

FAVIO EDUARDO VALLE YANES

**IDENTIFICAÇÃO AUTOMÁTICA DE SINAIS ISDB-T  
BASEADA EM CICLOESTACIONARIEDADE APLICADA A  
SISTEMAS DE RÁDIO COGNITIVO**

Dissertação apresentada como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre, no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná  
Orientador: Prof. Dr. Evelio Martín García Fernández  
Coorientador: Dr. Samuel Baraldi Mafra

CURITIBA

2017

FAVIO EDUARDO VALLE YANES

**IDENTIFICAÇÃO AUTOMÁTICA DE SINAIS ISDB-T  
BASEADA EM CICLOESTACIONARIEDADE APLICADA A  
SISTEMAS DE RÁDIO COGNITIVO**

Dissertação apresentada como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre, no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná  
Orientador: Prof. Dr. Evelio Martín García Fernández  
Coorientador: Dr. Samuel Baraldi Mafra

CURITIBA

2017

---

Y22

Yanes, Favio Eduardo Valle

Identificação automática de sinais ISDB-T baseada em cicloestacionariedade aplicada a sistemas de rádio cognitivo. / Favio Eduardo Valle Yanes. – Curitiba, 2017.

65 f.: il.; tabs. : color. : 30 cm.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Paraná, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia.

Orientador: Prof. Dr. Evelio Martín García Fernández

Coorientador: Dr. Samuel Baraldi Mafra

Bibliografia: p.64-65.

1. Comunicações digitais. I. Universidade Federal do Paraná. II. Fernández, Evelio Martín García. III. Título.

CDD 621.38275

---



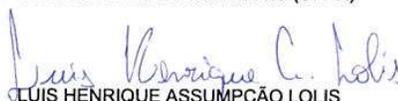
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ  
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO  
Setor TECNOLOGIA  
Programa de Pós-Graduação ENGENHARIA ELÉTRICA

## TERMO DE APROVAÇÃO

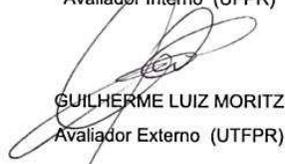
Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **FAVIO EDUARDO VALLE YANES** intitulada: **IDENTIFICAÇÃO AUTOMÁTICA DE SINAIS ISDB-T BASEADA EM CICLOESTACIONARIEDADE APLICADA A SISTEMAS DE RÁDIO COGNITIVO**, após terem inquirido o aluno e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua APROVAÇÃO.

Curitiba, 10 de Março de 2017.

  
EVELIO MARTÍN GARCÍA FERNÁNDEZ  
Presidente da Banca Examinadora (UFPR)

  
LUIS HENRIQUE ASSUMPTÃO LOLIS  
Avaliador Interno (UFPR)

  
MARLIO JOSÉ DO COUTO BONFIM  
Avaliador Interno (UFPR)

  
GUILHERME LUIZ MORITZ  
Avaliador Externo (UFPR)

  
SAMUEL BARALDI MAFRA  
Co-orientador - Avaliador Externo (UFPR)



*Dedicado a María Esther Yanes (Q.E.P.D.).*

*Abuelita,*

*ésta es mi forma de inmortalizarte.*

## AGRADECIMENTOS

Antes de tudo, dar graças à vida e ao destino por me haver dado esta grande oportunidade de estudar no Brasil. Ao Prof. Horácio Tertuliano dos Santos Filho que me considerou como o melhor candidato para realizar o mestrado no programa de engenharia elétrica da UFPR com a bolsa CAPES-OEA, eternamente grato com o senhor.

Agradeço grandemente ao Prof. Evelio M. G. Fernández e ao Dr. Samuel B. Mafra, por me ajudar com seus conselhos, suas correções e suas observações durante todo o mestrado. Sem dúvida, melhores orientadores impossível.

Agradeço à minha família, em especial ao meus pais Nery e Franklin, sem seu constante apoio e longas conversas para me alentar a não desistir, nada disto seria possível.

Aos meus colegas de laboratório, Onel, Hebert, Guilherme Fernandes, Guilherme Schüemann, Carlos, Thiago, Pedro Murilo e Veridiana. Obrigado pela convivência, às infinitas ajudas com o português e às inúmeras conversas sobre qualquer coisa.

Aos meus amigos em Honduras que sempre acreditaram em mim.

Por último, mas não com menor importância, às minhas duas famílias em Curitiba. Família latino-americana: Nash, Pamela, Lucía, Jhon, Yiss, Iván, Gerald, Claudia e Edna. Família hondurenha: Nana, Pedro, Ian e Ansony. Não existem palavras para explicar o conforto que eu sentia quando estava com todos vocês. Cada um de vocês é especial para mim, amo todos vocês.

## RESUMO

Nesta dissertação implementa-se o método de detecção de características cicloestacionárias para o sensoriamento espectral em redes de rádio cognitivo. O principal objetivo é mediante uso das propriedades cicloestacionárias que apresenta o sinal de televisão digital de serviço integrado de transmissão terrestre (ISDB-T) poder detectar e identificar este tipo de sinal. Os sinais ISDB-T utilizados durante o processo de experimentação foram obtidos em condições reais de propagação por meio de um rádio definido por software. Duas métricas para detecção são utilizadas: autocorrelação no domínio do tempo, que consiste na correlação de uma parte do sinal ISDB-T com uma versão adiantada dele. Enquanto, a correlação cruzada no domínio do tempo consiste na correlação entre duas sequências de dois sinais ISDB-T diferentes. Propõe-se um método de identificação do sinal ISDB-T sempre fazendo uso das propriedades cicloestacionárias do sinal. Os resultados de detecção e identificação do sinal ISDB-T que foram obtidos são avaliados através da estimação de curvas de probabilidade de detecção/identificação em função da relação sinal-ruído e curvas de características de operação do receptor. Os resultados obtidos demonstram que o método proposto pode atingir os valores de probabilidade de detecção e falso alarme desejados pelo padrão para redes de rádio cognitivo IEEE 802.22 e a possibilidade de identificação do sinal ISDB-T a baixas relações sinal-ruído.

**Palavras chaves:** Rádio Cognitivo, Sensoriamento Espectral, Cicloestacionariedade, Detecção e Identificação, ISDB-T, IEEE 802.22.

# ABSTRACT

This dissertation implements the method of cyclostationary characteristics detection for spectrum sensing in cognitive radio networks. The main objective is using the cyclostationary properties that Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial (ISDB-T) digital television signal has, in order to detect and identify this kind of signal. The ISDB-T signals used during the experimentation were obtained under real conditions of propagation through of a software-defined radio. Two metrics for detection are used: time-domain autocorrelation consisting in the correlation of the ISDB-T signal with a advanced version of it. While, the time-domain cross-correlation consisting in the correlation between two different sequences of two different ISDB-T signals. It is proposed a identification method for the ISDB-T signal, always taking advantage of the cyclostationary properties. The results of detection and identification of the ISDB-T signal that were obtained are evaluated through the estimate of probability of detection/identification curves as a function of signal to noise ratio and receiver operating characteristic curves. The results that were obtained show that the proposed method can reach the desired detection and false alarm probability values according to the IEEE 802.22 standard and the possibility of identifying the ISDB-T signal at low signal to noise ratio.

**Key Words:** Cognitive Radio, Spectrum Sensing, Cyclostationarity, Detection and Identification, ISDB-T, IEEE 802.22.

## LISTA DE FIGURAS

|      |   |    |
|------|---|----|
| 1.1  | Espaços brancos no espectro . . . . .   | 17 |
| 2.1  | Banda segmentada BST-OFDM para TV digital. . . . .  | 23 |
| 2.2  | Alocação de portadoras espalhadas em um segmento OFDM no sinal ISDB-T.  | 24 |
| 2.3  | Diagramas de blocos para implementações de detecção de energia para o<br>(a) domínio do tempo e o (b) domínio da frequência. . . . .                        | 30 |
| 2.4  | Diagramas de blocos para implementações de detecção de características ci-<br>cloestacionárias para os (a) domínios do tempo e o (b) domínio da frequência. | 33 |
| 3.1  | Kit USRP N200 . . . . .   | 34 |
| 3.2  | Diagrama de blocos para a amostragem do sinal ISDB-T . . . . .  | 35 |
| 3.3  | 25 MHz do espectro disponível para a implementação das WRAN . . . . .   | 37 |
| 3.4  | Sinal ISDB-T do canal 34 . . . . .  | 37 |
| 3.5  | Canal vazio para captação do sinal de ruído . . . . .   | 38 |
| 3.6  | Diagrama de blocos para a captação do sinal ISDB-T filtrado . . . . .   | 38 |
| 3.7  | Segmento central do sinal ISDB-T . . . . .  | 39 |
| 3.8  | Valor absoluto da <i>Sliding Correlation</i> Normalizada entre $s_p$ e $s_{8sim}$ . . . . .   | 41 |
| 3.9  | Valor absoluto do coeficiente da <i>Sliding Correlation</i> Normalizada entre $s_p$<br>e um sinal ISDB-T captado . . . . .                                  | 42 |
| 3.10 | Autocorrelação de 8 símbolos OFDM de um sinal ISDB-T. . . . .   | 43 |
| 3.11 | Correlação cruzada entre 8 símbolos de duas emissoras ISDB-T. . . . .   | 44 |
| 3.12 | Correlação cruzada entre sinal de referência e ruído. . . . .   | 45 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 3.13 | Função de distribuição acumulada do limiar de comparação utilizando um dispositivo com uma figura de ruído de 5 dB . . . . . | 45 |
| 3.14 | Algoritmo de sensoriamento espectral implementado . . . . .  | 47 |
| 3.15 | Autocorrelação de diferentes valores de símbolos OFDM . . . . .  | 48 |
| 4.1  | Probabilidade de detecção em função da SNR — Autocorrelação e correlação cruzada — $P_{FA}=0.1$ . . . . .                    | 50 |
| 4.2  | Curvas ROC comparando detecção por autocorrelação e correlação cruzada para uma SNR=-21 dB . . . . .                         | 51 |
| 4.3  | Probabilidade de detecção em função da SNR — Autocorrelação — $P_{FA}=0,1$ — PC=1/16 e 1/8 . . . . .                         | 52 |
| 4.4  | Variação do Prefixo Cíclico . . . . .  | 53 |
| 4.5  | Probabilidade de detecção em função da SNR fazendo uso da filtragem . . . . .  | 55 |
| 4.6  | Curva ROC para o cenário apresentado na Figura 4.5 para uma SNR=-21 dB . . . . .   | 55 |
| 4.7  | Probabilidade de detecção em função da SNR — Autocorrelação — $P_{FA}=0,1$ — 8,12,16 e 20 símbolos . . . . .                 | 58 |
| 4.8  | Comparação autocorrelação - detecção de energia . . . . .  | 59 |
| 4.9  | Comparação da autocorrelação com a detecção de energia fazendo uso da filtragem . . . . .                                    | 59 |
| 4.10 | Probabilidade de identificação em função da SNR pelo método proposto . . . . .   | 60 |
| 4.11 | Probabilidade de detecção em função da SNR num canal analógico . . . . .   | 61 |

## LISTA DE TABELAS

|     |  |    |
|-----|--|----|
| 1.1 | Comparação de resultados do estado da arte . . . . .                   | 21 |
| 2.1 | Tempo de duração de símbolos OFDM no sinal ISDB-T . . . . .            | 25 |
| 2.2 | Outros parâmetros ISDB-T . . . . .                                     | 25 |
| 2.3 | Bandas de frequência . . . . .   | 27 |
| 2.4 | Bandas para TV . . . . .   | 28 |
| 2.5 | Requerimentos mínimos para a seleção dinâmica de frequências . . . . . | 29 |
| 4.1 | Comparação símbolos-amostras para a Figura 4.5 . . . . .               | 54 |
| 4.2 | Tempos de detecção de canal . . . . .                                  | 57 |

## LISTA DE SIGLAS

|          |  |
|----------|--|
| FCC      | Comissão Federal de Comunicações, do inglês: <i>Federal Communications Commission</i>  |
| UHF      | Frequência Ultra Alta, do inglês: <i>Ultra High Frequency</i>  |
| SNR      | Relação Sinal-Ruído, do inglês: <i>Signal to Noise Ratio</i>   |
| ISDB-T   | Serviço Integrado de Transmissão Digital Terrestre, do inglês: <i>Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial</i>   |
| OFDM     | Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência, do inglês: <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> do inglês: <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> |
| PC       | Prefixo Cíclico  |
| IDFT     | Transformada discreta de Fourier inversa ,do inglês: <i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>   |
| FFT      | Transformada Rápida de Fourier, do inglês: <i>Fast Fourier Transform</i>   |
| ROC      | Característica de Operação do Receptor, do inglês: <i>Receiver Operating Characteristic</i>  |
| BST-OFDM | Transmissão em Banda Segmentada-Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência, do inglês: <i>Band-Segmented Transmission Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>  |
| ABNT     | Associação Brasileira de Normas Técnicas   |
| TMCC     | Transmissão e Controle de Configuração de Multiplexação, do inglês: <i>Transmission and Multiplexing Configuration Control</i>   |

|        |   |
|--------|---|
| IFFT   | Transformada Inversa Rápida de Fourier do inglês: <i>Inverse Fast Fourier Transform</i> |
| ANATEL | Agência Nacional de Telecomunicações  |
| IEEE   | <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>                                |
| WRAN   | Redes Sem Fio de Área Regional, do inglês: <i>Wireless Regional Area Network</i>        |
| VHF    | Frequência Muito Alta, do inglês: <i>Very High Frequency</i>                            |
| PDF    | Função densidade de probabilidade, do inglês: <i>Probability Density Function</i>       |
| CC     | Correlação Cruzada  |
| AC     | Autocorrelação  |
| USRP   | <i>Universal Software Radio Peripheral</i>  |
| RF     | Radiofrequência   |

