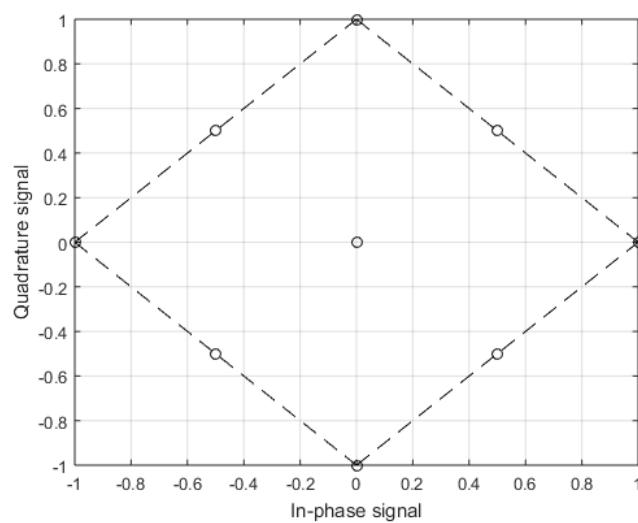
Figura 3.12 – Subportadoras da modulação AltBOC



Fonte: O autor

Para representar a modulação AltBOC no domínio complexo, são necessários os valores dos símbolos I e Q de soma e diferença gerando valores entre $\{-1, 0, 1\}$, dados por $\{-1, 1, 0, j, -j, \frac{1}{2} + j\frac{1}{2}, \frac{1}{2} - j\frac{1}{2}, -\frac{1}{2} + j\frac{1}{2}, -\frac{1}{2}, -j\frac{1}{2}\}$ (SHIVARAMAIAH; DEMPSTER, 2009), conforme representado no diagrama da Figura 3.13. Observe que a magnitude dos símbolos não é constante. Por esta razão, a modulação é conhecida como 'AltBOC com envelope não-constante'.

Figura 3.13 – Diagrama da constelação AltBOC de envelope não constante



Fonte: O autor

3.3.2 AltBOC de envelope constante

De forma a evitar o problema de envelope não-constante, foi proposto um método em que a forma de onda da subportadora é modificada para obter um envelope constante. Nesse caso as subportadoras são escolhidas de tal forma que a soma e diferença dos valores complexos estejam sempre sobre o círculo unitário no plano complexo.

O sinal em banda base pode ser então representado da seguinte forma

$$\begin{aligned}
 s_{bb-E5c} = & (S_{aI}(t) + j \cdot S_{aQ}(t)) \left(sc_s(t) - j \cdot sc_s\left(t - \frac{T_s}{4}\right) \right) + \\
 & (S_{bI}(t) + j \cdot S_{bQ}(t)) \left(sc_s(t) + j \cdot sc_s\left(t - \frac{T_s}{4}\right) \right) + \\
 & (\bar{S}_{aI}(t) + j \cdot \bar{S}_{aQ}(t)) \left(sc_p(t) - j \cdot sc_p\left(t - \frac{T_s}{4}\right) \right) + \\
 & (\bar{S}_{bI}(t) + j \cdot \bar{S}_{bQ}(t)) \left(sc_p(t) + j \cdot sc_p\left(t - \frac{T_s}{4}\right) \right)
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

em que $T_s = \frac{1}{f_s}$ é o período da subportadora. O valor do período de subportadora T_s depende da taxa de símbolos por segundo na geração do sinal. As componentes de sinais tracejados são os produtos mostrados nas equações apresentadas abaixo.

$$\begin{aligned}
 \bar{S}_{aI} &= S_{aQ}(t) \cdot S_{bI}(t) \cdot S_{bQ}(t) \\
 \bar{S}_{aQ} &= S_{aI}(t) \cdot S_{bI}(t) \cdot S_{bQ}(t) \\
 \bar{S}_{bI} &= S_{aI}(t) \cdot S_{aQ}(t) \cdot S_{bQ}(t) \\
 \bar{S}_{bQ} &= S_{aI}(t) \cdot S_{aQ}(t) \cdot S_{bI}(t)
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

$sc_s(t)$ e $sc_p(t)$ são os responsáveis por gerar o envelope constante, representados por

$$\begin{aligned}
 sc_s(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} AS_i \text{rect}_{\frac{T_s}{8}} \left(t - i \cdot \frac{T_s}{8} \right) \\
 sc_p(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} AP_i \text{rect}_{\frac{T_s}{8}} \left(t - i \cdot \frac{T_s}{8} \right)
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

em que os coeficientes AP_i e AS_i são dados de acordo com a Tabela 3.3.

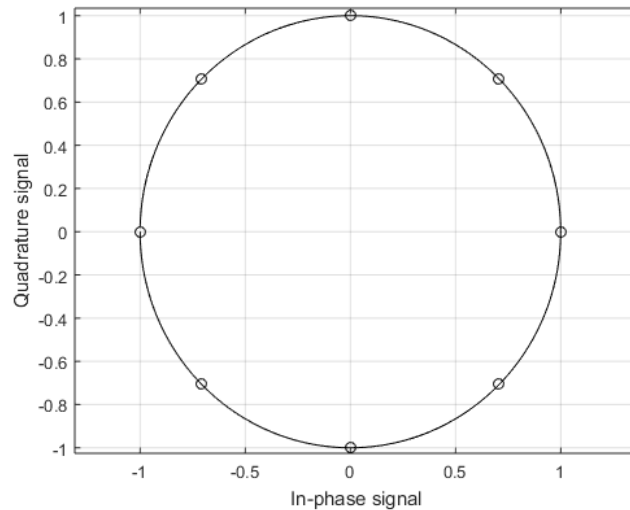
| i | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
|--------|-------------------------|---------------|----------------|-------------------------|-------------------------|----------------|---------------|-------------------------|
| AS_i | $\frac{\sqrt{2}+1}{2}$ | $\frac{1}{2}$ | $\frac{-1}{2}$ | $\frac{-\sqrt{2}-1}{2}$ | $\frac{-\sqrt{2}-1}{2}$ | $\frac{-1}{2}$ | $\frac{1}{2}$ | $\frac{\sqrt{2}+1}{2}$ |
| AP_i | $\frac{-\sqrt{2}+1}{2}$ | $\frac{1}{2}$ | $\frac{-1}{2}$ | $\frac{\sqrt{2}-1}{2}$ | $\frac{\sqrt{2}-1}{2}$ | $\frac{-1}{2}$ | $\frac{1}{2}$ | $\frac{-\sqrt{2}+1}{2}$ |

Tabela 3.3 – Coeficientes das subportadoras da modulação AltBOC

A constelação AltBOC de envelope constante é mostrada na Figura 3.14, e resulta em uma constelação 8-PSK. Uma grande vantagem da constelação 8-PSK é que a modu-

lação (e demodulação) podem ser realizadas usando a Tabela 3.3. Os sinais Galileo E5 usam a AltBOC(15,10) de envelope constante com frequência da subportadora de 15.345 MHz e razão de código de Chip de 10.23 MHz.

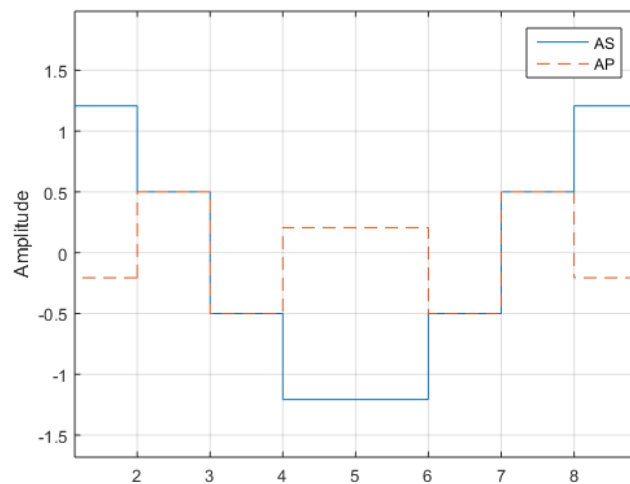
Figura 3.14 – Diagrama da constelação AltBOC de envelope constante



Fonte: O autor

A Figura 3.15 ilustra os sinais *AP* e *AS*.

Figura 3.15 – Sinais *AP* e *AS* responsáveis pelo envelope contante na modulação AltBOC



Fonte: O autor

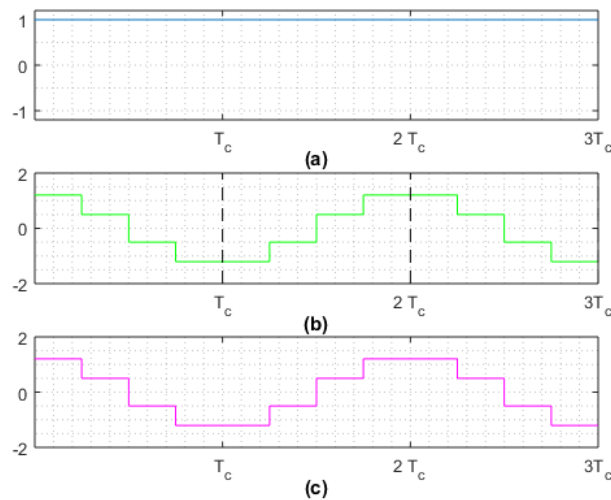
A Figura 3.16 (a) ilustra o processo de geração dos chips para a modulação AltBOC(15,10), considerando a frequência de símbolo $f_s = 15.245$ MHz e a frequência de

código PRN $f_c = 10.23$ MHz. Novamente, através da Equação 3.7 obtêm-se

$$\phi = 2 \times \frac{15}{10} = 3 \quad (3.25)$$

ou seja, são necessários 3 subciclos da subportadora para representar um símbolo. A Figura 3.16 (b) apresenta a subportadora. O resultado da multiplicação dos chips pela subportadora é apresentado na Figura 3.16 (c).