## LISTA DE SÍMBOLOS

|                   |   |
|-------------------|---|
| $P_D$             | Probabilidade de detecção                 |
| $P_{FA}$          | Probabilidade de falso alarme             |
| $\Delta f$        | Espaçamento entre subportadoras           |
| $f_{\text{IFFT}}$ | Frequência de amostragem da IFFT          |
| $R_x$             | Coefficiente de autocorrelação            |
| $t$               | Tempo                                     |
| $m$               | Atraso da função de correlação            |
| $T$               | Período fundamental                       |
| $E(\cdot)$        | Operador valor esperado                   |
| $x$               | Sinal transmitido                         |
| $n$               | Subíndice da amostra do sinal transmitido |
| $x^*$             | Conjugado complexo do sinal transmitido   |
| $R_{xy}$          | Coefficiente de correlação cruzada        |
| $H_0$             | Hipótese zero                             |
| $s_n$             | Sinal detectado discretizado              |
| $w_n$             | Ruído gaussiano discreto                  |
| $H_1$             | Hipótese um                               |
| $N$               | Comprimento do sinal discretizado         |

|                    |   |
|--------------------|---|
| $N_{PC}$           | Comprimento em número de amostras do prefixo cíclico  |
| $N_{FFT}$          | Comprimento em número de amostras da duração da transformada rápida de Fourier                              |
| $k$                | Número da portadora que é sucessivo para toda a banda com o número 0 atribuído à portadora 0 do segmento 11 |
| $\mathcal{N}$      | Número do símbolo   |
| $K$                | Número de portadoras totais   |
| $T_s$              | Tempo de duração do símbolo OFDM  |
| $T_g$              | Tempo de duração do intervalo de guarda do símbolo OFDM   |
| $T_u$              | Tempo de duração da parte útil do símbolo OFDM  |
| $f_c$              | Frequência central do canal RF  |
| $K_c$              | Número da portadora que corresponde a frequência central do canal de RF                                     |
| $c(\mathcal{N},k)$ | Vetor complexo do sinal correspondente ao símbolo número $\mathcal{N}$ e a portadora número $k$             |
| $A$                | Posição das subportadoras piloto espalhadas   |
| $l$                | Sequência contínua de quatro símbolos OFDM  |
| $x'$               | Sequência um obtida do sinal $x$  |
| $x''$              | Sequência dois obtida do sinal $x$  |
| $F$                | Figura de ruído   |
| $P_{\text{sinal}}$ | Potência do sinal transmitido   |
| $P_{\text{ruído}}$ | Potência do ruído   |

|                       |  |
|-----------------------|--|
| $T_{\text{det}}$      | Tempo de detecção do canal   |
| $T_{\text{ad}}$       | Tempo de aquisição das amostras  |
| $T_{\text{op}}$       | Tempo de operação  |
| $Q_{\text{amostras}}$ | Número de amostras do vetor com o qual se correlaciona o sinal de referência |
| $Q_{\text{sim}}$      | Número de símbolos utilizados no sensoriamento                               |
| $C_{\text{pro}}$      | Capacidade do processador  |

# SUMÁRIO

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>INTRODUÇÃO</b>   | <b>17</b> |
| 1.1      | Justificativa . . . . .   | 18        |
| 1.2      | Estado da Arte . . . . .  | 19        |
| 1.3      | Objetivos . . . . .   | 21        |
| 1.4      | Estrutura da Dissertação . . . . .  | 22        |
| <b>2</b> | <b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>  | <b>23</b> |
| 2.1      | Principais Parâmetros do Padrão de Transmissão ISDB-T . . . . .   | 23        |
| 2.2      | Rádio Cognitivo . . . . .   | 26        |
| 2.3      | Espectro Electromagnético para Rádio Cognitivo . . . . .  | 27        |
| 2.4      | Sensoriamento Espectral . . . . .   | 28        |
| 2.4.1    | Filtro Casado . . . . .   | 29        |
| 2.4.2    | Detecção de Energia . . . . .   | 30        |
| 2.5      | <i>Feature Detection</i> . . . . .  | 31        |
| 2.5.1    | Teoria Básica de Cicloestacionariedade . . . . .  | 31        |
| 2.5.2    | Formulação do Problema e Métricas para a Avaliação de Desempe-<br>nho do Detector Cicloestacionário . . . . . | 32        |
| 2.5.3    | Detecção de Características Cicloestacionárias . . . . .  | 33        |
| <b>3</b> | <b>IMPLEMENTAÇÃO DO DETECTOR CICLOESTACIONÁRIO</b>  | <b>34</b> |
| 3.1      | USRP N200 . . . . .   | 34        |

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| 3.1.1    | GNU Radio Companion . . . . .  | 35        |
| 3.2      | Correlação Deslizante no Domínio do Tempo . . . . .  | 39        |
| 3.2.1    | Sinal ISDB-T e a Correlação Deslizante . . . . .   | 40        |
| 3.2.2    | Autocorrelação e Correlação Cruzada no Domínio do Tempo com<br>Sinais ISDB-T . . . . .           | 42        |
| 3.3      | Limiar de Comparação . . . . .   | 44        |
| 3.4      | Estimação da SNR . . . . .   | 45        |
| 3.5      | Algoritmo de Sensoriamento Implementado . . . . .  | 46        |
| 3.6      | Método de Identificação do Sinal ISDB-T . . . . .  | 47        |
| <b>4</b> | <b>RESULTADOS</b>  | <b>49</b> |
| 4.1      | Detector Cicloestacionário . . . . .   | 49        |
| 4.1.1    | Autocorrelação e Correlação Cruzada . . . . .  | 49        |
| 4.1.2    | Variação do Prefixo Cíclico . . . . .  | 51        |
| 4.1.3    | Redução de Largura de Banda para a Detecção de Sinais ISDB-T<br>para o Método Proposto . . . . . | 53        |
| 4.1.4    | Sensoriamento com Janelas de Observação Maiores . . . . .  | 56        |
| 4.2      | Comparação Autocorrelação-Detecção de Energia . . . . .  | 58        |
| 4.3      | Identificação do Sinal ISDB-T . . . . .  | 60        |
| 4.4      | Comportamento em um Canal Analógico . . . . .  | 60        |
| <b>5</b> | <b>CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS</b>   | <b>62</b> |
|          | <b>BIBLIOGRAFIA</b>  | <b>64</b> |

# CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO

Nos últimos anos o incremento de serviços e sistemas de comunicação sem fio se deu de uma forma considerável, tendo como consequência uma maior utilização das bandas do espectro e uma pequena disponibilidade para novos serviços (GOLDSMITH et al., 2009). A partir deste problema nasce a ideia de rádio cognitivo (MITOLA; MAGUIRE, 1999), uma nova forma de aproveitar o espectro com maior eficiência, na qual os usuários não licenciados (ou usuários secundários) podem se comunicar usando frequências do espectro licenciado desde que não causem interferência na comunicação dos usuários licenciados (ou usuários primários). Dados mostrados por parte da *Federal Communications Commission* (FCC) (FCC, 2002) corroboram com a existência de partes do espectro electromagnético que não são utilizadas na maior parte do tempo e que são conhecidas como espaços em branco. Na Figura 1.1 podem-se observar de forma ilustrativa estas pequenas porções mencionadas anteriormente.

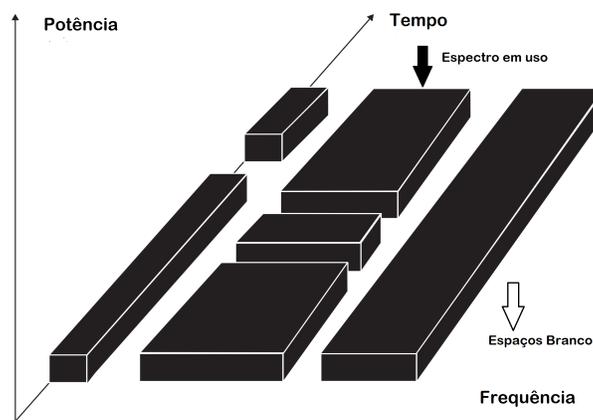


Figura 1.1: Espaços brancos no espectro

As bandas licenciadas para canais de televisão em frequência ultra alta (UHF)(do inglês: *Ultra High Frequency*) com a tecnologia de rádio cognitivo têm grande potencial para ser

uma solução de custo relativamente baixo para as redes de acesso nas regiões remotas e de baixa densidade populacional. Isto ocorre devido às ótimas condições de propagação em longas distâncias, subutilização do espectro e menor perda apresentada em relação às bandas não licenciadas de 2.4 GHz e 5 GHz (FLORES et al., 2013). Assim, o desenvolvimento e implementação de mecanismos e algoritmos de rádio cognitivo tal como o sensoriamento espectral têm se tornado objeto de pesquisa da comunidade científica internacional nos últimos anos.

O sensoriamento espectral consiste em determinar as faixas de frequências disponíveis para que um usuário não licenciado possa transmitir. Na literatura, encontram-se diversas técnicas para o sensoriamento do espectro, as principais são: detecção de energia, filtro casado e *feature detection*. A detecção de energia determina a presença do usuário primário medindo a energia do sinal recebido em uma certa faixa de frequências. Este é o método mais comum de sensoriamento do espectro em redes de rádio cognitivo. O filtro casado é um filtro linear projetado para maximizar a relação sinal-ruído (SNR) (do inglês: *Signal to Noise Ratio*) de um sinal recebido, este método é utilizado quando o usuário não licenciado tem prévio conhecimento de algumas características do sinal do usuário licenciado. *Feature detection* utiliza como referência propriedades do sinal do usuário primário para a detecção tais como portadoras pilotos, intervalos de guarda, segmentos de sincronização entre outras, as quais o usuário secundário precisa ter prévio conhecimento (WANG, 2009).

## 1.1 Justificativa

O padrão de TV digital de Serviço Integrado de Transmissão Digital Terrestre (ISDB-T) (do inglês: *Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial*) (ABNT NBR15601, 2007) é baseado na técnica de modulação Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência OFDM (do inglês: *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) em que duas características importantes que adicionam periodicidade ao sinal transmitido podem ser iden-

tificadas: (i) prefixo cíclico (PC) e (ii) portadoras pilotos. O prefixo cíclico consiste em, uma vez realizada a transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) (do inglês: *Inverse Discrete Fourier Transform*), adicionar a parte final do símbolo OFDM no começo desse símbolo com o objetivo de reduzir o efeito de interferências por múltiplos percursos na propagação do sinal transmitido. Os símbolos OFDM também contêm portadoras piloto espalhadas na frequência cujo padrão de alocação apresenta periodicidade temporal. Conseqüentemente, o sinal ISDB-T tem propriedades cicloestacionárias que podem ser aproveitadas para a sua detecção pelos usuários secundários. Esta dissertação versará sobre detecção de sinais ISDB-T a partir das suas propriedades cicloestacionárias.

## 1.2 Estado da Arte

Diversos trabalhos têm analisado o sensoriamento espectral baseado em características cicloestacionárias, grande parte deles utilizam como parâmetros de avaliação as probabilidades de detecção  $P_D$  (quando se detecta que o usuário primário está usando um canal) e probabilidade de falso alarme  $P_{FA}$  (quando se supõe que o usuário primário está transmitindo mas na verdade o canal não está sendo ocupado). De acordo com o padrão IEEE 802.22 o sensoriamento espectral para TV digital deve cumprir com os seguintes requerimentos  $P_D = 0,9$  e  $P_{FA} = 0,1$  para uma SNR = -21 dB (WORKING GROUP, 2011).

Em (PO; TAKADA, 2007), realiza-se a simulação de um segmento OFDM gerado no domínio do tempo, ao qual é aplicada a transformada rápida de Fourier (FFT) (do inglês: *Fast Fourier Transform*) para a observação das frequências cíclicas que serão utilizadas para determinar a ausência ou presença do usuário licenciado. O melhor resultado apresentado neste artigo foi para um sinal com SNR de 0 dB e uma  $P_{FA}$  de 0,01 se obteve uma  $P_D$  de 0,7 considerando um canal gaussiano.

Em (DANEV et al., 2010) e (DANEV, 2010), a partir de um sinal de TV digital sintetizado no domínio do tempo, diversas métricas de detecção foram implementadas, como por exemplo: autocorrelação, correlação cruzada, detecção de prefixo cíclico, detecção de energia e detecção baseada em portadoras espalhadas. Essas métricas são comparadas entre si e avaliadas em diversos tipos de canais, resultando em várias delas atingirem os requerimentos mínimos de acordo com o padrão IEEE 802.22.

Em (ZAHARIEV et al., 2012) a implementação de um detector cicloestacionário é feita com sinais em condições reais de propagação que foram obtidos com dois equipamentos diferentes e analisados no domínio da frequência. Mostram-se diversas métricas de comparação que podem ser implementadas no domínio da frequência e o seu impacto na determinação do limiar de comparação. Um dos melhores resultados apresentados neste artigo foi uma  $P_D$  de 0,70 com uma  $P_{FA}$  de 0,01 para sinais com SNR aproximada de 3 dB.

Em (GADDAM; GHOSH, 2010), realiza-se uma abordagem sobre o efeito do desvio de frequências no sensoriamento espectral de sinais DVB-T em condições reais de propagação e mostra-se como a correção deste desvio ajuda a melhorar o desempenho da detecção para os sinais DVB-T. Nesse artigo, um sinal de referência somente com portadoras espalhadas foi sintetizado e, posteriormente, foi correlacionado com um sinal no domínio do tempo. Neste experimento obteve-se como melhor resultado uma  $P_D$  de 0,55 e  $P_{FA}$  de 0,001 para um sinal com SNR de  $-20$  dB.

Em (SONG; HARADA, 2012), realiza-se uma implementação prática baseada em rádio definido por software para transmitir sinais ISDB-T, com uma análise no domínio do tempo. Oito símbolos OFDM correspondentes ao segmento central do sinal ISDB-T são gerados e transmitidos; um sinal de referência composto por apenas quatro símbolos é gerado contendo somente as portadoras espalhadas na frequência. O valor pico da correlação entre os dois sinais é comparado com um limiar predeterminado visando identificar

a presença do sinal ISDB-T. O desempenho da detecção é avaliado em diversos tipos de canais, obtendo-se como melhor resultado uma  $P_D$  de 0,65 para uma SNR de  $-20$  dB para uma  $P_{FA}$  de 0,001.

Tabela 1.1: Comparação de resultados do estado da arte

| Referência                           | Domínio    | Cenário                      | SNR(dB) | $P_D$ | $P_{FA}$        |
|--------------------------------------|------------|------------------------------|---------|-------|-----------------|
| (PO; TAKADA, 2007)                   | Frequência | Canal gaussiano              | 0 dB    | 0,7   | 0,01            |
| (DANEV et al., 2010) / (DANEV, 2010) | Tempo      | Diversos canais              | -21 dB  | 1     | 0,01 0,05 e 0,1 |
| (GADDAM; GHOSH, 2010)                | Tempo      | Condições de propagação real | -20 dB  | 0,55  | 0,001           |
| (ZAHARIEV et al., 2012)              | Frequência | Condições de propagação real | 3 dB    | 0,7   | 0,01            |
| (SONG; HARADA, 2012)                 | Tempo      | Diversos canais              | -20 dB  | 0,65  | 0,001           |

Devido ao observado no estado da arte, cujo resumo é apresentado na Tabela 1.1, exibe-se a detecção de características cicloestacionárias como um forte candidato para o sensoriamento espectral em redes de rádio cognitivo e considerando a cicloestacionariedade que apresenta o usuário primário (ISDB-T) torna-se interessante a implementação deste método. Portanto, neste trabalho realiza-se a implementação de um método de sensoriamento espectral baseado em características cicloestacionárias fazendo uso da correlação no domínio do tempo de sinais ISDB-T. Serão considerados sinais de emisoras de TV digital em ambiente real de propagação recebidos com a utilização de um rádio definido por software. Demonstrando que o método proposto pode atingir os requerimentos mínimos estipulados pela norma IEEE 802.22. Considerando um cenário com múltiplos usuários licenciados, a troca de frequência com novo sensoriamento, só ocorre se um usuário licenciado é detectado. Porém, além de realizar o sensoriamento espectral, o usuário não licenciado deve ser capaz de identificar o usuário licenciado. Por esse motivo, propõe-se um método para a identificação do sinal ISDB-T.

### 1.3 Objetivos

O objetivo geral desta dissertação será:

- A detecção e identificação de sinais ISDB-T em ambiente real de propagação por meio de mecanismos de sensoriamento espectral baseados em cicloestacionariedade.

Os objetivos específicos desta serão :

- Implementação de algoritmo de detecção de características cicloestacionárias.
- Estimação da probabilidade de detecção do sinal ISDB-T para diferentes valores de SNR .
- Estimação da probabilidade de identificação do sinal ISDB-T para diferentes valores de SNR.
- Avaliação do desempenho do detector por meio de curvas de características de operação do receptor (ROC) (do inglês: *Receiver Operating Characteristic*).

## 1.4 Estrutura da Dissertação

O restante da dissertação está organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica que consiste na menção de algumas características do sistema ISDB-T úteis para a detecção, as definições de rádio cognitivo, sensoriamento espectral e a formulação do problema e métricas para a avaliação do método proposto. No Capítulo 3 é apresentada a implementação do método de detecção proposto e mostra-se os materiais utilizados durante o processo de experimentação. No Capítulo 4 são apresentados os resultados dos experimentos realizados bem como comparações de desempenho com relação à detecção de energia e por último no Capítulo 5 são colocadas as conclusões do trabalho realizado.

## CAPÍTULO 2

### FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

#### 2.1 Principais Parâmetros do Padrão de Transmissão ISDB-T

ISDB-T é o padrão de TV digital desenvolvido no Japão e posteriormente adotado no Brasil com algumas modificações sob o nome de ISDB-T<sub>b</sub> sendo atualmente utilizado por quase todos os países de América Latina. O ISDB-T<sub>b</sub> utiliza o sistema de modulação conhecido como Transmissão em Banda Segmentada-Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência (BST-OFDM) (do inglês: *Band-Segmented Transmission Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) cujas características estão definidas na norma NBR 15601:2007 (ABNT NBR15601, 2007) disponibilizada pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT). O canal de comunicação com largura de banda de 6 Mhz está dividido em 14 partes, 13 partes são segmentos OFDM de 428,572 KHz de largura de banda e a parte restante se utiliza como intervalo de guarda entres os canais adjacentes conforme mostrado na Figura 2.1. O segmento 0 deve estar posicionado obrigatoriamente no centro da banda do canal e os demais segmentos são alocados de forma alternada à direita e à esquerda do segmento central.

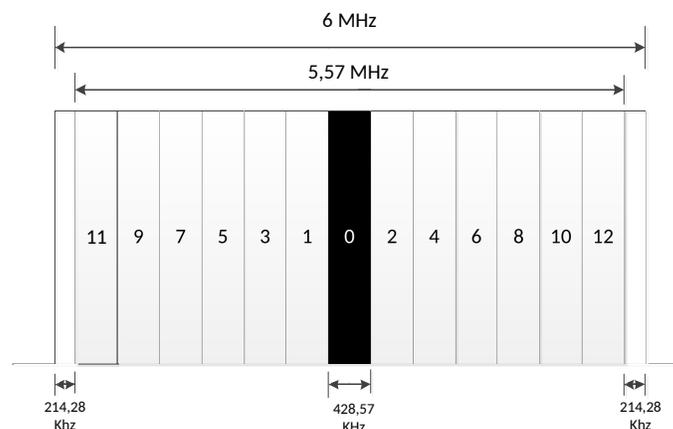


Figura 2.1: Banda segmentada BST-OFDM para TV digital.

O sistema ISDB-T possui três modos de transmissão do sinal: modo 1 (2K), modo 2 (4K) e modo 3 (8K). Estes são conhecidos desta forma e devem seus nomes ao número de pontos da FFT que precisam-se para criar o sinal transmitido. A principal diferença entre eles é o número de subportadoras ativas em cada um deles como se pode observar na Tabela 2.2. Dentre as subportadoras se encontram quatro tipos diferentes de pilotos: subportadoras pilotos contínuos, subportadoras pilotos para transmissão e controle de configuração de multiplexação (TMCC), (do inglês: *Transmission and Multiplexing Configuration Control*), canal auxiliar e subportadoras pilotos espalhadas. As subportadoras pilotos contínuas são usadas na modulação diferencial do segmento OFDM, estas subportadoras devem estar alocadas obrigatoriamente ao início de cada símbolo OFDM, enquanto na modulação síncrona deve colocar-se ao final do quadro OFDM para fins de sincronização. As subportadoras TMCC são utilizadas para o controle da transmissão e multiplexação do sinal, enquanto, o canal auxiliar é encarregado de transportar informação adicional para o controle de transmissão. Por último, as subportadoras piloto espalhadas são alocadas cada 12 subportadoras na duração de um símbolo OFDM, estas sofrem um desvio de três subportadoras em cada símbolo OFDM consecutivo. O padrão de repetição se apresenta a cada quatro símbolos até completar o quadro OFDM assim como se observa na Figura 2.2.

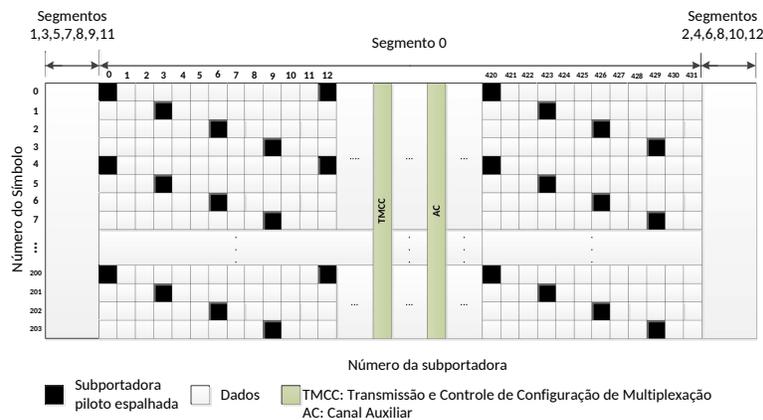


Figura 2.2: Alocação de portadoras espalhadas em um segmento OFDM no sinal ISDB-T.

Fonte: O autor.

Na Tabela 2.1, observam-se os tempos de duração dos símbolos OFDM segundo o modo e prefixo cíclico, estes são valores úteis de conhecer no momento de calcular o número de amostras correspondente a cada símbolo.

Tabela 2.1: Tempo de duração de símbolos OFDM no sinal ISDB-T

|                                |  |               |                |                 |                            |
|--------------------------------|--|---------------|----------------|-----------------|----------------------------|
| Duração do símbolo útil        | 252 $\mu s$<br>504 $\mu s$<br>1008 $\mu s$ |               |                |                 | modo 1<br>modo 2<br>modo 3 |
| Prefixo Cíclico                | 1/4  | 1/8           | 1/16           | 1/32            | -                          |
| Duração do intervalo de guarda | 63 $\mu s$                                 | 31,5 $\mu s$  | 15,75 $\mu s$  | 7,875 $\mu s$   | modo 1                     |
|                                | 126 $\mu s$                                | 63 $\mu s$    | 31,5 $\mu s$   | 15,75 $\mu s$   | modo 2                     |
|                                | 252 $\mu s$                                | 126 $\mu s$   | 63 $\mu s$     | 31,5 $\mu s$    | modo 3                     |
| Duração total dos símbolos     | 315 $\mu s$                                | 283,5 $\mu s$ | 267,75 $\mu s$ | 259,875 $\mu s$ | modo 1                     |
|                                | 628 $\mu s$                                | 565 $\mu s$   | 533,5 $\mu s$  | 517,75 $\mu s$  | modo 2                     |
|                                | 1260 $\mu s$                               | 1134 $\mu s$  | 1071 $\mu s$   | 1039 $\mu s$    | modo 3                     |

Outros parâmetros de importância do sinal ISDB-T são mostrados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Outros parâmetros ISDB-T

|   |  |  |
|---|--|--|
| 1 | Número de segmentos                              | 13   |
| 2 | Largura do segmento                              | 428,57 kHz   |
| 3 | Banda Ocupada                                    | 5,575 MHz (modo 1)<br>5,573 MHz (modo 2)<br>5,572 MHz (modo 3)                                 |
| 4 | Número de portadoras/subportadoras por segmentos | 1405—108 (modo 1)<br>2809—216 (modo 2)<br>5617—432 (modo 3)                                    |
| 5 | Tipo de modulação                                | DQPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM  |
| 6 | Espaçamento de subportadoras                     | 3,968 kHz (modo 1)<br>1,984 kHz (modo 2)<br>0,992 kHz (modo 3)                                 |
| 7 | Duração do quadro de transmissão                 | 204 símbolos OFDM  |
| 8 | Codificação de canal                             | Código convolucional, taxa = 1/2 com 64 estados<br>Puncionado para as taxas 2/3, 3/4, 5/6, 7/8 |
| 9 | Frequência de amostragem da IFFT                 | 8,126 MHz  |

Dada à importância de obter amostras de sinais ISDB-T é importante esclarecer a determinação do valor frequência de amostragem da transformada inversa rápida de Fourier (IFFT) (do inglês: *Inverse Fast Fourier Transform*) que apresenta-se na Tabela 2.2. Primeiro, considerando o espaçamento entre subportadoras ( $\Delta f$ ) é possível determinar a duração útil do símbolo OFDM ( $T_u$ ), por exemplo, no caso do modo 1 de transmissão do

sinal ISDB-T,  $\Delta f$  tem o valor de 3,968 kHz, portanto  $T_u = \frac{1}{\Delta f} = 252 \mu s$ . Considerando que o modo 1 consta de 1405 subportadoras ativas o número de pontos utilizados para realizar a IFFT é  $2^{11}$ . Isto levaria que a frequência de amostragem necessária para a IFFT ( $f_{\text{IFFT}}$ ) será  $f_{\text{IFFT}} = \frac{2^{11}}{252 \mu s} = 8,126 \text{ MHz}$ . O valor obtido para a frequência de amostragem da IFFT do sinal ISDB-T para o modo 1 é igual tanto para o modo 2 quanto o modo 3.

## 2.2 Rádio Cognitivo

O termo rádio cognitivo foi proposto por Mitola (MITOLA; MAGUIRE, 1999) baseado na necessidade de que a mudança de parâmetros dos rádios definidos por software sejam de forma inteligente e flexível. Haykin (HAYKIN, 2005) define, o rádio cognitivo como um sistema de comunicação sem fio inteligente que pretende melhorar a utilização do espectro electromagnético, além de proporcionar uma comunicação altamente confiável em qualquer momento e lugar.

São três os protocolos de comunicação para rádio cognitivo mais conhecidos: *underlay*, *overlay* e *interweave* (GOLDSMITH et al., 2009) (SRINIVASA; JAFAR, 2006). Em todos estes paradigmas a preocupação principal é que o usuário não licenciado não interfira com o usuário licenciado. Dos paradigmas antes mencionados, no esquema *underlay* impõe-se severas restrições na potência de transmissão dos usuários não licenciados, tal que, ao interagir com os usuários licenciados, a interferência provocada pelos usuários não licenciados deve-se manter por debaixo de um limiar estabelecido. No esquema *overlay* os usuários não licenciados utilizam parte dos recursos para ajudar nas comunicações do usuários primários. Segundo este paradigma, é preciso que os usuários não licenciados possuam informação dos esquemas de codificação do usuário primário. O protocolo *interweave* é baseado no acesso oportunístico, sendo esta a motivação inicial para as pesquisas com rádio cognitivo. Os usuários não licenciados exploram parte do espectro que está temporariamente desocupada pelos usuários licenciados, caso um usuário licenciado

comece a transmitir, o usuário não licenciado deve desocupar esta frequência e realizar um novo sensoriamento do espectro. Este paradigma foi a ideia inicial do rádio cognitivo e é aqui a razão principal deste projeto, por conseguinte, neste esquema os usuários não licenciados devem ser capazes de identificar os espaços em branco do espectro por esse motivo é importante o sensoriamento espectral.

## 2.3 Espectro Electromagnético para Rádio Cognitivo

Em sistemas de comunicação sem fio, o espectro electromagnético tem um papel fundamental para o desenvolvimento das tecnologias. Isso deve-se a que as faixas de frequências precisam apresentar condições ótimas para a propagação das ondas de radiofrequência. O rádio cognitivo poderia usar qualquer banda de frequências do espectro electromagnético, mas nem todas as faixas de frequências apresentam condições ótimas para a propagação e nem toda faixa é adequada para as exigências dos sistemas de telecomunicação sem fio atuais (CORDEIRO et al., 2005).

As faixas de frequência de grande interesse encontram-se abaixo de 3 GHz, pois apresentam uma propagação com facilidade em presença de obstáculos, uma maior robustez ao ruído e não é necessário ter uma linha de visada direta. No Brasil, a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) é o órgão responsável por regular o espectro electromagnético. Na Tabela 2.3, pode-se observar a distribuição do espectro electromagnético e quais aplicações funcionam em cada banda deste espectro.

Tabela 2.3: Bandas de frequência

| Nome                          | Sigla | Banda ITU | Frequência     | Utilização   |
|-------------------------------|-------|-----------|----------------|--|
| Frequência Extremamente Baixa | ELF   | 1         | 3 a 30 Hz      | Comunicações com submarinos                        |
| Frequência Super Baixa        | SLF   | 2         | 30 a 300 Hz    | Comunicações com submarinos                        |
| Frequência Ultra Baixa        | ULF   | 3         | 300 a 3000 Hz  | Comunicações dentro de minas                       |
| Frequência Muito Baixa        | VLF   | 4         | 3 a 30 KHz     | Comunicações submarinas                            |
| Frequência Baixa              | LF    | 5         | 30 a 300 KHz   | Ondas longas radiodifusão AM                       |
| Frequência Média              | MF    | 6         | 300 a 3000 KHz | Radiodifusão Ondas Médias AM                       |
| Frequência Alta               | HF    | 7         | 3 a 30 MHz     | Rádio Amadores                                     |
| Frequência Muito Alta         | VHF   | 8         | 30 a 300 MHz   | Radiodifusão FM, TV                                |
| Frequência Ultra Alta         | UHF   | 9         | 300 a 3000 MHz | TV, Fornos de Micro-ondas, Redes LAN, Redes Móveis |
| Frequência Super Alta         | SHF   | 10        | 3 a 30 GHz     | Redes LAN, Dispositivos de Micro-ondas             |
| Frequência Extremamente Alta  | EHF   | 11        | 30 a 300 GHz   | Links de Micro-ondas                               |

Alguns padrões de rádio cognitivo têm sido propostos para a banda da televisão (54-862 MHz), por exemplo o padrão IEEE 802.22 que aproveita os espaços brancos do espectro disponível usando tecnologia de rádio cognitivo para o uso em redes sem fio de área regional (WRAN)(do inglês: *Wireless Regional Area Network*). No Brasil, os canais de TV estão distribuídos entre as bandas frequência muito alta (VHF) (do inglês: *Very High Frequency*) e UHF. A Tabela 2.4 apresenta a sua distribuição nas bandas e sua ocupação em canais.