Figura 3.16 – a. Chips b. Subportadora AS c. Sinal gerado pela multiplicação de (a) e (b)



Fonte: O autor

O sinal modulado $S_{E5}(t)$ pode ser definido como

$$S_{E5}(t) = \Re\{s_{bb-E5c}(t) \cdot e^{j\omega_c t}\} \quad (3.26)$$

em que S_{E5} pode ser decomposto em dois sinais em quadratura: o S_{E5cos} e o S_{E5sin} , conforme a equação a seguir

$$S_{E5} = S_{E5cos} + j \cdot S_{E5sin} \quad (3.27)$$

Abrindo 3.22 pela fórmula de Euler e substituindo em 3.26, obtêm-se os sinais em

quadratura em banda passante, S_{E5cos}

$$\begin{aligned}
 S_{E5cos} &= \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot (S_{aI} + S_{bI}) \cdot sc_s \\
 &+ \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot (S_{aQ} - S_{bQ}) \cdot sc_s \left(t - \frac{Ts}{4} \right) \\
 &\quad + \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot (\bar{S}_{aI} + \bar{S}_{bI}) \cdot sc_p \\
 &+ \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot (\bar{S}_{aQ} + \bar{S}_{bQ}) \cdot sc_p \left(t - \frac{Ts}{4} \right)
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

e S_{E5sin} dado por

$$\begin{aligned}
 S_{E5sin} &= \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot (-S_{aI} + S_{bI}) \cdot sc_s \\
 &+ \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot (S_{aQ} + S_{bQ}) \cdot sc_s \left(t - \frac{Ts}{4} \right) \\
 &\quad + \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot (-\bar{S}_{aI} + \bar{S}_{bI}) \cdot sc_p \\
 &+ \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot (\bar{S}_{aQ} + \bar{S}_{bQ}) \cdot sc_p \left(t - \frac{Ts}{4} \right)
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

A forma de onda da subportadora $sc_s(t)$ assemelha-se a uma forma de onda cosenoidal amostrada, e sua versão deslocada $sc_s\left(t - \frac{Ts}{4}\right)$ é semelhante a uma onda senoidal amostrado. Para isso a versão simplificada é a subportadora de 8 amostras por período, defasada em 4 amostras.

3.4 MODULAÇÃO MBOC

O sinal E1 modulado no serviço aberto (*Open Service* - OS) do Galileo recebe o nome de CBOC (*Composite Binary Offset Carrier*) e é uma implementação particular da MBOC (*Multiplexed BOC*). MBOC(6,1,1/11) é o resultado da multiplexação de sinais de banda larga, BOC(6,1), e sinais de banda estreita, BOC(1,1), de forma que 1/11 da potência seja alocada, em média, para a componente de alta frequência.

A densidade espectral de potência normalizada (potência unitária), especificada sem o efeito dos filtros limitadores de banda e imperfeições de carga útil, é dada por

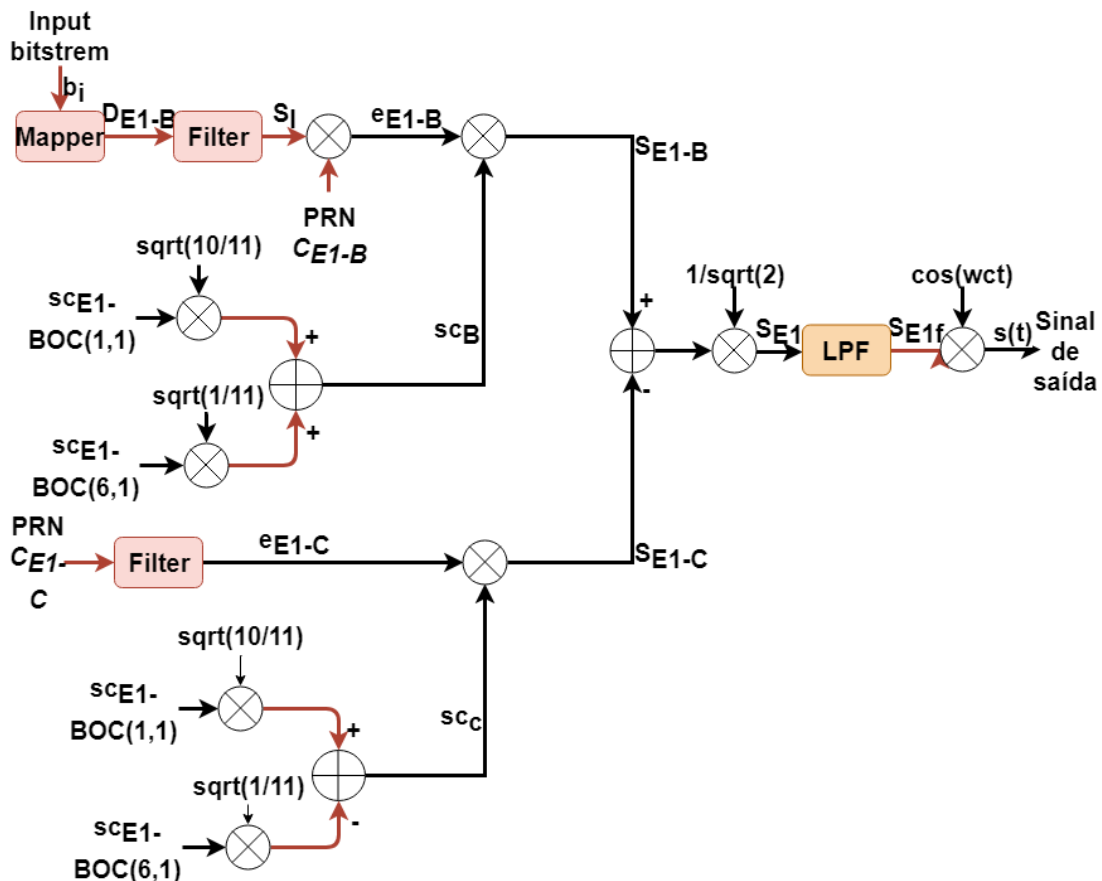
$$G_{MBOC(6,1,1/11)}(f) = \frac{10}{11} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC(6,1)}(f) \tag{3.30}$$

O sinal MBOC(6,1,1/11) foi o último a ser definido, e foi padronizado em cooperação entre Estados Unidos e União Europeia para o GPS L1C e o Galileo E1 OS. O objetivo principal do design comum do sinal para GPS e Galileo foi que PSD da solução proposta seria idêntica para o GPS L1C e o Galileo E1 OS enquanto as componentes de dados e

piloto seriam calculadas juntas. Isso assegura alta interoperabilidade entre ambos sinais. No ano de 2019, entrou em operação o sinal L1C (STEIGENBERGER OLIVER MONTENBRUCK; B.,). Dessa forma, os receptores podem facilmente rastrear sinais de todas as duas constelações e usar as medições para calcular uma solução de posição multi-GNSS combinada.

O diagrama de blocos da modulação MBOC é apresentado na Figura 3.17.

Figura 3.17 – Diagrama da codificação MBOC



Fonte: O autor

Inicialmente, os bits de informação do sinal de entrada b_i passam pelo bloco de mapper, que faz o mapeamento dos mesmos nos símbolos IQ , D_{E1-B} , utilizando a constelação BPSK. Esse sinal passa então por um filtro retangular, gerando o sinal S_i . O próximo bloco faz o espalhamento do sinal S_i utilizando o código PRN C_{E1-B} , gerando os chips de informação e_{E1-B} , dados por

$$e_{E1-B}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [C_{E1-B} D_{E1-B} \text{rect}_{E1-B}] \quad (3.31)$$

Na sequência, o sinal e_{E1-B} é multiplicado pela subportadora $sc_B(t)$, gerando o

sinal S_{E1-B} , dado por

$$S_{E1-B} = e_{E1-B}(t) \cdot sc_B(t) \quad (3.32)$$

sendo a subportadora dada por

$$sc_B(t) = P sc_{E1-BOC(1,1)}(t) + Q sc_{E1-BOC(6,1)}(t) \quad (3.33)$$

em que P e Q são duas constantes escolhidas de tal forma que a combinação de potência das componentes de subportadoras $BOC(1,1)$ e da $BOC(6,1)$ sejam iguais a $1/11$ da potência total dos sinal $e_{E1-B}(t)$ e $e_{E1-C}(t)$ (AVILA-RODRIGUEZ et al., 2008). Deste modo

$$\begin{aligned} P &= \sqrt{\frac{10}{11}} \\ Q &= \sqrt{\frac{1}{11}} \end{aligned} \quad (3.34)$$

$sc_{E1-BOC(1,1)}$ e $sc_{E1-BOC(6,1)}$ são subportadoras de onda quadrada, gerados a partir da modulação $BOC(n, m)$, cujas subportadoras senoidal e cossenoidal são dadas por

$$\begin{cases} sgn[\sin(2\pi nft)] & BOCsin, \\ sgn[\cos(2\pi nft)] & BOCcos; \end{cases} \quad (3.35)$$

O sinal chip piloto $e_{E1-C}(t)$ é dado por

$$e_{E1-C}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [C_{E1-C} rect_{E1-C}] \quad (3.36)$$

sendo C_{E1-C} o código PRN.