Tabela 2.4: Bandas para TV

| Banda | Faixa UIT | Frequência    | Canais |
|-------|-----------|---------------|--------|
| VHF   | 8         | 54-72 MHz     | 2-4    |
| VHF   | 8         | 76 -88 MHz    | 5-6    |
| VHF   | 8         | 174-216 MHz   | 7-13   |
| UHF   | 9         | 470 - 608 Mhz | 14-36  |
| UHF   | 9         | 614 - 806 MHz | 38-69  |

A banda de frequências UHF torna-se importante devido às condições de propagação que apresenta. Também cabe mencionar que para os objetivos de detectar e identificar sinais ISDB-T nessa banda são encontrados diversos canais de TV com dito padrão.

## 2.4 Sensoriamento Espectral

O IEEE 802.22 é um padrão desenvolvido para as WRAN que operarão nos espaços em brancos no espectro e proverá uma nova solução aos atuais problemas de espectro limitado. No entanto, antes de poder utilizar essas frequências que não estão sendo usadas deve-se confirmar a disponibilidade do canal, através do sensoriamento espectral.

O sensoriamento espectral consiste em fazer constantes verificações das frequências do espectro electromagnético e notificar a disponibilidade espectral para ser usado pela WRAN (STEVENSON et al., 2009). O sensoriamento é requerido para televisão analógica, televisão digital e microfones sem fio, para cada um destes sistemas deve-se cumprir com

requerimentos de tempo para a seleção dinâmica de frequências, com o objetivo de proteger as transmissões do usuário licenciado. Alguns destes requerimentos são apresentados na Tabela 2.5 (CORDEIRO et al., 2007) (WORKING GROUP, 2011).

Tabela 2.5: Requerimentos mínimos para a seleção dinâmica de frequências

| Requerimentos           | TV Analógica | TV Digital | Microfones Sem Fio |
|-------------------------|--------------|------------|--------------------|
| Tempo detecção do Canal | $\leq 2$ s   | $\leq 2$ s | $\leq 2$ s         |
| Largura do Canal        | 6 MHz        | 6 MHz      | 200 KHz            |
| $P_D$                   | 0.9          | 0.9        | 0.9                |
| $P_{FA}$                | 0.1          | 0.1        | 0.1                |
| SNR Requerida           | 1 dB         | -21 dB     | -12 dB             |

O tempo que o usuário licenciado pode suportar interferência antes do que os sistemas IEEE 802.22 possa detectá-la é dado pela métrica de detecção do canal, a SNR requerida é a o valor de SNR mínima que devem-se cumprir com as probabilidades de detecção e de falso alarme estipuladas pelo padrão IEEE 802.22. Este mesmo não define, nem especifica alguma técnica de sensoriamento para atingir os valores mencionados na Tabela 2.5. Nos seguintes tópicos deste capítulo se fará um resumo sobre as principais técnicas de sensoriamento do espectro.

### 2.4.1 Filtro Casado

Neste esquema o usuário não licenciado possui o conhecimento total sobre o sinal transmitido, por exemplo, os tipos de modulações que são utilizados. O usuário não licenciado demodula o sinal e assim detecta a presença do usuário licenciado. Segundo (PROAKIS, 2000), esta é a forma ótima de detecção de um usuário licenciado. No entanto, sua complexidade de implementação e consumo de energia é alta, porque o filtro adaptado precisa de receptores para todos os tipos de sinais e algoritmos de receptor correspondentes a serem executados. Além disso, o filtro casado precisa do conhecimento perfeito do sinal do usuário primário, como a frequência de operação, largura de banda, tipo de modulação, forma de pulso, formato de pacote, entre outras características que é quase impossível em

muitos casos. Se informações erradas forem usadas para a filtragem correspondente, o desempenho de detecção será muito degradado (CABRIC et al., 2004).

## 2.4.2 Detecção de Energia

Este método possui uma baixa complexidade de implementação (CABRIC et al., 2004) e não precisa de conhecimento sobre o sinal transmitido, sendo este o método mais genérico dentro das técnicas de sensoreamento espectral (URKOWITZ, 1967)(QUAN et al., 2008). O método de detecção de energia se baseia em uma ideia bem simples; consiste em comparar a energia do sinal com um limiar que determina a ausência ou presença. Este método faz apenas a detecção, ele não identifica o tipo de sinal. A detecção de energia pode ser realizada tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência como se observa na Figura 2.3.

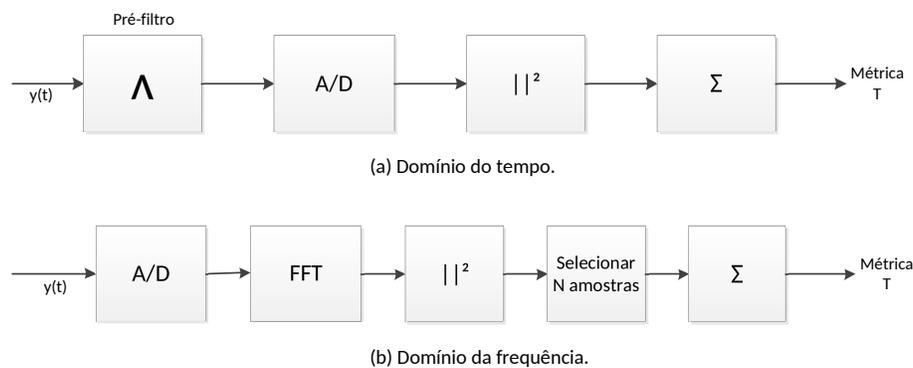


Figura 2.3: Diagramas de blocos para implementações de detecção de energia para o (a) domínio do tempo e o (b) domínio da frequência.

Este método apresenta algumas desvantagens uma das principais é que a determinação do limiar depende do nível de ruído no canal. Outra desvantagem que apresenta a detecção de energia é a não identificação do sinal transmitido.

## 2.5 *Feature Detection*

Este método consiste no aproveitamento de alguma característica que possua o sinal que deseja-se detectar. Neste caso é sabido que o usuário primário (sinal ISDB-T) do espectro que pretende-se utilizar para as redes de rádio cognitivo apresenta cicloestacionariedade. Esta cicloestacionariedade é dada pela periodicidade que apresentam as subportadoras piloto espalhadas assim como se mencionou na Sec. 2.1.

### 2.5.1 Teoria Básica de Cicloestacionariedade

A função de densidade de probabilidade (PDF)(do inglês: Probability Density Function) de sinais com natureza estacionária não varia ao longo do tempo ou espaço. Como consequência a variância e a média destes sinais permanecem constantes em ambos domínios. A maioria dos sinais sintetizados, ou seja feitos pelo homem, apresentam uma média e uma autocorrelação definida por um período de tempo. A periodicidade que apresentam estes sinais se deve ao fato da inclusão de portadoras, intervalos de guarda, trens de pulsos e outras características que modificam o estado do sinal, que usualmente é estacionário (GARDNER, 1994). Analiticamente, a periodicidade da função de autocorrelação  $R_x$  do sinal pode ser representada como:

$$R_x(t,m) = R_x(t + T,m), \quad (2.1)$$

onde  $t$  representa o tempo,  $m$  é o atraso da função de autocorrelação e  $T$  é o período fundamental (É um período de tempo que as condições de cicloestacionariedade são cumpridas). No domínio discreto, a periodicidade da função de autocorrelação pode ser escrita como (STOICA, 2005):

$$R_{xx}(m) = E[x_{n+m} \cdot x_n^*] = E[x_n \cdot x_{n-m}^*], \quad (2.2)$$

onde  $E(\cdot)$  é o operador valor esperado,  $x$  é uma amostra do sinal,  $m$  é o atraso,  $n$  é o subíndice da amostra do sinal transmitido e  $x^*$  é o conjugado complexo de uma amostra do sinal.

A correlação entre dois sinais diferentes é chamada de correlação cruzada (CC)  $R_{xy}$ . Analiticamente considera-se:

$$R_{xy}(t,m) = R_{xy}(t + T,m), \quad (2.3)$$

de forma discreta pode-se expressar como:

$$R_{xy}(m) = E[x_{n+m} \cdot y_n^*] = E[x_n \cdot y_{n-m}^*]. \quad (2.4)$$

## 2.5.2 Formulação do Problema e Métricas para a Avaliação de Desempenho do Detector Cicloestacionário

Dado um canal sob observação, existem dois possíveis cenários: a presença ou não presença do usuário primário. Isto pode ser representado pelas seguintes hipóteses binárias:

$$\begin{aligned} H_0 : s_n &= w_n, & n &= 0,1,\dots,N-1, \\ H_1 : s_n &= x_n + w_n, & n &= 0,1,\dots,N-1., \end{aligned} \quad (2.5)$$

onde  $H_0$  é a hipótese do sinal detectado  $s_n$  ser somente ruído branco gaussiano  $w_n$  e  $H_1$  representa que no sinal detectado está presente o sinal transmitido  $x$  e  $N$  é o comprimento do sinal discretizado.

Usualmente, o desempenho de um detector pode ser avaliado por duas variáveis a partir das probabilidades de detecção e falso alarme dadas por:

$$\begin{aligned} P_D &: \text{prob} \{M > \lambda | H_1\}, \\ P_{FA} &: \text{prob} \{M > \lambda | H_0\}, \end{aligned} \quad (2.6)$$

onde  $M$  é a métrica de detecção do sinal recebido e  $\lambda$  o limiar baseado na  $P_{FA}$ .

### 2.5.3 Detecção de Características Cicloestacionárias

Todo processo que apresenta média e função de autocorrelação (AC) periódica, é tido como cicloestacionário (GARDNER, 1994). Este método é utilizado quando não se tem conhecimento prévio do sinal transmitido mas se conhecem algumas de suas características (AXELL et al., 2010). Para a detecção do sinal utiliza-se a função de correlação. Na Figura 2.4, observam-se os diagramas de blocos para a implementação básica do detector de características cicloestacionárias nos domínios do tempo e frequência.

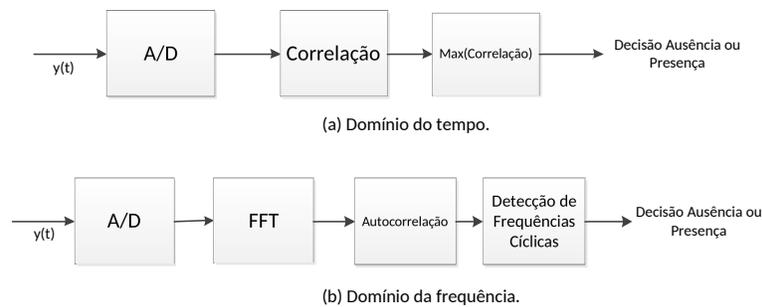


Figura 2.4: Diagramas de blocos para implementações de detecção de características cicloestacionárias para os (a) domínios do tempo e o (b) domínio da frequência.

As principais vantagens que apresenta o método de características cicloestacionárias são: a robustez ao ruído e interferências, além de ter a possibilidade de identificação do sinal transmitido. Por outro lado, a maior desvantagem que apresenta é o número de operações que tem que realizar, isto dificulta a obtenção de um sensoriamento de baixa latência.

## CAPÍTULO 3

# IMPLEMENTAÇÃO DO DETECTOR CICLOESTACIONÁRIO

### 3.1 USRP N200

O processo de captação de sinais nesta dissertação foi feito através da plataforma de desenvolvimento de rádio definido por software *Universal Software Radio Peripheral* (USRP) da Ettus Research (LLC, 2012). Dentro da diversidade de equipamentos com a que conta a Ettus encontra-se o USRP N200 mostrado Figura 3.1. Este kit possui características apropriadas para os fins desta dissertação, por exemplo, uma interface de 1 Gigabit ethernet entre o rádio e o computador ou *host*, uma taxa de amostragem de 100 MHz dos conversores de analógico a digital. Possui compatibilidade com a placa de radiofrequências WBX USRP *Daughterboard*, a qual pode trabalhar na faixa dos 50-2200 MHz. Também possui a capacidade de amostrar até uma largura de banda de 40 MHz, que seria o suficiente para sensorear aproximadamente seis canais de TV.



(a) Placa de radiofrequência  
WBX USRP



(b) Rádio USRP N200

Figura 3.1: Kit USRP N200

A plataforma USRP pode ser usada em conjunto com a ferramenta de código aberto conhecida de GNU Radio para o desenvolvimento de aplicações de rádio definido por software.

### 3.1.1 GNU Radio Companion

O GNU Radio Companion é uma linguagem de programação visual de código livre para o processamento de sinais utilizando as bibliotecas do GNU Radio que por meio de blocos permite a geração diagramas de fluxo para o desenvolvimento de aplicações. Estes blocos geram código na linguagem de programação Python, mas uma das principais vantagens é que não é necessário o conhecimento desta linguagem para manipulá-lo. A Figura 3.2 mostra um exemplo de diagrama de fluxo para a captação do sinal ISDB-T.

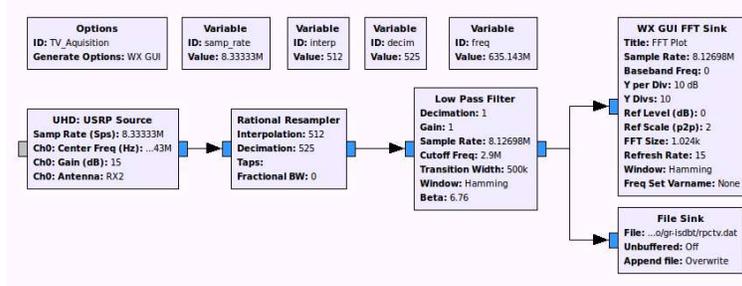


Figura 3.2: Diagrama de blocos para a amostragem do sinal ISDB-T

Neste diagrama de fluxo podem ser identificados os seguintes blocos:

**USRP Source:** Bloco de captação do sinal, cuja função é fornecer o sinal convertido em banda base com a taxa de amostragem configurada. A taxa de amostragem dos conversores dos USRP N200 é de 100 MHz, porém essa taxa deve ser reduzida a uma taxa próxima à taxa de amostragem do sinal ISDB-T sendo a taxa dos conversores dividida por um número par.

$$f_s = 100 \text{ MHz}/12 = 8,333 \text{ MHz}. \quad (3.1)$$

**Rational Resampler:** Bloco de reamostragem do sinal, cuja função é converter a taxa de amostragem do sinal para o valor utilizado de frequência de amostragem da IFFT do

sinal ISDB-T ( $f_{\text{IFFT}} = \frac{512}{63}$ ) garante a ortogonalidade entre as portadoras do sinal ISDB-T seja mantida. Para este projeto foram utilizados os fatores de interpolação de 512 e decimação de 525, sendo assim a taxa de amostragem da IFFT seja:

$$f_{\text{IFFT}} = f_s \left( \frac{512}{525} \right) = 8,126 \text{ MHz.} \quad (3.2)$$

**Low pass filter:** Bloco filtro passa baixa, cuja função é eliminar todo e qualquer sinal localizado nas bandas adjacentes ao canal selecionado. Para este projeto foi utilizado um filtro passa baixa com janelamento do tipo Hamming, frequência de corte de 2.9 MHz e largura de transição de 500 KHz. O valor da frequência de corte deste filtro foi escolhida com base na largura de banda útil do sinal ISDB-T apresentada na Tabela 2.2.