O sinal $e_{E1-C}(t)$ é então multiplicado pela subportadora $sc_C(t)$, gerando o sinal S_{E1-C} , dado por

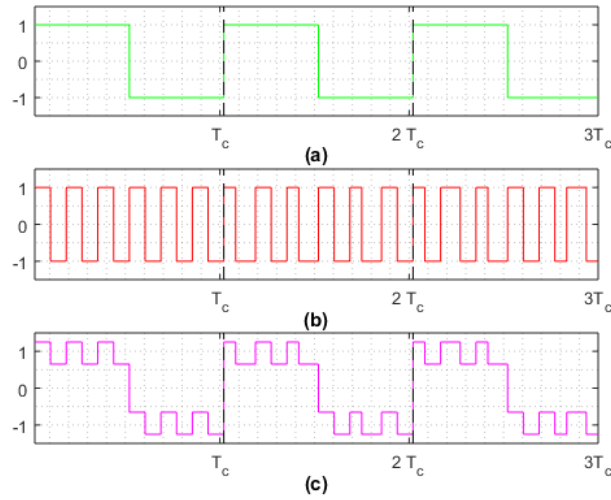
$$S_{E1-C} = e_{E1-C}(t) \cdot sc_C(t) \quad (3.37)$$

sendo

$$sc_C(t) = P sc_{E1-BOC(1,1)}(t) - Q sc_{E1-BOC(6,1)}(t) \quad (3.38)$$

em que $sc_C(t)$, $sc_{E1-BOC(1,1)}(t)$ e $sc_{E1-BOC(6,1)}(t)$ estão sendo mostrados nas Figuras 3.18 (a), (b) e (c), respectivamente.

Figura 3.18 – Geração da subportadora $s_{c_B}(t)$: a. Sinal $s_{c_{E1-BOC(1,1)}}$, b. Sinal $s_{c_{E1-BOC(6,1)}}$, c. Sinal s_{c_B}



Fonte: O autor

As componentes de dados e piloto são combinadas, gerando o sinal S_{E1}

$$S_{E1} = S_{E1-B} - S_{E1-C} \quad (3.39)$$

O sinal S_{E1} é filtrado pelo filtro passa baixas, heterodinado para a banda passante transmitido através do canal de comunicação.

A Figura 3.18 ilustra a geração da subportadora $s_{c_B}(t)$. Conforme a Equação 3.7, para a BOC(6,1) ϕ é dado por

$$\phi_{BOC(6,1)} = 2 \times \frac{6}{1} = 12 \quad (3.40)$$

enquanto que para a BOC(1,1)

$$\phi_{BOC(1,1)} = 2 \times \frac{1}{1} = 2 \quad (3.41)$$

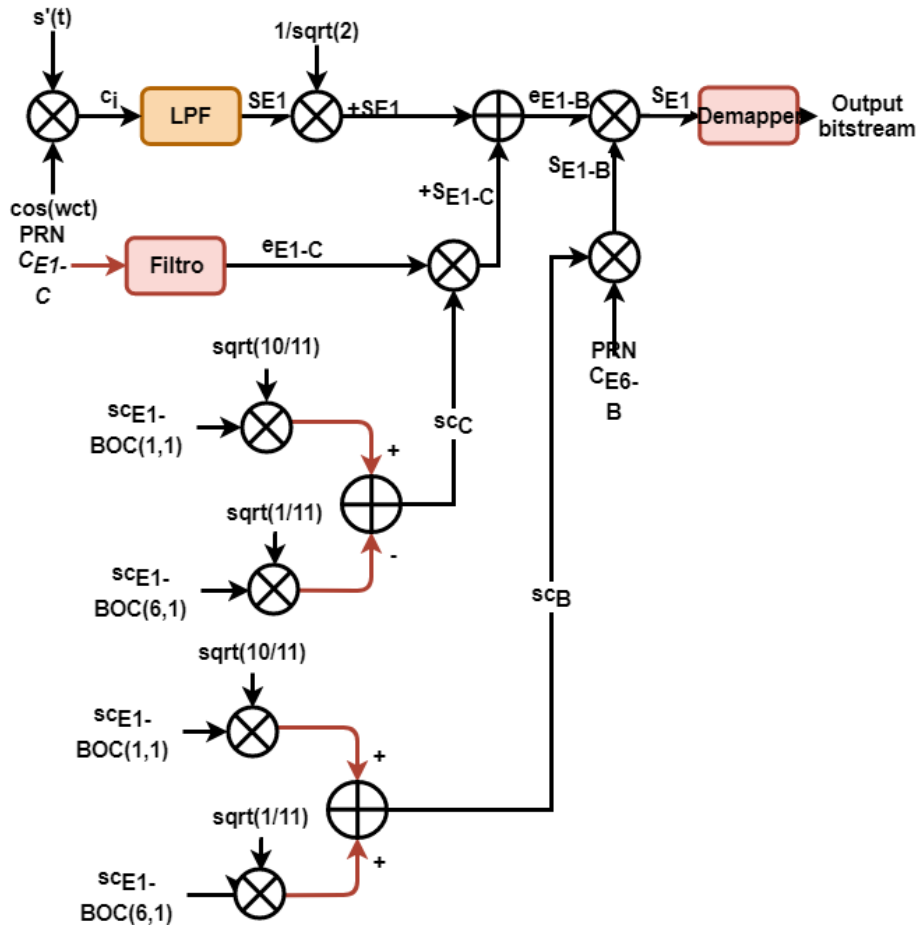
Deste modo, para cada chip com duração T , temos 2 semi-ciclos da componente $s_{c_{E1-BOC(1,1)}}$ e 12 semi-ciclos da componente $s_{c_{E1-BOC(6,1)}}$, conforme ilustram as Figuras 3.18 (a) e (b), respectivamente. A subportadora $s_{c_B}(t)$ é dada pela soma das componentes $s_{c_{E1-BOC(1,1)}}$ e $s_{c_{E1-BOC(6,1)}}$, conforme mostra a Figura 3.18 (c).

O sinal modulado, no domínio da frequência, é definido matematicamente por (RODRÍGUEZ, 2008)

$$G_{MBOC(6,1,1/11)}(f) = \frac{f_c}{11\pi^2 f^2} \sin^2 \left(\frac{\pi f}{f_c} \right) \left[10 \tan^2 \left(\frac{\pi f}{2f_c} \right) + \tan^2 \left(\frac{\pi f}{12f_c} \right) \right] \quad (3.42)$$

O diagrama em blocos do demodulador é apresentado na Figura 3.19.

Figura 3.19 – Demodulador MBOC



Fonte: O autor

4 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADO DAS SIMULAÇÕES

As modulações dos sinais GALILEO apresentadas no Capítulo 4 foram implementadas em MATLAB. Os detalhes de implementação e os resultados obtidos são apresentados neste Capítulo.

4.1 IMPLEMENTAÇÃO

Em todas as modulações implementadas os sinais passam por vários estágios de aumento da quantidade de amostras, ou *upsampling*. Esse processo é necessário para que não se perca informação de bit durante o processo de modulação. Por exemplo, ao fazer o espalhamento espectral do sinal, cada símbolo deve ser multiplicado pelo código de espalhamento. Para tal operação no domínio discreto de tempo, a quantidade de amostras do símbolo deve ser a mesma do código de espalhamento, sendo assim necessário o *upsampling* do símbolo. Dessa forma o *upsampling* é utilizado para que se possa efetuar as operações de multiplicações, somas e convoluções no domínio de tempo discreto das simulações.

Além disso, como o processo de *upsampling* adiciona valores de amostras nulas ao sinal, é necessário fazer a filtragem do mesmo utilizando um filtro passa baixas de janela retangular. Como exemplo, na modulação BPSK o sinal D_{E6-B} passa pelo processo de *upsampling* e filtragem antes da operação de multiplicação pelo código de espalhamento espectral.

Outro ponto a ser levado em consideração é o processo de heterodinação no domínio da frequência. Quando o sinal é multiplicado por uma portadora de função sinusoidal de tempo discreto, é necessário que cada chip de sinal em banda base seja representado por, pelo menos, um período da portadora, isso exige que o sinal passe pelos blocos de *upsampling* e filtragem, como ocorre com o sinal S_{E6f} .

Na modulação BOC pode-se notar que além da portadora, existe a subportadora de onda quadrada *sc*. Antes de fazer a multiplicação dos chips pela subportadora, é necessário fazer o *upsampling* dos chips para que cada chip seja representado por quatro subciclos ($\phi = 4$) da subportadora. O mesmo ocorre nas modulações AltBOC e MBOC.

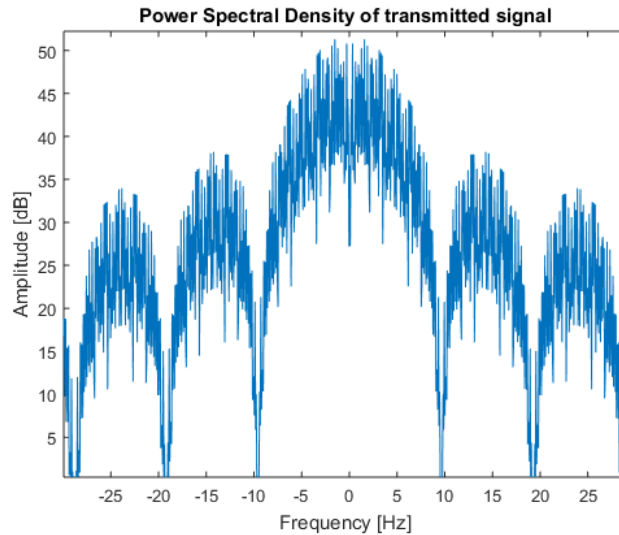
Nas implementações foram utilizados diferentes códigos de espalhamento espectral. A modulação AltBOC foi implementada com o código de espalhamento descrito no arquivo oficial da constelação de satélites Galileo (GALILEO, 2008). A modulação BPSK utiliza o código de espalhamento *m-sequence*, a modulação BOC e MBOC utilizam o código Gold, descrito na seção 2.1.1.

A seguir serão apresentados os resultados das simulações.

4.2 MODULAÇÃO BPSK

O desenvolvimento da modulação BPSK seguiu os passos detalhados na Seção 3.1, de acordo com o diagrama apresentado na Figura 3.5. O espectro do sinal em banda base S_{E6f} é apresentado na Figura 4.1.