**File Sink:** Bloco de geração de arquivo, cuja função é gerar um arquivo com amostras do sinal captado para logo serem utilizadas na experimentação.

Durante o processo de implementação foram captados diversos sinais de TV digital que encontram-se na banda de frequências UHF. Na Figura 3.3 observa-se parte do espectro que é possível acessar com o USPR N200, cabe mencionar que apesar de que a placa WBX tem a capacidade de amostrar até 40 MHz de largura de banda, a capacidade é limitada pela interface ethernet, por esse motivo a máxima largura de banda de amostragem do USPR N200 com placa WBX é de aproximadamente 25 MHz.

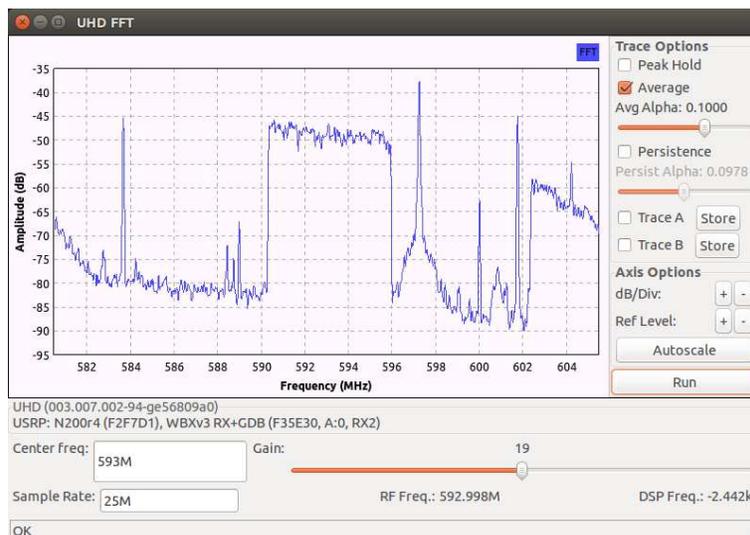


Figura 3.3: 25 MHz do espectro disponível para a implementação das WRAN

O espectro da Figura 3.3 está no centro do canal 34 que corresponde à banda de 590-596 MHz. Além disso, pode-se observar outros canais de televisão (analógicos e digitais) em frequências adjacentes e na Figura 3.4 mais uma panorâmica do espectro do canal 34 em banda base.

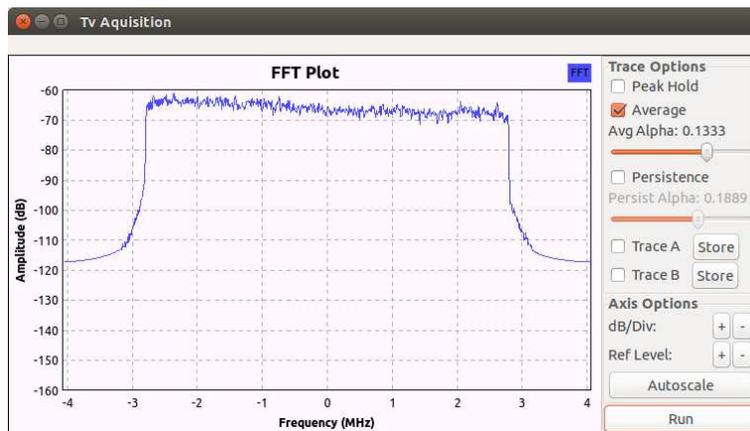


Figura 3.4: Sinal ISDB-T do canal 34

Com o objetivo de realizar a estimação da SNR do sinal ISDB-T, captou-se um sinal de ruído por meio da identificação de um canal vazio como o mostrado na Figura 3.5, foi possível determinar que o canal entre as frequências 524 – 530 MHz encontra-se desocupado.

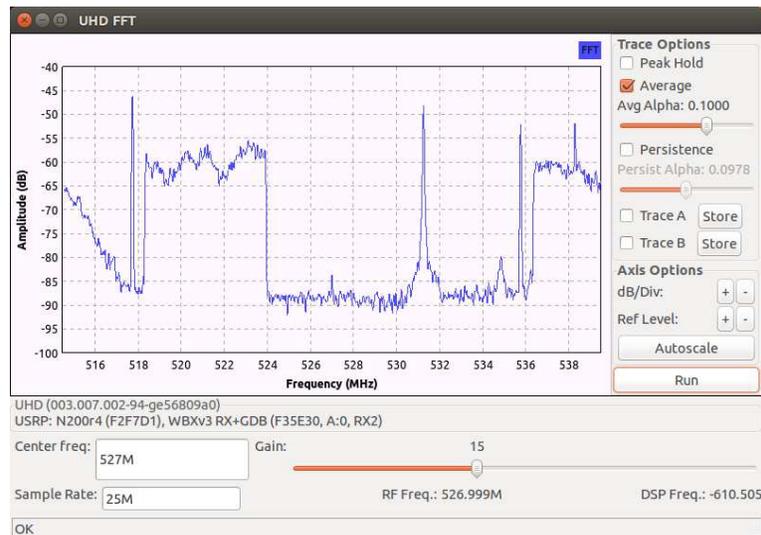


Figura 3.5: Canal vazio para captação do sinal de ruído

Também foram obtidos sinais filtrados utilizando o diagrama de blocos mostrado na Figura 3.6. Neste caso a largura de banda do filtro passa baixas é aproximadamente 10 vezes menor que no diagrama da Figura 3.2, portanto foi usado um fator de decimação de 10. A obtenção de sinais com largura de banda menor foi feita tendo em conta que, de acordo com a Figura 2.2, o padrão de repetição da portadoras espalhadas na frequência é igual para todos os segmentos do símbolo OFDM. Desta forma, as propriedades cicloestacionárias do sinal ISDB-T teoricamente poderiam ser detectadas a partir da amostragem do sinal numa largura de banda menor, o que implicaria em um número significativamente menor de amostras a serem processadas. Isto será investigado com mais detalhes no Cap. 4.

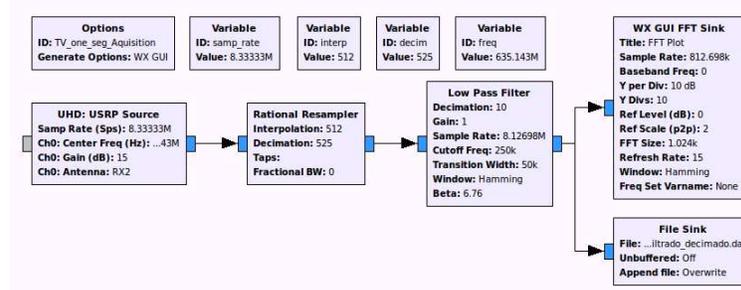


Figura 3.6: Diagrama de blocos para a captação do sinal ISDB-T filtrado

Na Figura 3.7, observa-se o sinal filtrado obtido pelo USRP N200 mediante o uso do diagrama de blocos anterior apresentado na Figura 3.6.

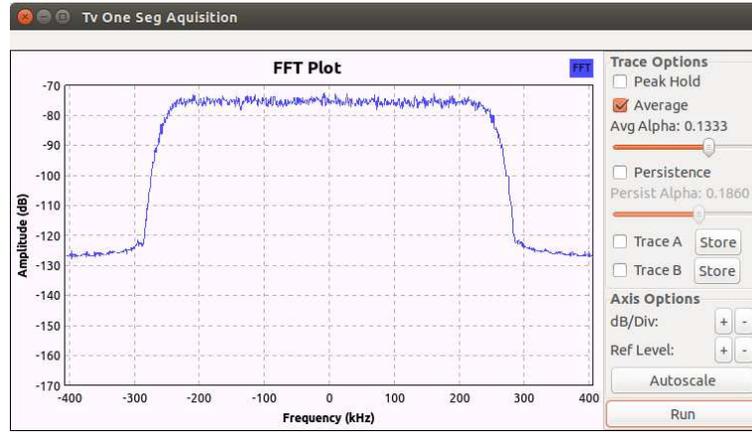


Figura 3.7: Segmento central do sinal ISDB-T

### 3.2 Correlação Deslizante no Domínio do Tempo

O sinal ISDB-T apresenta características periódicas que ajudam no processo de determinação de ausência ou presença do sinal, como o prefixo cíclico e as portadoras pilotos. A correlação deslizante de um sinal recebido com uma versão atrasada dele é dado por (GADDAM; GHOSH, 2010):

$$R_{xx}(m) = \sum_{n=m}^{m+N_{PC}-1} x(n)x^*(n + N_{FFT}), \quad (3.3)$$

onde  $N_{PC}$  é o comprimento em número de amostras do prefixo cíclico do símbolo OFDM,  $N_{FFT}$  é o comprimento em número de amostras da duração da FFT do símbolo OFDM. Esta fórmula encontra-se na literatura com o nome de *Sliding Correlation* e é utilizada geralmente em métodos de sensoriamento de características cicloestacionárias baseados em portadoras pilotos. Em (SONG; HARADA, 2012), menciona-se que estes detectores apresentaram uma maior robustez ao desvio de frequência e ao erro por sincronização mas precisam de um grande número de amostras para obter um sensoriamento robusto em SNR muito baixas.

### 3.2.1 Sinal ISDB-T e a Correlação Deslizante

Baseados na ideia proposta por (SONG; HARADA, 2012) em utilizar o sinal ISDB-T no domínio do tempo para a detecção durante o sensoriamento espectral é importante conhecer a expressão analítica na banda de radiofrequência RF que é dada por (ABNT NBR15601, 2007):

$$s(t) = \Re\{e^{j2\pi f_c t} \sum_{\mathcal{N}=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} c(\mathcal{N}, k) \Psi(\mathcal{N}, k, t)\}, \quad (3.4)$$

$$\Psi(\mathcal{N}, k, t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k-K_c}{T_u}(t-T_g-\mathcal{N}T_s)}, & \mathcal{N}T_s \leq t \leq (\mathcal{N}+1)T_s, \\ 0, & t < \mathcal{N}T_s, (\mathcal{N}+1)T_s \leq t, \end{cases} \quad (3.5)$$

onde  $k$  é o número da portadora que é sucessivo para toda a banda com o número 0 atribuído à portadora 0 do segmento 11,  $\mathcal{N}$  é o número do símbolo,  $K$  representa o número total de portadoras (modo 1: 1405, modo 2: 2809, modo 3: 5617),  $T_s$  é o tempo de duração do símbolo OFDM;  $T_g$  é o tempo de duração do intervalo de guarda;  $T_u$  é o tempo de duração da parte útil do símbolo,  $f_c$  é o centro da frequência do sinal de RF;  $K_c$  é o número da portadora que corresponde ao centro da frequência de RF (modo 1: 702, modo 2: 1404, modo 3: 2808);  $c(\mathcal{N}, k)$  é o vetor complexo do sinal correspondente ao símbolo número  $\mathcal{N}$  e à portadora número  $k$ . A frequência central para radiodifusão terrestre digital deve ser obrigatoriamente estipulada pela frequência de RF correspondente a  $K_c$  (ABNT NBR15601, 2007).

De forma similar à apresentada em (SONG; HARADA, 2012) e com o uso de (3.4) um sinal de referência foi criado com quatro símbolos OFDM contendo somente as portadoras espalhadas:

$$s_p(t) = \sum_{(l,k) \in A} c_{(l,k)} \Psi_{(l,k)}(t), \quad (3.6)$$

onde  $A$  corresponde à posição das subportadoras piloto espalhadas,  $l$  pode ser uma sequência contínua de quatro símbolos entre 0 até 203. Um outro sinal foi sintetizado

com oito símbolos OFDM contendo todas as subportadoras de dados com modulação QAM-64.

$$s_{8sim}(t) = \sum c_{(l,k)} \Psi_{(l,k)}(t), \quad k = 0,1,2,\dots,431. \quad (3.7)$$

A correlação entre estes dois sinais pode-se observar na Figura 3.8, o resultado é semelhante ao mostrado no artigo (SONG; HARADA, 2012).

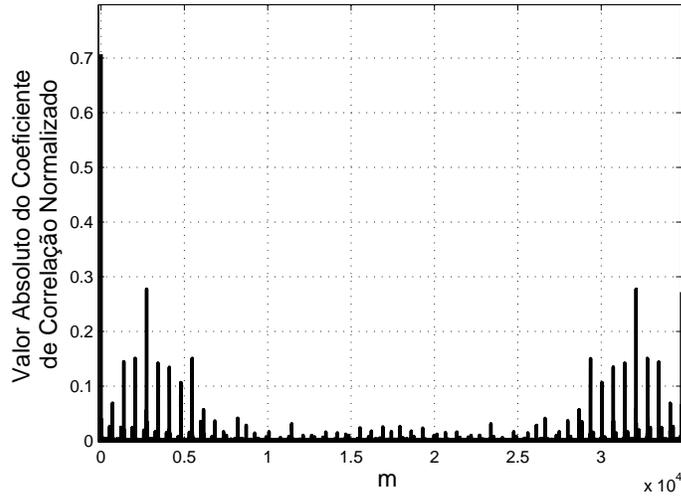


Figura 3.8: Valor absoluto da *Sliding Correlation* Normalizada entre  $s_p$  e  $s_{8sim}$

A partir deste resultado nasceu a ideia de utilizar esse mesmo sinal de referência para correlacioná-lo com um sinal captado em condições reais de propagação, porém o resultado não foi o esperado já que apresentou quase nenhuma correlação como mostra-se na Figura 3.9. O motivo principal de não ter obtido correlação entre os sinais pudesse ser que ao ter um sinal em condições reais de propagação este é afetado pelo desvio de frequência, então a alocação das subportadoras piloto espalhadas é alterado. Este problema pudesse ser corrigido tal e como menciona-se em (GADDAM; GHOSH, 2010), que com ajuda das subportadoras pilotos contínuos foi possível corrigir o desvio de frequência do sinal de TV digital. Porém, no sistema ISDB-T com modulação síncrona estas subportadoras não se encontram presentes.