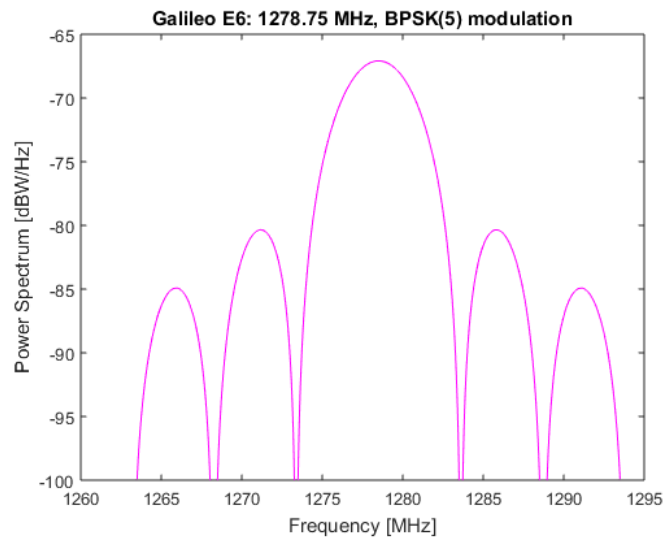
Figura 4.1 – Sinal em banda base S_{E6f} no domínio da frequência



Fonte: O autor

O espectro do sinal em banda base S_{E6f} teórico, definido na Equação 3.4, é apresentado na Figura 4.2. Comparando o espectro obtido através da simulação com o espectro teórico é possível verificar a similaridade entre os resultados. O espectro do sinal S_{E6f} simulado não é exatamente igual ao espectro do sinal S_{E6f} teórico por causa das não idealidades do código de modulação, como por exemplo os processos de *upsampling*.

Figura 4.2 – Espectro do sinal modulado em BPSK



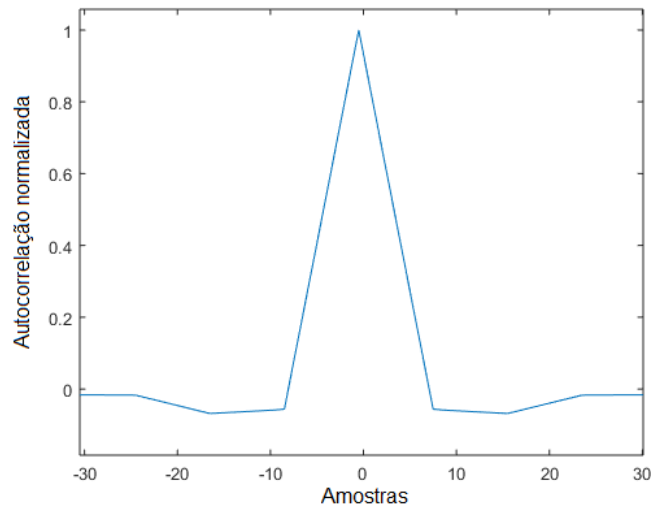
Fonte: O autor

A função de autocorrelação (*Autocorrelation function* - ACF) do sinal modulado $s(t)$ (ver Figura 3.2) é mostrada na Figura 4.3. A análise da função de autocorrelação é importante, já que determina o desempenho de navegação de um sinal.

Para melhor entender a utilização da função de autocorrelação, será explicado de forma resumida o processo de *tracking* (que não faz parte do escopo deste estudo, já que a análise do canal não ocorre em tempo real). Inicialmente, o receptor faz o processo de detecção do sinal GNSS. Para que o sinal seja declarado como presente, há um processo de decisão por *threshold* em que é feita a autocorrelação do sinal com o código presente no receptor. A partir daí é possível iniciar o processo de *tracking*. Quanto mais nítido for o pico da ACF, mais facilmente será feito o rastreamento de sinal pelo receptor.

Na Figura 4.3, nota-se que a ACF possui um pico elevado com relação as demais amostras, demonstrando um bom desempenho do sinal da modulação BPSK. Além disso, se pode notar alguns pontos em que a ACF é negativa. Isso ocorre devido às propriedades de correlação não ideais do código de espalhamento, ou seja, apresenta valores de correlação cruzada e autocorrelação diferentes de zero (WALLNER et al., 2007).

Figura 4.3 – Função de autocorrelação da modulação BPSK



Fonte: O autor

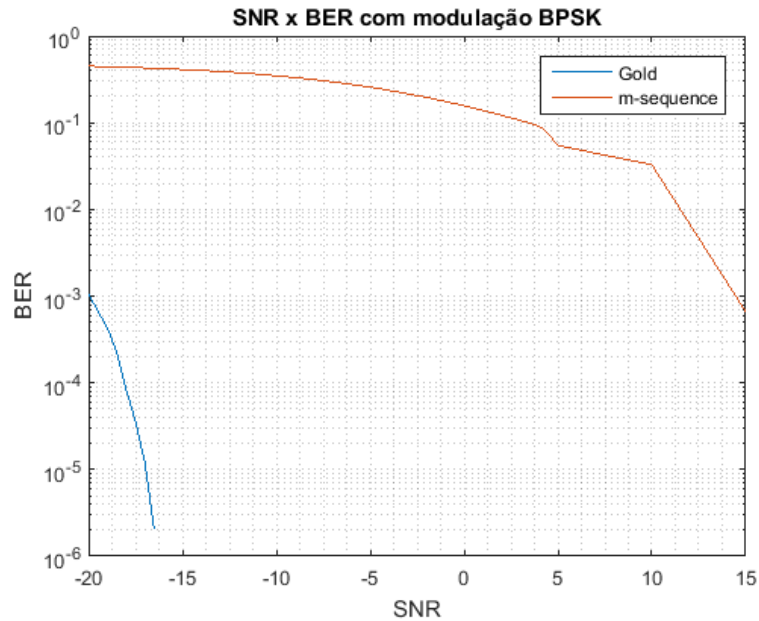
Analisou-se o comportamento da modulação sob efeito de um canal de ruído gaussiano branco aditivo (*Additive white Gaussian noise - AWGN*). Aditivo já que é somado a qualquer ruído que possa ser intrínseco ao sistema de informação. *White* refere-se à ideia de que possui potência uniforme em toda faixa de frequência utilizada. Por fim, gaussiana pois tem uma distribuição normal no domínio do tempo e valor médio igual a zero. Em MATLAB, utilizou-se a função 'awgn', que insere esse ruído branco Gaussiano.

Para a verificação de BER, é essencialmente importante que se utilize uma quantidade grande de bits de informação a serem modulados, já que estatisticamente, o ruído do canal AWGN segue o modelo de distribuição de Gauss. Para isso, o transmissor modula 100 mil bits de informação a ser transmitida. Cada modulação é avaliada para diferentes relações sinal ruído e, para cada Razão Sinal Ruído (*Signal to Noise Ratio - SNR*), a taxa de erro de bit é computada. Por fim, obtém-se a curva SNR por Taxa de Erro de Bit (*Bit Error Rate - BER*).

Para a análise dos efeitos do espalhamento espectral no desempenho do sistema, dois códigos PRNs foram avaliados, o *m-sequence*, definido na sessão 2.1.2 e o código *Gold*, definido na sessão 2.1.1, cujos tamanhos de valores bipolares (-1 e 1) é de 31 e 1023, respectivamente. As curvas de desempenho são apresentadas na Figura 4.4.

Observe que o desempenho da sequência Gold, de tamanho 1023, apresenta resultado significativamente superior do que a *m-sequence*, de tamanho 31, conforme esperado, já que quanto maior a sequência, maior também será a robustez do sinal. Isso pode ser percebido na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Taxa de erro de bit com modulação BPSK