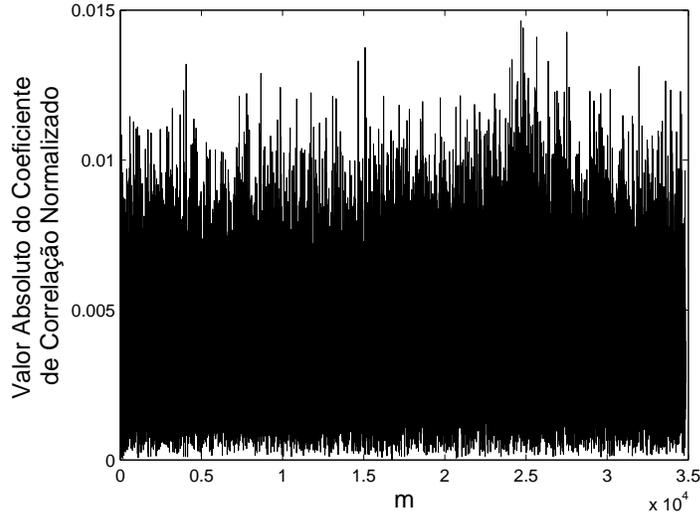


Figura 3.9: Valor absoluto do coeficiente da *Sliding Correlation* Normalizada entre  $s_p$  e um sinal ISDB-T captado

### 3.2.2 Autocorrelação e Correlação Cruzada no Domínio do Tempo com Sinais ISDB-T

Nesta subseção apresenta-se uma alternativa que foi implementada devido ao problema mostrado na subseção 3.2.1. Decidiu-se fazer uso da autocorrelação e correlação cruzada no domínio do tempo com sinais ISDB-T captados em condições reais de propagação, isto significa que tanto o sinal de referência como os símbolos correlacionados pertencem a um sinal ISDB-T captado. Para fins de implementação da autocorrelação <sup>1</sup> utilizou-se:

$$\hat{R}_{x'x''}(m) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-m-1} x'_{n+m} x''_n^*, & m \geq 0, \\ \hat{R}_{x''x'}^*(-m), & m < 0, \end{cases} \quad (3.8)$$

onde  $x'$  é a sequência um obtida do sinal  $x$  e  $x''$  é a sequência dois obtida do sinal  $x$ . Partindo dessa expressão a métrica de detecção  $M$  é:

$$M = \max |\hat{R}_{x'x''}(m - N)|, \quad m = 1, 2, \dots, 2N - 1. \quad (3.9)$$

<sup>1</sup>Na função de autocorrelação no atraso 0, ou seja,  $m=0$  é considerado energia e ao ser normalizado o valor do coeficiente de autocorrelação é  $R_x = 1$ . Porém, neste trabalho considera-se como autocorrelação a correlação entre duas sequências de um sinal de TV de uma mesma emissora, é por esse motivo que a normalização na Figura 3.10 não é um

Observa-se o resultado da métrica de detecção  $M$  na Figura 3.10 que corresponde ao coeficiente de correlação de 8 símbolos OFDM de um sinal ISDB-T captado com uma outra sequência contínua também de 8 símbolos OFDM desse mesmo sinal. A presença dos picos menores deve-se ao encaixamento de 4 símbolos e ambos alocam-se exatamente a um número de amostras de quatro símbolos com respeito ao pico máximo. O pico maior colocado no atraso em  $m = 0$  é obtido pelo encaixamento perfeito dos 8 símbolos OFDM.

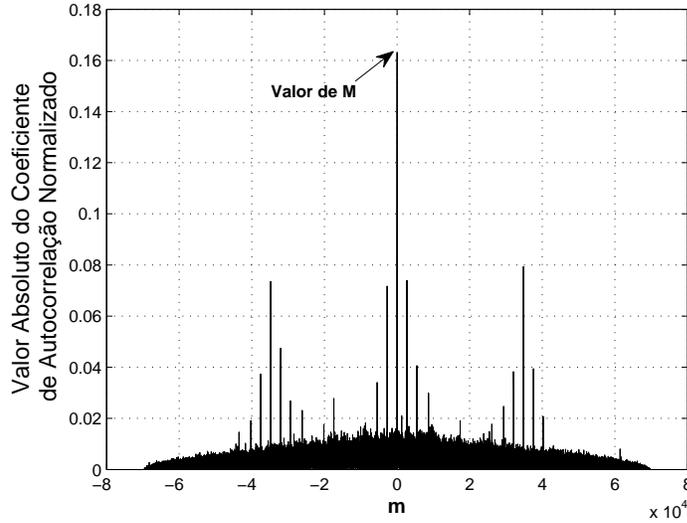


Figura 3.10: Autocorrelação de 8 símbolos OFDM de um sinal ISDB-T.

Da mesma maneira como foi implementada a autocorrelação, também foram realizados experimentos calculando a correlação cruzada entre sinais de dois canais de TV digital diferentes:

$$\hat{R}_{xy}(m) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-m-1} x_{n+m} y_n^* , & m \geq 0, \\ \hat{R}_{yx}^*(-m), & m < 0, \end{cases} \quad (3.10)$$

a métrica de detecção  $M$  é dada por:

$$M = \max |\hat{R}_{xy}(m - N)| , \quad m = 1, 2, \dots, 2N - 1 . \quad (3.11)$$

Na Figura 3.11 é apresentado o resultado da métrica de detecção para a correlação cruzada considerando oito símbolos de dois sinais de emissoras de TV digital diferentes.

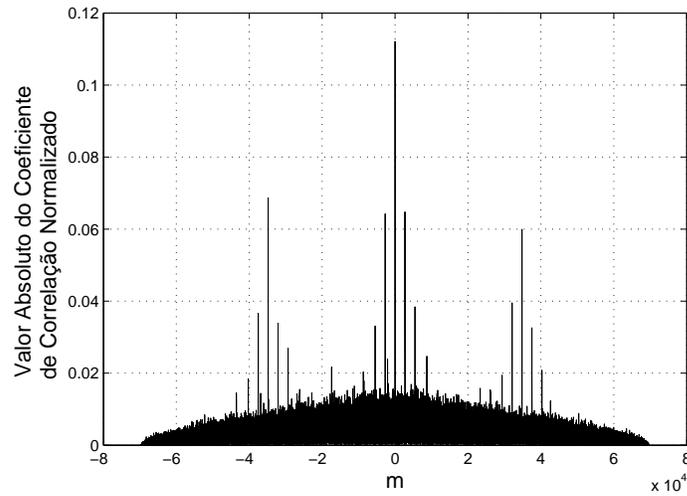


Figura 3.11: Correlação cruzada entre 8 símbolos de duas emissoras ISDB-T.

### 3.3 Limiar de Comparação

A determinação do limiar de comparação é muito importante já que este afeta diretamente o desempenho do detector. A determinação do limiar nesta dissertação foi realizada de forma empírica como menciona-se no artigo (DANEV, 2010) onde o detector é alimentado somente com sinais de ruído e logo calculada a métrica de detecção como é observado na Figura 3.12. Este valores são ordenados de forma ascendente e o limiar estimado é obtido dependendo da probabilidade de falso alarme desejada. Na Figura 3.13, mostra-se a distribuição do limiar conforme a uma probabilidade de falso alarme dada. Isto torna o cálculo do limiar em um problema de calibração dependendo da figura de ruído ( $F$ ) do dispositivo utilizado para realizar esta tarefa.

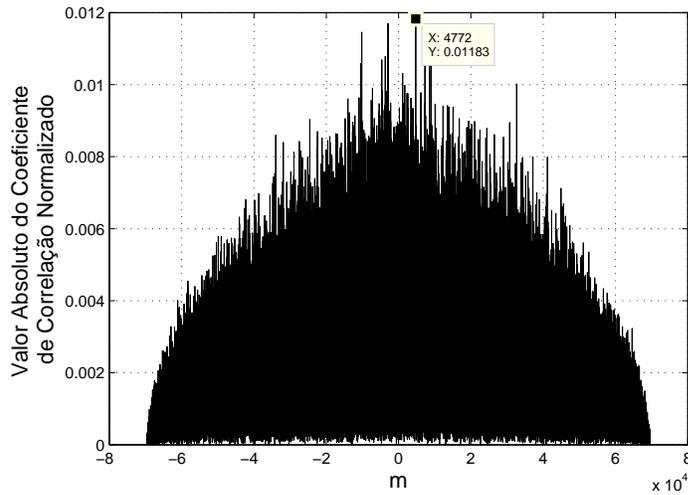


Figura 3.12: Correlação cruzada entre sinal de referência e ruído.

Cabe mencionar que com cerca de 1000 simulações são suficientes para uma estimação razoável do limiar de comparação da forma como foi implementado nesta dissertação.

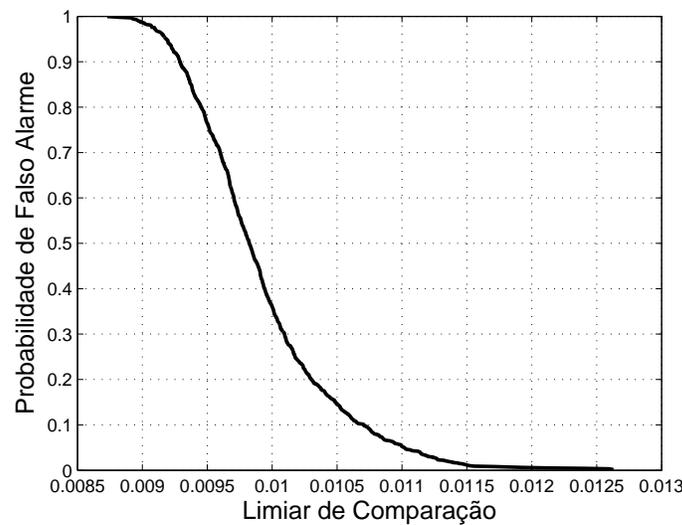


Figura 3.13: Função de distribuição acumulada do limiar de comparação utilizando um dispositivo com uma figura de ruído de 5 dB

### 3.4 Estimação da SNR

A SNR de interesse para sensoriamento espectral encontra-se em  $-21$  dB de acordo com o padrão IEEE 802.22, isso faz que estimação da SNR não seja um problema simples

de resolver. De forma similar a (BLAD et al., 2012), a SNR é estimada através dos seguintes passos:

- Captação de um sinal a uma SNR muito alta.
- Captação de um canal vazio nas mesmas condições que o sinal previamente amostrado.
- Cálculo da potencia do sinal  $P_{\text{signal}}$  e do ruído amostrados  $P_{\text{ruído}}$ .
- Cálculo da  $\text{SNR} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{\text{signal}} - P_{\text{ruído}}}{P_{\text{ruído}}} \right)$
- Adicionar ruído gaussiano ao sinal para atingir o valor de SNR desejado.

Levando-se em consideração as seguintes condições na implementação da estimação da SNR: o sinal captado a uma SNR muito alta contém seu próprio ruído e os ruídos do sinal e do canal vazio são diferentes.

### 3.5 Algoritmo de Sensoriamento Implementado

Nesta seção a implementação do método proposto é explicada de forma resumida em um fluxograma. O algoritmo que mostra-se na Figura 3.14 funciona da seguinte maneira. Deseja-se realizar o sensoriamento espectral em um canal de TV. Primeiro procede-se a captar o sinal, após, com as amostras obtidas, escolhe-se um sinal de referência que contenha 8 símbolos OFDM (Este valor pode variar em sequências de múltiplos de 4 ou seja 8,12,16,20...), tal e como é mencionado nos artigos (GADDAM; GHOSH, 2010) e (SONG; HARADA, 2012), que consideram a quantidade de oito símbolos contínuos aleatórios para realizar correlação. Os símbolos são escolhidos dessa forma devido ao padrão de repetição das subportadoras espalhadas. O sinal de referência utiliza-se para dois fins, o primeiro é para determinação do limiar de comparação e segundo para o cálculo da métrica de detecção; depois estes são comparados entre si. Então, se a métrica utilizada é maior que o limiar, determina-se que há presença do sinal, caso contrário determina-se a ausência do sinal.

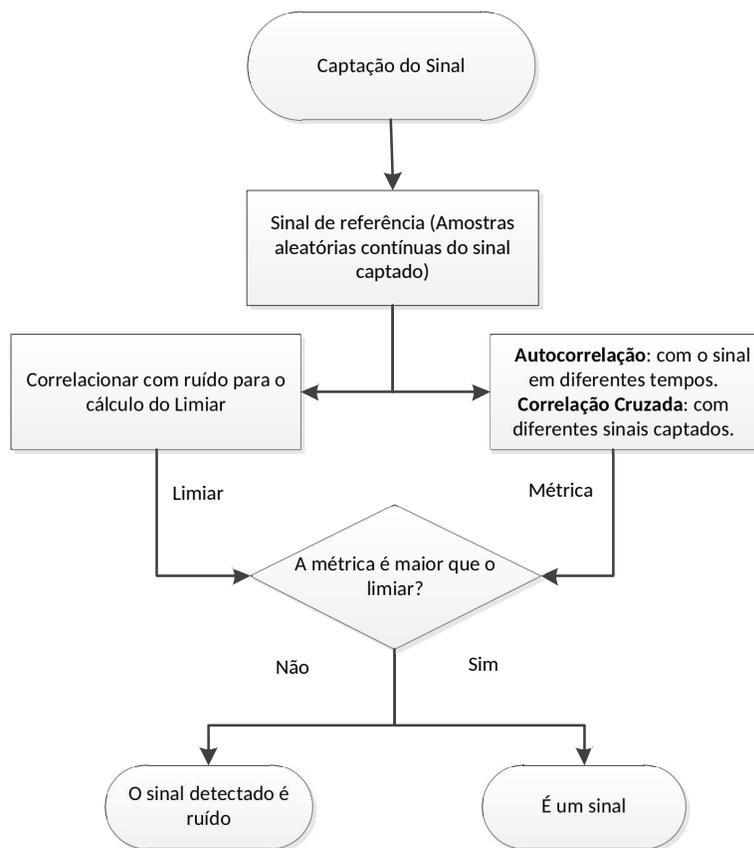


Figura 3.14: Algoritmo de sensoriamento espectral implementado

### 3.6 Método de Identificação do Sinal ISDB-T

O método de identificação proposto nesta dissertação consiste na seguinte ideia. Anteriormente mencionou-se que a métrica de detecção do método proposto é dada pelo pico máximo do valor absoluto da autocorrelação ou correlação cruzada entre sequências de símbolos OFDM, porém no resultado da correlação também podem-se observar a aparição de outros picos de correlação. A correlação apresenta uma tendência linear de aparição dos picos dependendo do número de símbolos que sejam correlacionados. Pode-se observar na Figura 3.15 onde a distância entre os picos corresponde ao número de amostras de quatro símbolos OFDM.