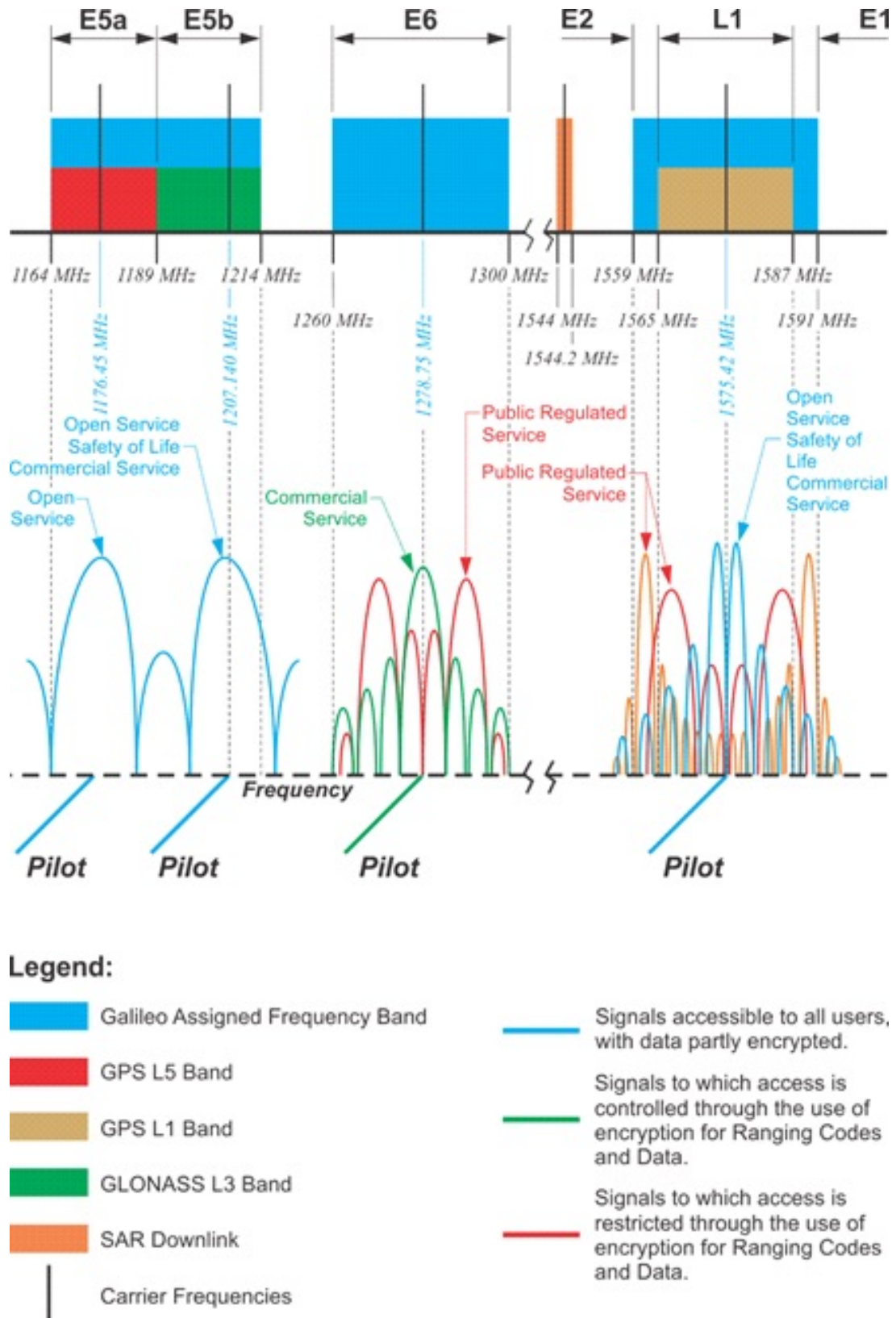
Fonte: O autor

4.3 MODULAÇÃO BOC

Na modulação BPSK os bits 0 e 1 são representados pelos símbolos 1 e -1, respectivamente. Nos sinais modulados em BOC(1,1), um símbolo é representado pela transição de 1 para -1, ou -1 para 1. Deste modo, existe um termo adicional que modula o sinal, a subportadora de onda quadrada, que possui um múltiplo de frequência da taxa de código. Este processo gera um espectro dividido com dois lóbulos principais deslocados da frequência central pela frequência da subportadora. O sinal modulado induz um melhor rastreamento no ruído branco e melhor mitigação de multipercurso em comparação com o código de espalhamento sozinho (sem subportadora) (JULIEN et al., 2004), devido principalmente ao sinal BOC ser idêntico em ambas metades do espectro de frequência, adicionando redundância ao sinal e facilitando a detecção de ruído.

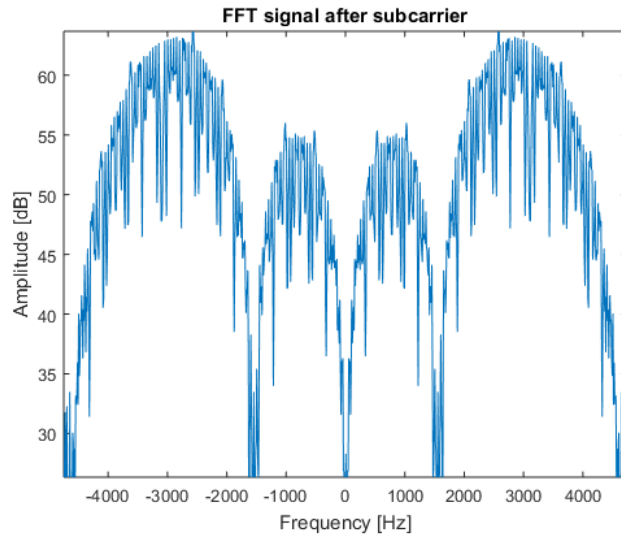
O espectro do sinal modulado BOC em banda passante, obtido através do código implementado em MATLAB, é apresentado na Figura 4.6. A utilização das subportadoras na BOC faz com que o pico principal, como visto na BPSK, seja deslocado para as bandas laterais de maior potência. Esse sinal é utilizado pelo Galileo na banda de frequência E6P (1278.75 MHz). Essa banda é compartilhada pelo sinal BPSK pela constelação GLONASS, como se pode ver na Figura 4.5. Dessa forma, os picos de ambos sinais, BPSK e BOC não se interferem.

Figura 4.5 – Espectro dos principais sinais GNSS



Fonte: (The Pennsylvania State University, 2019)

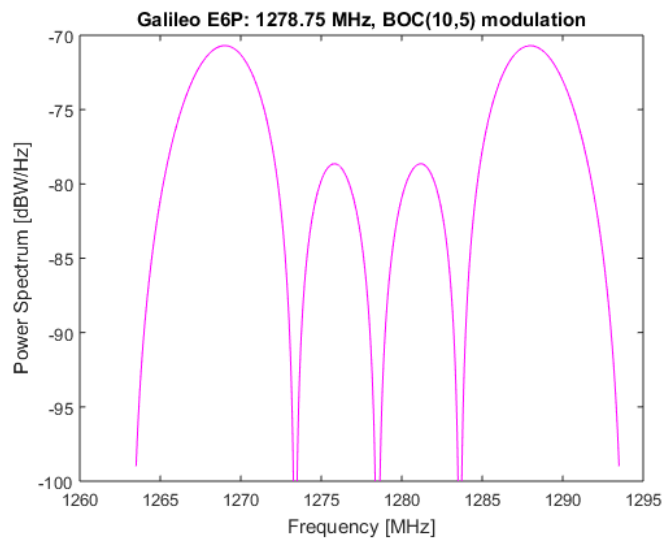
Figura 4.6 – Espectro da modulação BOC(10,5)



Fonte: O autor

Para fins de comparação, a Figura 4.7 apresenta o espectro do sinal BOC em banda passante teórico, obtido através da Equação 3.11.

Figura 4.7 – Espectro teórico da modulação BOC(10,5)

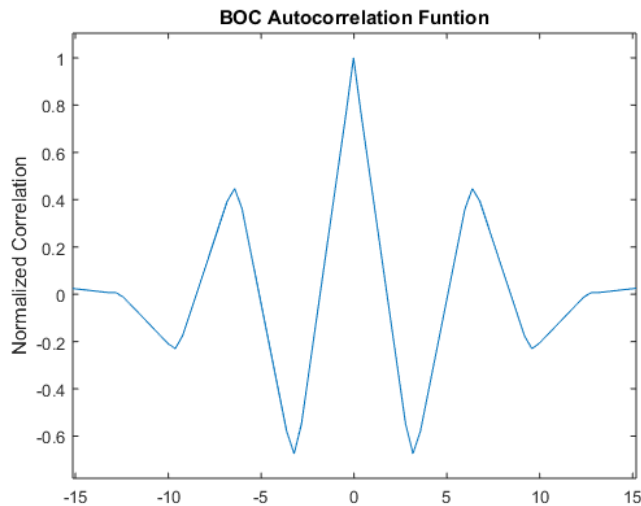


Fonte: O autor

A função de autocorrelação do sinal modulado $s(t)$ é mostrada na Figura 4.8. Comparado a ACF do sinal BOC com a ACF do sinal BPSK, observa-se que, a ACF da BOC possui dois picos principais mais estreitos do que o pico central da ACF da BPSK, além de possuir picos laterais e desvanecimentos profundos, que causam ambiguidade e desafios na aquisição e rastreamento, da mesma forma que ocorre com a modulação BOC. Embora

por um lado as subportadoras melhoram a aquisição do sinal pelo receptor, também tornam a aquisição e o rastreamento desafiadores e potencialmente ambíguos devido à sua função de autocorrelação de múltiplos picos (JULIEN et al., 2004).

Figura 4.8 – Função de autocorrelação da modulação BOC



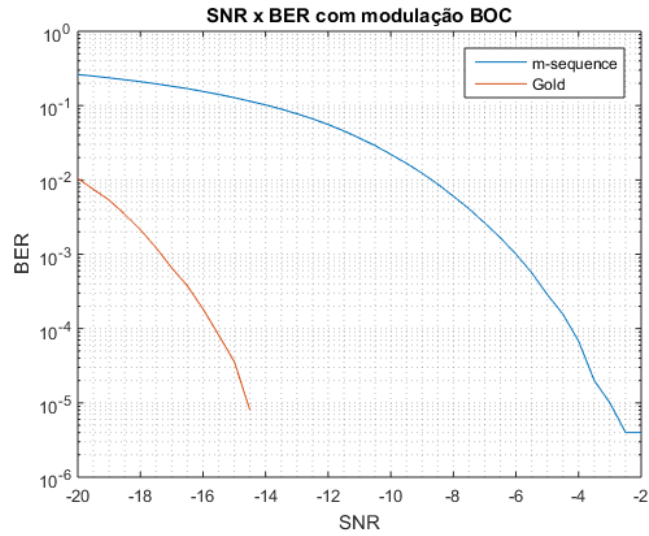
Fonte: O autor

Como resultado, uma avaliação de seu desempenho sob diferentes condições e pesquisas em técnicas avançadas de rastreamento são necessárias para avaliar sua robustez e vantagens antes da seleção final.

Para análise do comportamento da modulação sob efeito do canal AWGN, utilizou-se 100 mil bits de informação a serem modulados. A análise foi feita utilizando dois códigos PRNs diferentes, a sequência *Gold* e o código *m-sequence*. Obteve-se portanto a curva SNR por BER, conforme mostra a Figura 4.9. Do mesmo modo que na modulação BPSK apresentada na Seção 3.2, a sequência PRN *Gold* possui um comprimento de 1023 valores bipolares (-1 e 1), enquanto o código *m-sequence* utiliza apenas 31.

Como ocorrido com a modulação BPSK, novamente a utilização de um tamanho maior de código de espalhamento espectral aumentou a robustez da demodulação, conforme visto na Figura 4.9.

Figura 4.9 – Taxa de erro de bit em um canal AWGN



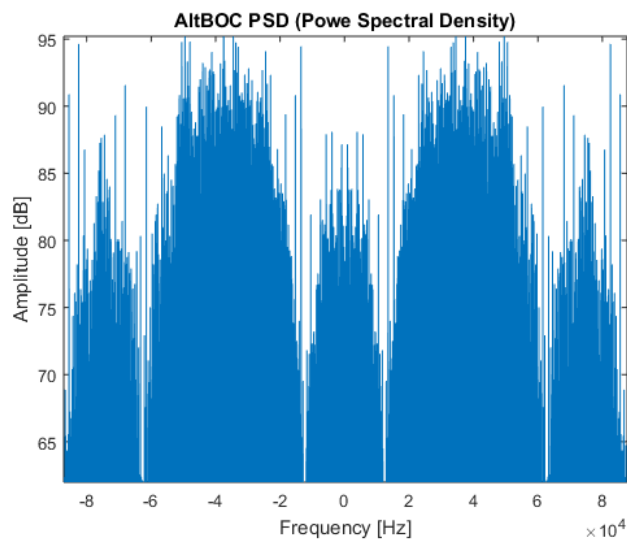
Fonte: O autor

4.4 MODULAÇÃO ALTBOC

4.4.1 AltBOC de envelope não-constante

O espectro do sinal modulado AltBOC é mostrado na Figura 4.10.

Figura 4.10 – Espectro do sinal modulado em AltBOC de envelope não-constante



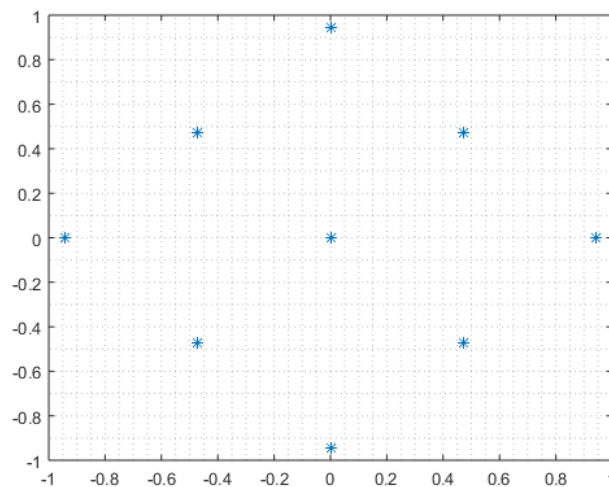
Fonte: O autor

Conforme já comentado na Seção 3.3, a modulação AltBOC com envelope não-constante é representada por símbolos IQ de magnitude não constante dados por

$$symbol = [-1, 1, 0, j, -j, \frac{1}{2} + j\frac{1}{2}, \frac{1}{2} - j\frac{1}{2}, -\frac{1}{2} + j\frac{1}{2}, -\frac{1}{2} - j\frac{1}{2}] \quad (4.1)$$

Os símbolos da constelação são mostrados na Figura 4.11, obtida através da simulação. Observe que a magnitude dos símbolos não é constante. Por esta razão, a modulação é conhecida como 'AltBOC com envelope não-constante'.

Figura 4.11 – Diagrama da constelação AltBOC não constante



Fonte: O autor

Quando esta constelação com módulo não constante é usada para modular a portadora no transmissor, o amplificador tem que atender as variações de amplitude do sinal, sendo necessário uma alta linearidade. Além disso existe um símbolo com módulo zero, que resulta em energia zero a ser transmitida. Esse tipo de *design* de amplificador será complexo e terá uma fluência não linear durante a modulação, já que necessitaria transmitir níveis diferentes de sinal, de acordo com o símbolo.

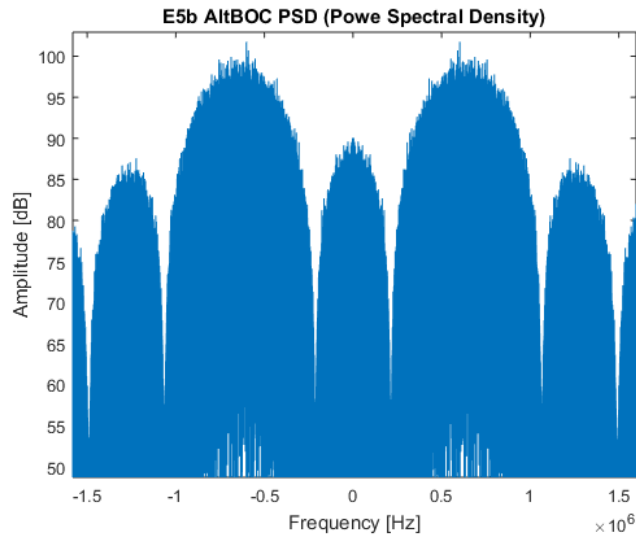
Por essa razão, a modulação AltBOC com envelope não-constante não é utilizada na prática.

4.4.2 AltBOC de envelope constante

O espectro do sinal modulado AltBOC de envelope constante é mostrado na Figura 4.12. O espectro do sinal da modulação AltBOC (15,10) é muito semelhante a dois sinais BPSK duplicado em 15 MHz para a esquerda e para a direita da frequência da portadora.

De fato, para adquirir todos os lóbulos principais da modulação é necessária uma largura de banda muito ampla. Ainda, muitos receptores operarão correlacionando o sinal AltBOC com uma réplica BPSK.

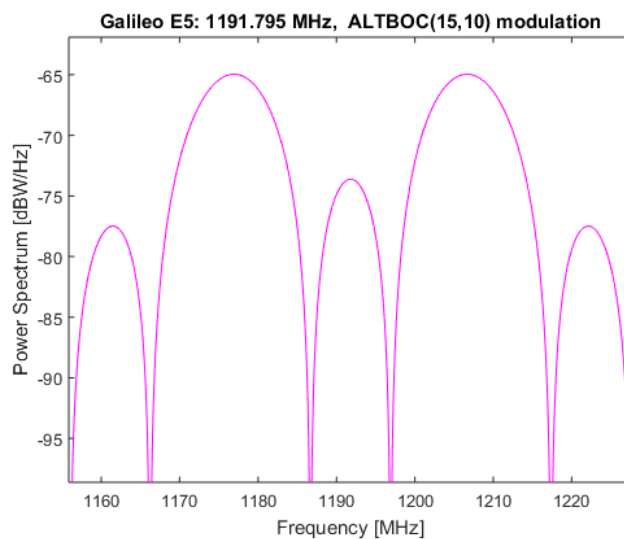
Figura 4.12 – Espectro do sinal modulado em AltBOC de envelope constante



Fonte: O autor

A Figura 4.13 apresenta o espectro teórico do sinal AltBOC de envelope constante, obtido a partir da Equação 3.21. Note a grande semelhança entre o espectro teórico e o espectro obtido a partir dos resultados de simulação.

Figura 4.13 – Espectro teórico do sinal modulado em AltBOC

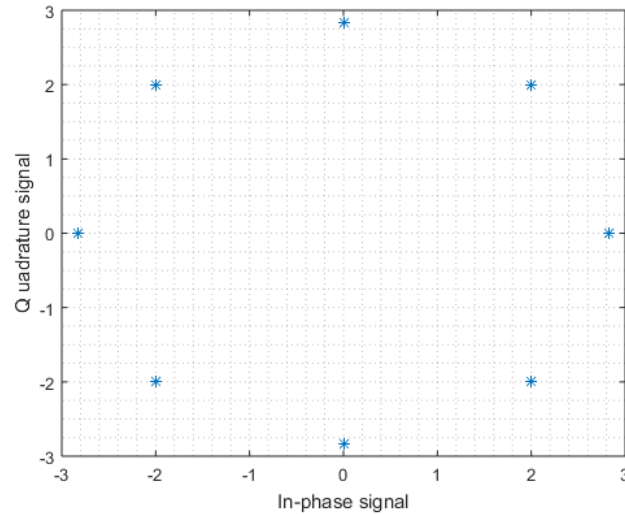


Fonte: O autor

A constelação da modulação AltBOC de envelope constante é mostrada na Figura

4.14

Figura 4.14 – Diagrama da constelação AltBOC de envelope constante

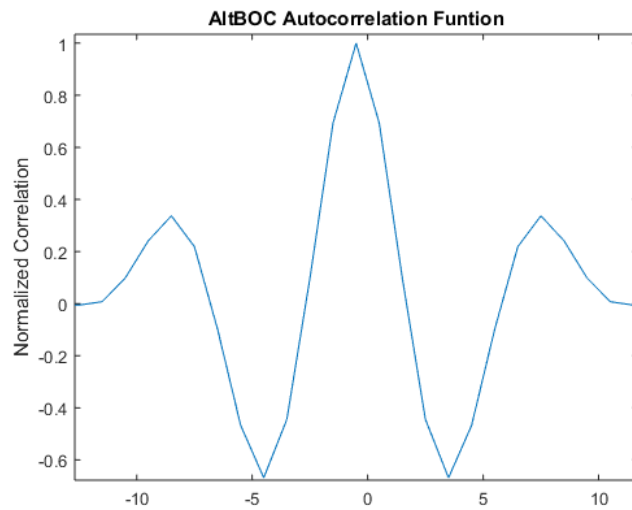


Fonte: O autor

A plotagem da função de autocorrelação do sinal em banda passante é mostrada na Figura 4.15.

Lembrando as formas de onda das funções subportadoras AltBOC (8 transições para cada período de subportadora, como mostra a Tabela 3.3, e o fato de que em um tempo de chip de código há 1,5 períodos de subportadora ($\phi = 3$), é evidente que durante o tempo de chip o sinal AltBOC pode experimentar 12 transições ($\phi \times 8 = 12$). Essas transições causam as mudanças de inclinação na função de autocorrelação AltBOC (PRESTI et al., 2007), conforme ilustra a Figura 4.15.