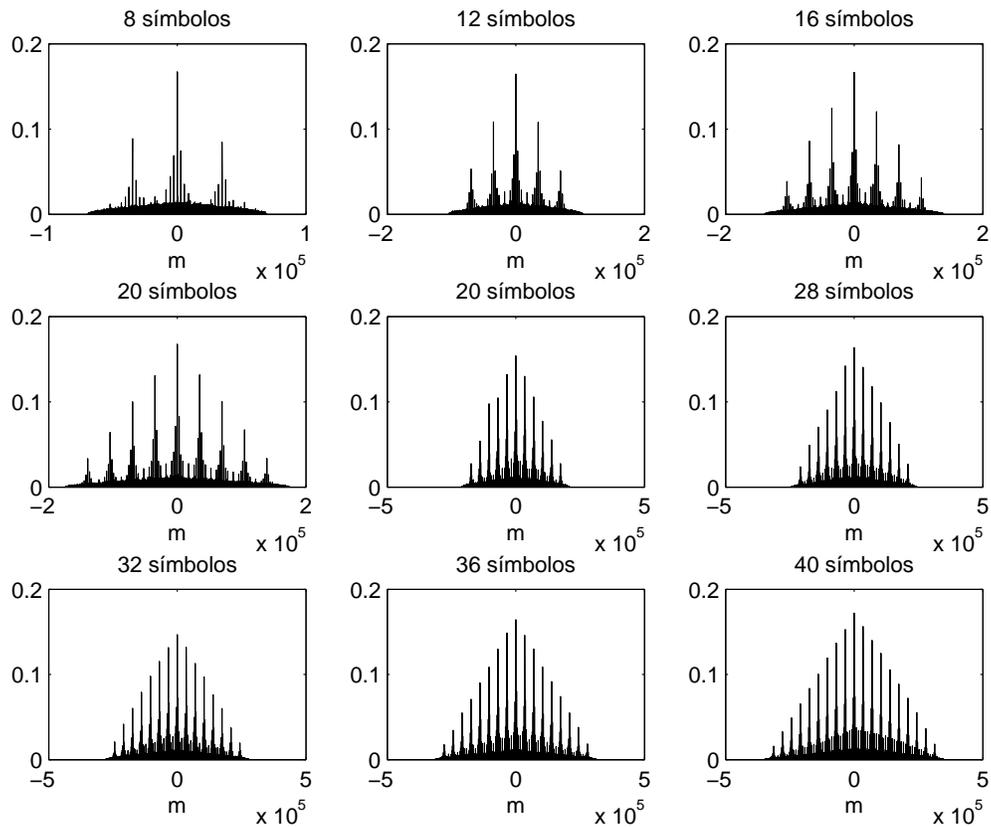


Figura 3.15: Autocorrelação de diferentes valores de símbolos OFDM

Portanto, nomeará-se de pico de identificação aos dois picos mais próximos ao pico máximo de correlação. Ambos picos de correlação serão comparados com um limiar de identificação, o qual é feito da mesma forma que o limiar de comparação para a detecção com a diferença que o limiar de identificação não depende de uma probabilidade de falso alarme, senão que será o maior valor resultante da estimação do limiar. Se pelo menos um dos picos é maior que o limiar de identificação este considera-se como um sinal ISDB-T, qualquer outro caso não é um sinal ISDB-T.

## CAPÍTULO 4

### RESULTADOS

#### 4.1 Detector Cicloestacionário

##### 4.1.1 Autocorrelação e Correlação Cruzada

O primeiro resultado apresentado neste capítulo corresponde à comparação entre as duas métricas (Autocorrelação e Correlação Cruzada) utilizadas para a detecção do sinal ISDB-T. Seguido apresenta-se alguns dos parâmetros para a execução deste cenário. Para a implementação da autocorrelação:

- **Modo de transmissão:** Modo 3 .
- **Prefixo cíclico:** 1/16.
- **Símbolos/Amostras:** 8 símbolos/69632 amostras .
- **Canal de TV utilizado:** Canal 34 .
- **Probabilidade de falso alarme:** 0.1 .

Para a implementação da correlação cruzada foram utilizados os seguintes parâmetros:

- **Modo de transmissão:** Modo 3 .
- **Prefixo cíclico:** 1/16.
- **Símbolos/Amostras:** 8 símbolos/69632 amostras .
- **Canais de TV utilizados:** Canal 34 e Canal 39.
- **Probabilidade de falso alarme:** 0.1 .

Desta maneira foram definidos os parâmetros para a obtenção dos resultados desta comparação, levando em consideração que os parâmetros modo de transmissão e prefixo

cíclico são inerentes ao sinal ISDB-T, o número de amostras utilizadas para realizar correlação depende do prefixo cíclico e duração do símbolo e a probabilidade de falso alarme é colocada considerando a probabilidade de falso alarme que cumpre com os requerimentos mínimos do pelo padrão 802.22.

Na Figura 4.1 apresentam-se os valores de probabilidade de detecção em função da SNR da autocorrelação e correlação cruzada no domínio do tempo como métrica de detecção para uma probabilidade de falso alarme de 0,1.

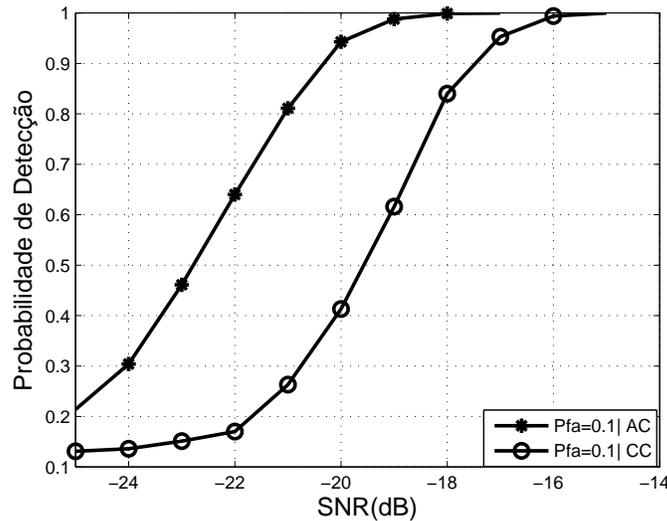


Figura 4.1: Probabilidade de detecção em função da SNR — Autocorrelação e correlação cruzada —  $P_{FA}=0.1$

Uma das considerações importantes ao observar estas curvas de estimação de probabilidades é a tendência à probabilidade de falso alarme quando a SNR vai diminuindo e quando aumenta a SNR o sensoriamento espectral torna-se mais robusto. Na seguinte análise apresentada na Figura 4.2, corresponde à observação do desempenho dos detectores de autocorrelação e correlação cruzada representado por meio de curvas ROC <sup>2</sup> para a avaliação dos detectores implementados para a SNR requerida de  $-21$  dB, nestas curvas é possível observar um melhor comportamento da autocorrelação, onde a probabilidade de detecção é de 0,8 para uma probabilidade de falso alarme de 0,1. Mesmo, que o re-

<sup>2</sup>As curvas ROC permitem observar o desempenho dos detectores para uma SNR específica

sultado obtido não cumpre com os requerimentos mínimos estipulados pela norma IEEE 802.22, os valores ficaram próximos, o qual torna interessante a utilização desta métrica. A correlação cruzada não atinge os requerimentos mínimos de acordo com o padrão IEEE 802.22 e não apresenta a robustez necessária para a SNR requerida de  $-21$  dB, mas este detector consegue atingir um sensoriamento robusto em uma SNR de  $-15$  dB como pode-se observar na Figura 4.1.

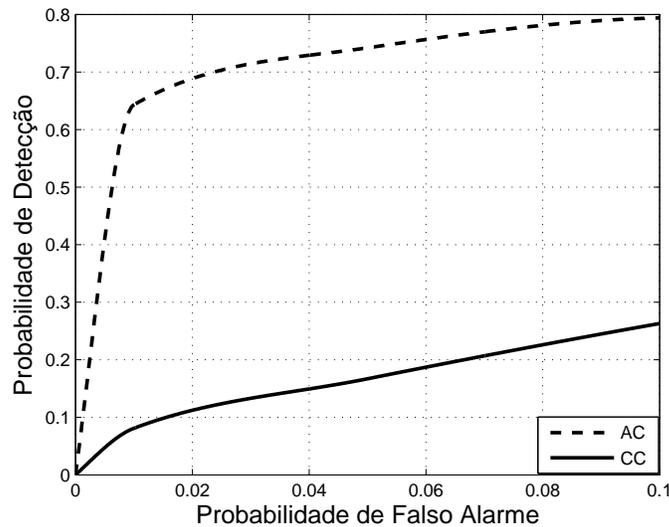


Figura 4.2: Curvas ROC comparando detecção por autocorrelação e correlação cruzada para uma SNR= $-21$  dB

### 4.1.2 Variação do Prefixo Cíclico

Como foi mencionado anteriormente, o prefixo cíclico é um dos parâmetros inerentes ao sinal ISDB-T, este possui quatro variações ( $1/4$ ,  $1/8$ ,  $1/16$  e  $1/32$ ), isto leva à consideração da possibilidade de ter sinais ISDB-T com diferentes prefixos cíclicos convivendo em uma determinada faixa de frequências (neste caso, faixa UHF). Para este experimento foram captados quatro sinais dos canais 34, 38, 39 e 41, todos eles configurados no modo 3 de transmissão, três destes canais apresentaram prefixo cíclico de  $1/16$  (34, 38 e 39), enquanto, o canal 41 apresentou um prefixo cíclico de  $1/8$ . Os parâmetros estabelecidos para obter o resultado mostrado na Figura 4.3 são:

- **Tipo de correlação:** Autocorrelação.

- **Modo de transmissão:** Modo 3 .
- **Prefixos cíclicos:** 1/8 e 1/16.
- **Símbolos/Amostras:** 8 símbolos/73728 amostras e 8 símbolos/69632 amostras .
- **Canais de TV utilizados:** Canal 41 e Canal 34.
- **Probabilidade de falso alarme:** 0.1 .

Durante o processo de aquisição de sinais não foi possível a aquisição de sinais com prefixos cíclicos de 1/4 e 1/32, foi impossível encontrar sinais no espectro para TV digital no Paraná com essas características, mas este resultado não deixa de ser relevante indicando que a utilização da autocorrelação para um sinal ISDB-T de prefixo cíclico de 1/16 obtém um 10% mais de detecções que a autocorrelação do sinal ISDB-T de prefixo cíclico 1/8, isto ajuda para prever um comportamento linear que supõe a autocorrelação com um sinal ISDB-T de prefixo cíclico 1/32 poderia obter 10% de detecções a mais que um sinal com prefixo cíclico 1/16 e um sinal de prefixo cíclico 1/4 obter 10% menos que o sinal de prefixo cíclico de 1/8, mas a não obtenção de sinais ISDB-T como estes prefixos cíclicos não permitiu a comprovação deste comportamento, isto esperar-se-ia realizar em um trabalho futuro.

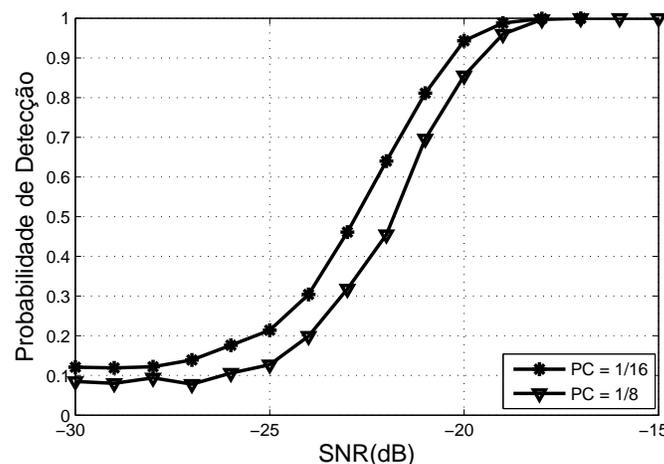


Figura 4.3: Probabilidade de detecção em função da SNR — Autocorrelação —  $P_{FA}=0,1$  — PC=1/16 e 1/8

Na Figura 4.4 é apresentado o resultado das probabilidades de detecção em função da SNR para o cenário proposto no início deste capítulo, onde assume-se um espectro local

com diversos sinais de TV com diferentes prefixos cíclicos. Estes resultados são obtidos mediante o uso da correlação cruzada que corresponde ao cenário mais cerca da realidade, a utilização da correlação cruzada representaria uma implementação mais simples, relacionada a uma menor quantidade de sinais na memória do usuário não licenciado. Porém, como pode ser observado neste resultado o uso de um sinal de referência com um prefixo cíclico diferente que do usuário primário afeta consideravelmente o desempenho do detector, no entanto, o sensoriamento espectral continua sendo robusto para SNR maiores de  $-5$  dB em todas as possibilidades que foram testadas.

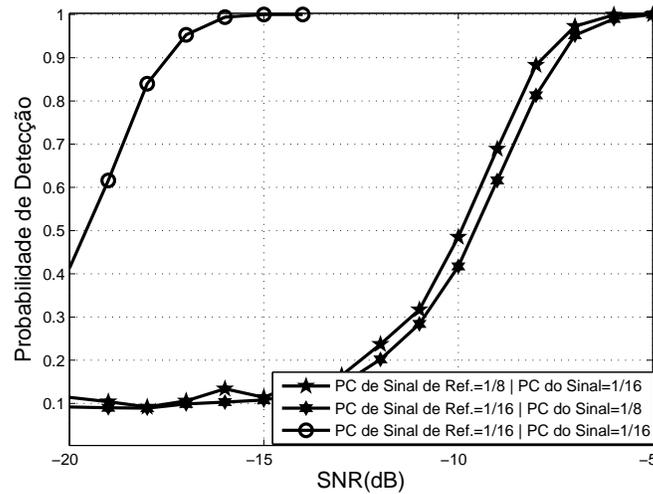


Figura 4.4: Variação do Prefixo Cíclico

### 4.1.3 Redução de Largura de Banda para a Detecção de Sinais ISDB-T para o Método Proposto

Devido às propriedades cicloestacionárias que apresenta o sinal ISDB-T o processo de sensoriamento pode ser realizado em somente um dos segmentos OFDM do sinal ISDB-T, geralmente para este tipo de cenário é utilizado apenas o segmento central.

Na Figura 4.5 observa-se os resultados obtidos através da redução da largura de banda do sinal com apenas o segmento central em comparação com sinais não filtrados. O sinal filtrado utilizado nestes resultados foram decimados em dez vezes, na Tabela 4.1, é possível

observar a relação entre número de amostras e símbolos para a obtenção destes resultados.

Os parâmetros estabelecidos para obter o resultado mostrado na Figura 4.5 são:

- **Tipo de correlação:** Autocorrelação .
- **Modo de transmissão:** Modo 3 .
- **Prefixos cíclicos:** 1/16.
- **Símbolos/Amostras:** ver Tabela 4.1.
- **Filtragem:** Sim (utilizada nas curvas 2 e 4).
- **Decimação:** 10.
- **Canal de TV utilizado:** Canal 34.
- **Probabilidade de falso alarme:** 0.1 .