Figura 4.15 – Função de autocorrelação da modulação AltBOC de envelope constante



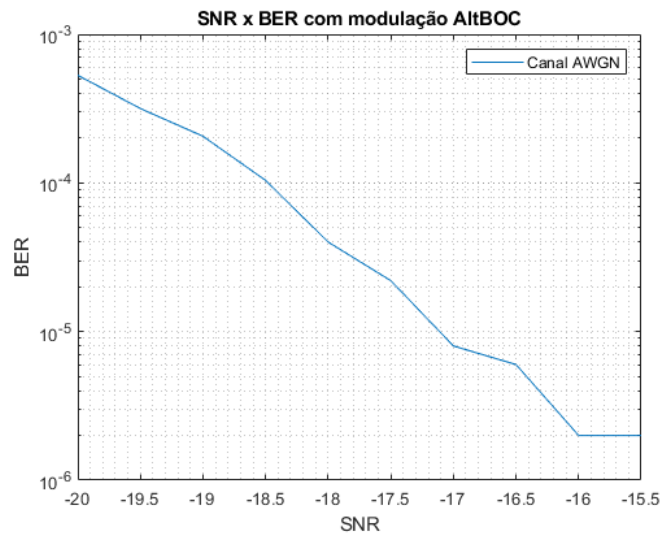
Fonte: O autor

Comparando a função de auto-correlação da AltBOC com a da BOC, pode-se definir que os picos laterais possuem uma menor amplitude, concluindo-se que houve uma melhora na confiabilidade de decodificação para o receptor dessa modulação.

Para análise do comportamento da modulação sob efeito de um canal AWGN, e utilizando-se 100 mil bits de informação a serem modulados, obteve-se a curva SNR por BER, conforme mostrado na Figura 4.16.

Se pode notar que essa modulação possui alta robustez. Isso ocorre devido principalmente ao tamanho do código PRN utilizando, que para fins de análise utilizou-se apenas 1023 valores bipolares, de 204600 valores utilizados na prática. Além disso, são utilizados as componentes piloto que tem como principal objetivo aumentar a robustez da modulação.

Figura 4.16 – Taxa de erro de bit em um canal AWGN

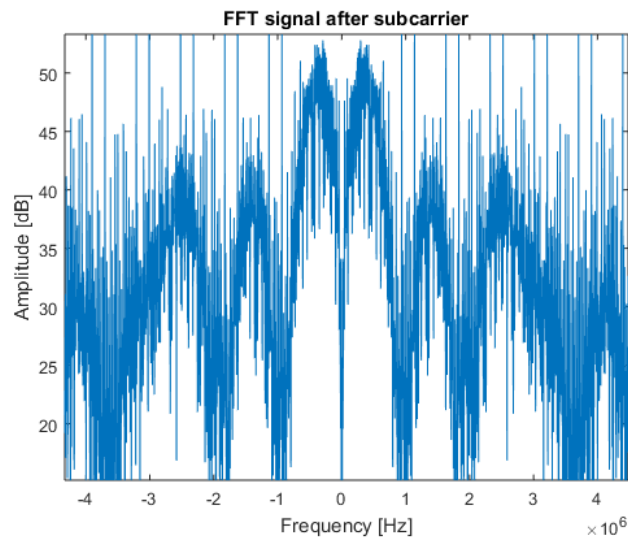


Fonte: O autor

4.5 MODULAÇÃO MBOC

O espectro do sinal modulado MBOC é mostrado na Figura 4.17. O espectro do sinal MBOC, com relação ao sinal BPSK, possui dois picos principais de maior potência com relação aos picos laterais. Esse sinal é utilizado pelo Galileo na banda de frequência E1 (1575.52 MHz). Essa banda é compartilhada pelo sinal BOC da constelação GPS. Ou seja, os picos de ambos sinais, BOC e MBOC não se interferem.

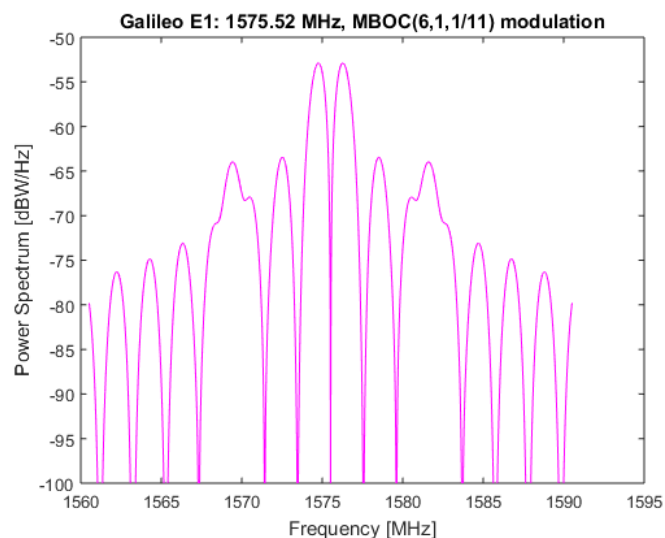
Figura 4.17 – Espectro da modulação MBOC obtido através da implementação do sistema apresentado na Figura 3.17



Fonte: O autor

Através da Equação 3.42 obtém-se o espectro teórico da modulação MBOC, apresentado na Figura 4.18. Observe a grande semelhança com o espectro apresentados na Figura 4.17, embora este último possui picos de amplitude diferente, como efeito dos processos de modulação utilizando aumento de amostras por símbolo.

Figura 4.18 – Espectro da modulação MBOC obtido através da Equação 3.42



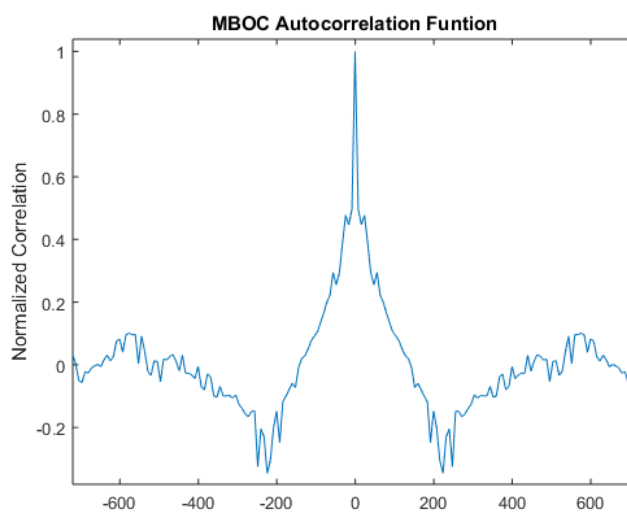
Fonte: O autor

Segundo (RODRÍGUEZ, 2008), diferentes representações temporais do sinal MBOC resultam na mesma densidade espectral de potência. Dessa forma, um acordo entre a UE

e os EUA sobre o MBOC deixou a liberdade de cada um implementar sua própria solução de acordo com sua própria concepção. Neste contexto, duas soluções foram propostas: o CBOC e o TMBOC (*Time-Multiplexed BOC*). O CBOC, BOC Composto, é a solução adotada pelo Galileo para o Open Service em E1/L1. O CBOC é uma multiplexagem onde as sub-portadoras BOC (1,1) e BOC (6,1) são adicionadas em anti-fase em cada canal. Já o TMBOC, BOC Multiplexado no Tempo, é a solução adotada pelo GPS para L1C, sendo um sinal binário em que BOC (1,1) e BOC (6,1) são multiplexados no tempo.

A função de autocorrelação do sinal MBOC é mostrada na Figura 4.19.

Figura 4.19 – Função de autocorrelação da modulação MBOC



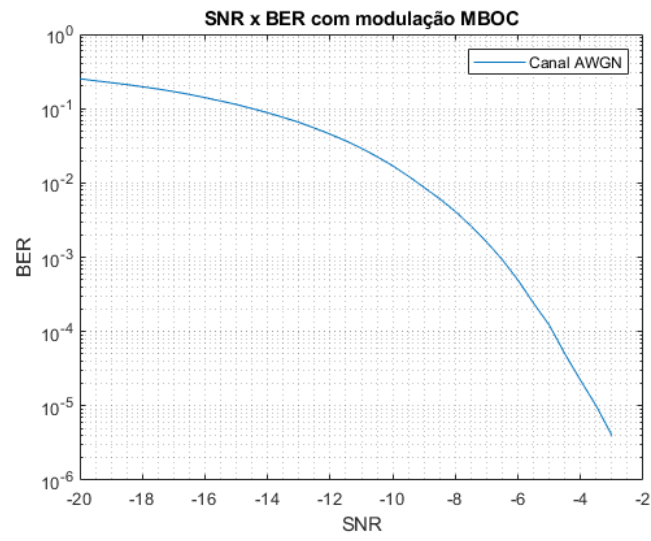
Fonte: O autor

Na Figura 4.19 observa-se a existência de picos laterais, que ocorrem já que quanto mais ondulações a função apresentar e quanto mais acentuadas forem as ondulações, maior será a probabilidade de que um ponto de rastreamento não desejado seja traçado, implicando, portanto, em uma maior complexidade para detecção do pico. Tais problemas são amenizados nas modulações CBOC e TMBOC.

Comparando a função de autocorrelação dessa modulação com a BOC e AltBOC, pode-se detectar que a amplitude dos picos laterais diminuiu, permitindo que a confiabilidade de decodificação pelo receptor aumente.

Para análise do comportamento da modulação sob efeito de um canal AWGN, e utilizando-se 100 mil bits de informação a serem modulados, obteve-se a curva SNR por BER, conforme mostrado na Figura 4.20. Novamente, como ocorreu com a modulação AltBOC, se pode notar que essa modulação possui alta robustez, devido ao tamanho do código Gold utilizando 1023 valores bipolares, e devido à utilização das componentes piloto.

Figura 4.20 – Taxa de erro de bit em um canal AWGN



Fonte: O autor

5 CONCLUSÃO

O uso de sistemas GNSS na geolocalização de um dado dispositivo (ou receptor) é de extrema importância nos setores de transporte, em serviços de telecomunicações, fornecimento de energia, transações bancárias, na marinha, defesa, segurança, dentre outros. No setor de transporte haverá um grande impacto causado pela inserção de veículos autônomos, cuja utilização necessita de alta confiabilidade e precisão.

Uma solução para o aumento da precisão e confiabilidade da técnica GNSS, é a utilização de mais de um sistema GNSS, como por exemplo, os sinais das constelações GPS, GLONASS e Galileo, entre outras. Estudos já feitos anteriormente (MALDANER L., 2017), mostram que a utilização de mais de um sistema de comunicação GNSS é extremamente importante para aumentar a acurácia e confiabilidade dos dados em locais que causam ruído por multi-caminho ao sinal. Contudo, em ambientes abertos, sem obstrução, a utilização de diferentes constelações pode ocasionar erro ao sinal. Isso ocorre pois as diferentes constelações possuem referência tempo, de modulação (além de outros parâmetros) diferentes, por exemplo, a constelação Glonass tem sua própria referência de tempo, diferente da usada pelo GPS.

A alternativa encontrada para aumentar a acurácia utilizando mais de um sistema GNSS em ambientes sem obstrução, foi a criação de uma modulação comum entre as constelações GPS, Galileo e a chinesa BeiDou: a modulação MBOC, que utiliza sinais BOC multiplexados com componentes BOC (1,1) e BOC (6,1) na banda de frequência L1. Ou seja, a modulação MBOC reduz a possível ocorrência de erros no receptor ao utilizar diferentes *front-ends* de recepção, além do processamento dos sinais para utilização de uma mesma referência de dados.

Ainda assim, existe um outro problema no receptor quando utilizada mais de uma constelação: como a maioria dos sinais dos sistemas GNSS utilizam as mesmas bandas de frequência pode haver interferência entre os sinais, podendo comprometer o correto funcionamento do sistema. Uma alternativa para este problema é a utilização de modulações que desloquem o pico central do sinal para locais dentro da banda de frequência, em que não seja sobreposto com outros sinais, como por exemplo a modulação BOC.

Dessa forma, este trabalho teve como objetivo compreender detalhadamente as formas de modulação do sinal GNSS utilizadas pela constelação Galileo, a qual ainda não está completamente operacional e poderá sofrer mudanças na forma de modulação de seus sinais na futura atualização do sistema. Os esquemas de modulação BPSK, BOC, AltBOC e MBOC foram detalhadamente descritos e implementados em MATLAB.

Os quatro esquemas de modulação foram avaliados, considerando um canal AWGN. A função de auto-correlação de todas as modulações foi obtida, bem como o espectro dos sinais modulados. Diferentes códigos PRN foram implementados e suas influências no

desempenho do sistema foram analisadas, através das curvas BER por SNR.

Para a modulação AltBOC, foi implementada a modulação AltBOC com envelope não constante, na qual se observa a variação do módulo entre os símbolos da constelação. Na prática, essa característica de envelope não constante exige alta complexidade no desenvolvimento do circuito amplificador, exigindo amplificadores de alta linearidade. Além deste aspecto, a constelação AltBOC não constante possui um símbolo no ponto de origem da constelação. Por suas desvantagens, a modulação AltBOC não constante não é utilizada na prática. Para sanar os problemas da AltBOC não constante, foi desenvolvida a chamada modulação AltBOC constante, onde todos os símbolos da constelação possuem o mesmo módulo.

A partir dos resultados da função de autocorrelação das modulações BPSK e BOC, é possível verificar que a modulação BOC possui picos laterais ao pico central, podendo causar um estado de erro de *tracking* ao receptor, quando ao invés de detectar o pico central, detecta os laterais. Os mesmos picos ocorrem nas modulações AltBOC e MBOC, que são uma variação da BOC. Contudo, a amplitude dos picos laterais da AltBOC e MBOC, diminui, fazendo com que exista maior confiabilidade do receptor no *tracking* dos satélites.

Na análise das modulação do domínio da frequência, a modulação BOC possui dois picos principais cuja potência é menor que os picos laterais, enquanto que a modulação BPSK possui um pico central de maior potência. A banda E6P (1278.75 MHz) utilizada para a modulação BOC da constelação Galileo é compartilhada pelo sinal BPSK da constelação GLONASS. Dessa forma, há uma diminuição na interferência dos sinais modulados em BPSK e BOC.

Já o espectro do sinal modulado AltBOC de envelope constante na banda E5 (1191.795 MHz) é muito semelhante a dois sinais BPSK duplicado em 15 MHz para a esquerda e para a direita da frequência da portadora. De fato, para adquirir todos os lóbulos principais da modulação é necessária uma largura de banda muito ampla, não se sobrepondo em grande parte, ao sinal GPS de modulação BPSK, que utiliza a banda L5, interna à banda E5. Ainda, é possível que os receptores correlacionem o sinal AltBOC com uma réplica BPSK.

Observa-se ainda que a modulação MBOC na banda de frequência E1 (1575.52 MHz) foi desenvolvida de forma a deslocar os picos em frequência para que não fiquem sobrepostos aos picos utilizados pela banda L1 da constelação GPS, utilizando a modulação BOC. Percebe-se que o pico central é dividido em dois picos. O mesmo acontece com a modulação AltBOC.

Por fim, a influência dos códigos de espalhamento foi avaliada, através do uso dos códigos PRN *M-sequence* e *Gold*, com 31 e 1023 valores, respectivamente, para os esquemas de modulação BPSK e BOC. Os resultados demonstram que, quanto maior o número de valores bipolares utilizados no código de espalhamento espectral, maior a robustez do sistema, conforme esperado.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Em trabalhos futuros poderão ser analisados o comportamento das modulações MBOC e ALTBOC utilizando os códigos PRN *M-sequence* e *Gold*. Além disso, podem ser estudadas técnicas para minimizar o problema dos picos laterais ao pico central da função de autocorrelação da modulação BOC e suas variações, durante o processo de tracking. Neste contexto, pode ser avaliado o uso de técnicas de inteligência artificial para a detecção do pico central.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AVILA-RODRIGUEZ, J.-A. et al. The mboc modulation: the final touch to the galileo frequency and signal plan. **Navigation**, Wiley Online Library, v. 55, n. 1, p. 15–28, 2008.

EISSFELLER, B. et al. Performance of gps, glonass and galileo. In: **Photogrammetric Week**. [S.l.: s.n.], 2007. v. 7, p. 185–199.

European GNSS Agency. **GNSS Market Report, Issue 5**. 2017. <https://www.gsa.europa.eu/system/files/reports/gnss_mr_2017.pdf>. Acesso em 09 jun. 2019.

FAZEL, K.; KAISER, S. **Multi-carrier and spread spectrum systems: from OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008.

GALILEO, I. **Galileo open service, signal in space interface control document (OS SIS ICD)**. [S.l.]: European space agency/European GNSS supervisory authority, 2008.

GEBRE-EGZIABHER, D.; GLEASON, S. **GNSS applications and methods**. [S.l.]: Artech House, 2009.

HEIN, G. W. et al. The galileo frequency structure and signal design. In: **Proc. of ION GPS**. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2001.

HOFMANN-WELLENHOF, B.; LICHTENEGGER, H.; WASLE, E. **GNSS—global navigation satellite systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

JEFFREY, C. Book. **An Introductoin to GNSS: GPS, GLONASS, Galileo and other Global Navigation Satellite Systems**. primeira. Canada: NovAtem Inc., 2010.

JULIEN, O. et al. A new unambiguous boc (n, n) signal tracking technique. In: **GNSS 2004, European Navigation Conference**. [S.l.: s.n.], 2004.

KAPLAN, E.; HEGARTY, C. **Understanding GPS: principles and applications**. [S.l.]: Artech house, 2005.

MALDANER L., S.-E. Experimento comparativo utilizando os sistemas de posicionamento: Gps; gps e glonass. **JAI (Jornada Acadêmica Integrada) da UFSM**, 2017.

MEEL, J. Spread spectrum (ss). **De Nayer Instituut, Hogeschool Voor Wetenschap & Kunst**, 1999.

PIPPI-CARLOS. **Independência Tecnológica do Agro-Brasil em Geo-referenciamento : Uma matéria prioritária ao País e aos Presidenciais**. 2018. <<https://www.linkedin.com/pulse/independ%C3%Aancia-tecnol%C3%B3gica-do-agro-brasil-em-uma-mat%C3%A9ria-pippi/>>. Acesso em 04 jun. 2019.

PRESTI, L. L. et al. Masters research: Galileo altboc receivers. 2007.

RODRÍGUEZ, J. Á. Á. **On generalized signal waveforms for satellite navigation**. 2008. Tese (Doutorado) — Universitätsbibliothek der Universität der Bundeswehr München, 2008.

SHIVARAMAIAH, N. C.; DEMPSTER, A. G. The galileo e5 altboc: understanding the signal structure. In: CITESEER. **International global navigation satellite systems society IGSS symposium**. [S.l.], 2009. p. 1–3.

STEIGENBERGER OLIVER MONTENBRUCK, S. T. P.; B., R. **First light: Broadcast of L1C by GPS III**.

The Pennsylvania State University.i. **Galileo Signals and Services**. 2019. <<https://www.e-education.psu.edu/geog862/node/1877>>. Acesso em 06 jun. 2019.

WALLNER, S. et al. Galileo e1 os and gps l1c pseudo random noise codes-requirements, generation, optimization and comparison. In: **Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2007)**. Fort Worth, TX, USA. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1549–1563.