Na Figura 4.5 mostra-se um dos resultados mais relevantes desta pesquisa, além de demonstrar que o método proposto torna-se mais robusto conforme ao aumento do número de símbolos, este foi o primeiro resultado que foi possível atingir os requerimentos mínimos do padrão IEEE 802.22, observado na curva 1. Mediante este resultado também é possível observar que o método utilizado apresenta um melhor desempenho ao ter um número de menor de segmentos OFDM e um número maior de símbolos que os sinais que possuem todos seus segmentos OFDM para um número equivalente de amostras, isto é observado entre as curvas 2 e 3. Por último, na curva 4 considera-se um número de amostras bem pequeno e a utilização de apenas um segmento OFDM, com o qual pode se garantir um sensoriamento de baixa latência.

Tabela 4.1: Comparação símbolos-amostras para a Figura 4.5

| Curva | Símbolos | Amostras |
|-------|----------|----------|
| 1     | 80       | 696320   |
| 2     | 80       | 69632    |
| 3     | 8        | 69632    |
| 4     | 8        | 6963     |

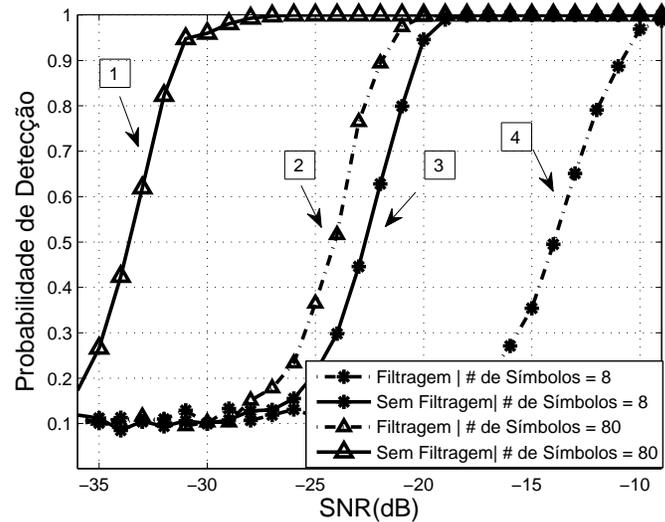


Figura 4.5: Probabilidade de detecção em função da SNR fazendo uso da filtragem

Na Figura 4.6, observa-se o desempenho do detector para uma SNR de  $-21$  dB nas diversas implementações realizadas com sinais filtrados e não filtrados. Para a curva 1, o sensoriamento espectral realizado apresenta robustez, obtendo o 100% de detecções do usuário primário. A curva 2 apresenta um desempenho menor, mas considerando um número menor de amostras que respeito à curva 1, obtém-se 97.5% de probabilidade de detecção, a curva 3 apresenta o 80% de probabilidade de detecção do usuário licenciado. Na curva 4 observa-se um desempenho não satisfatório para a SNR requerida com apenas 10% das detecções, porém este detector é o que apresenta o sensoriamento com menor latência e uma robustez até uma SNR de  $-10$  dB.

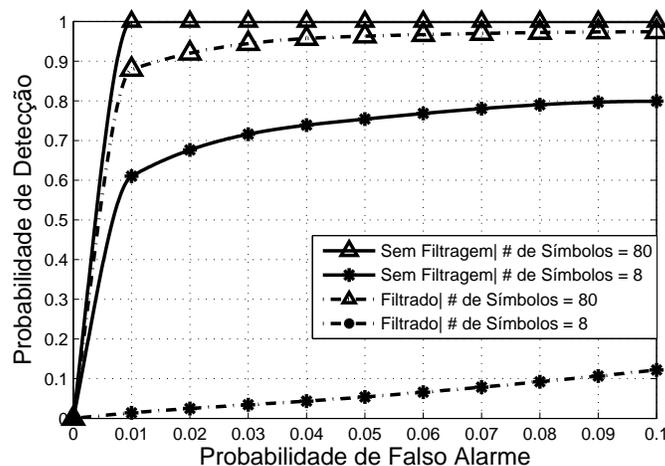


Figura 4.6: Curva ROC para o cenário apresentado na Figura 4.5 para uma SNR= $-21$  dB

Estes resultados levaram à consideração da possibilidade de aumentar o número de símbolos utilizados durante o sensoriamento espectral para poder atingir os requerimentos de acordo ao padrão IEEE 802.22. Na seguinte seção apresenta-se a estimação das probabilidades de detecção considerando janelas de observação (sinal de referência e sinal a correlacionar) com mais de 8 símbolos.

#### 4.1.4 Sensoriamento com Janelas de Observação Maiores

Na subseção 4.1.3 observou-se que o método proposto apresenta maior robustez para um número de símbolos maior, mas o fato de utilizar 80 símbolos pode se considerar uma sobrestimação do sensoriamento para os requerimentos pedidos pela norma IEEE 802.22, pelo motivo de atingir uma probabilidade de detecção de quase 100% para uma SNR de  $-30$  dB. Uma outra consideração importante é o tempo de detecção do canal o qual tem que ser menor o igual a 2 s. Para a estimação do tempo de detecção do canal ( $T_{\text{det}}$ ) se considerará: tempo de aquisição das amostras ( $T_{\text{ad}}$ ), tempo de duração dos símbolos ( $T_s$ ) e tempo de realização das operações da função de correlação ( $T_{\text{op}}$ ). Os parâmetros estabelecidos para a geração deste resultado são:

- **Tipo de correlação:** Autocorrelação .
- **Modo de transmissão:** Modo 3 .
- **Prefixos cíclicos:** 1/16.
- **Símbolos/Amostras:** 8, 12, 16, 20.
- **Canal de TV utilizado:** Canal 34.
- **Probabilidade de falso alarme:** 0.1 .

O cálculo da detecção do canal corresponde com a seguinte expressão:

$$T_{\text{det}} = T_{\text{ad}} + T_s + T_{\text{op}}, \quad (4.1)$$

isto também pode se expressar, considerando vários símbolos e um vetor fila de  $1 \times N$ :

$$T_{\text{det}} = \frac{Q_{\text{amostras}}}{f_{\text{IFFT}}} + T_s Q_{\text{sim}} + \frac{2Q_{\text{amostras}}^2}{C_{\text{pro}}}, \quad (4.2)$$

onde  $Q_{\text{amostras}}$  é o número de amostras do vetor fila com o qual se correlaciona o sinal de referência,  $Q_{\text{sim}}$  é o número de símbolos utilizados no sensoriamento e  $C_{\text{pro}}$  é capacidade do processador. Na Tabela 4.2 apresenta-se o tempo de detecção de canal para certo número de símbolos considerando um processador com capacidade de 15000 MIPS (milhões de operações por segundo)

Tabela 4.2: Tempos de detecção de canal

| Símbolos | Amostras | Tempo de detecção (s) |
|----------|----------|-----------------------|
| 8        | 69632    | 0.6636 s              |
| 12       | 104448   | 1.4803s               |
| 16       | 139264   | 2.6202 s              |
| 20       | 174080   | 4.0834 s              |

Na figura 4.7 observa-se a curva de estimação de probabilidades de detecção para diversas quantidades de símbolos, onde observou-se que apenas ao aumentar mais um período de repetição (quatro símbolos OFDM) dos símbolos OFDM o desempenho melhora o suficiente para poder cumprir com os requerimentos do padrão IEEE 802.22 com uma probabilidade de detecção de 98% para uma SNR de  $-21\text{dB}$  e probabilidade falso alarme de 0,1 e um tempo de 1.4803 s.

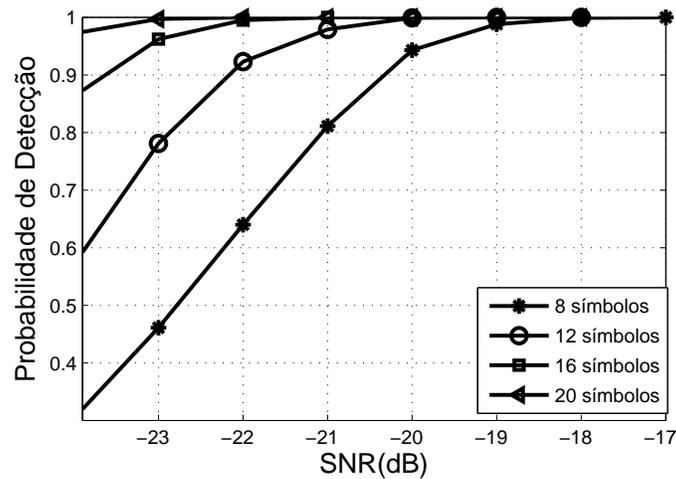


Figura 4.7: Probabilidade de detecção em função da SNR— Autocorrelação — $P_{FA}=0,1$  —8,12,16 e 20 símbolos

## 4.2 Comparação Autocorrelação-Detecção de Energia

Neste cenário realiza-se a comparação da detecção por autocorrelação e a detecção de energia. É sabido que os melhores resultados obtidos nesta dissertação foram por meio da detecção por autocorrelação e é necessário comparar com um dos métodos mais utilizados na literatura. Para esta comparação, a detecção de energia foi implementada com amostras no domínio do tempo. Na Figura 4.8 observa-se que o método proposto apresenta um melhor desempenho respeito à detecção de energia para um mesmo número de amostras (69632 amostras), obtendo assim probabilidade de detecção de 80% quando a detecção de energia apenas conseguiu 10% de detecções do usuário primário para a SNR requerida de  $-21$  dB. Este cenário foi realizado utilizando um sinal ISDB-T modo 3 com prefixo cíclico  $1/16$ .

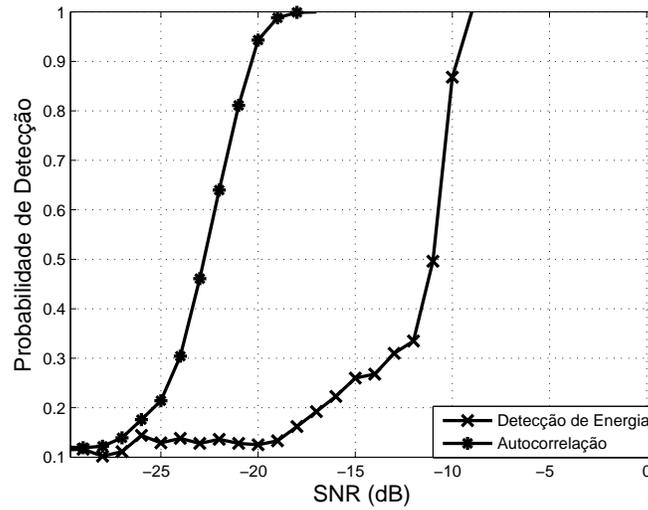


Figura 4.8: Comparação autocorrelação - detecção de energia

O mesmo padrão continua apresentando-se na Figura 4.9 onde foi utilizada a filtragem, a probabilidade de detecção para ambos detectores teve uma melhora para um número de amostras de 69632, de modo similar à Figura 4.8, porém o número de símbolos significativos aumentou, ou seja, houve um aumento no tempo de captação dos símbolos.

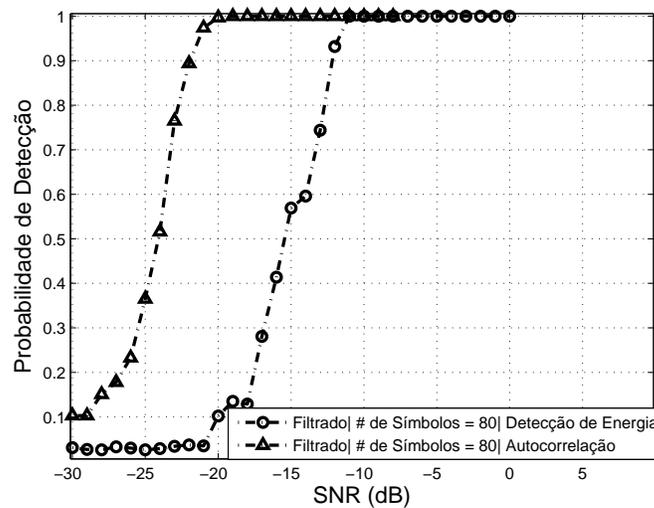


Figura 4.9: Comparação da autocorrelação com a detecção de energia fazendo uso da filtragem

### 4.3 Identificação do Sinal ISDB-T

A ideia de identificação do sinal ISDB-T tem como objetivo melhorar a convivência no espectro licenciado com outros usuários secundários. Na Figura 4.10, apresenta-se diversas curvas de probabilidade de identificação do sinal ISDB-T em função da SNR para diferentes número de símbolos. Neste resultado observa-se que a identificação do sinal ISDB-T é robusta dependendo do número de símbolos a certas SNR. É importante observar a tendência das curvas de probabilidades em SNR baixas é zero, isto é devido à consideração de um cenário ideal onde não existe uma probabilidade de falsa identificação, mas nos sistemas de comunicação dificilmente se pode obter isto, em um futuro se testará a utilização de uma probabilidade de falsa identificação. Este cenário foi utilizado um sinal ISDB-T modo 3 com prefixo cíclico 1/16.

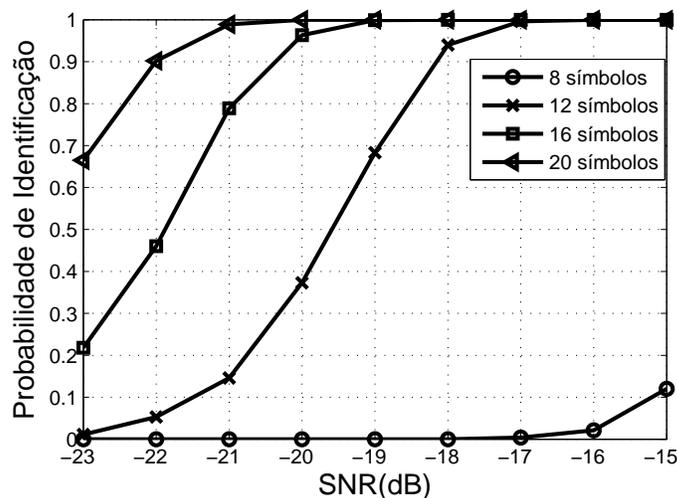


Figura 4.10: Probabilidade de identificação em função da SNR pelo método proposto

### 4.4 Comportamento em um Canal Analógico

O padrão IEEE 802.22 além de considerar o sensoriamento em canais de TV digital também contempla o sensoriamento em canais analógicos como se menciona na Tabela 2.5 do Cap.2 . Na Figura 4.11 observa-se a probabilidade de detecção do método proposto para um canal analógico, onde o resultado apresenta que a probabilidade de detecção

máxima é igual à probabilidade de falso alarme. Isto denota que praticamente não existe correlação entre o sinal de referência e o sinal analógico.

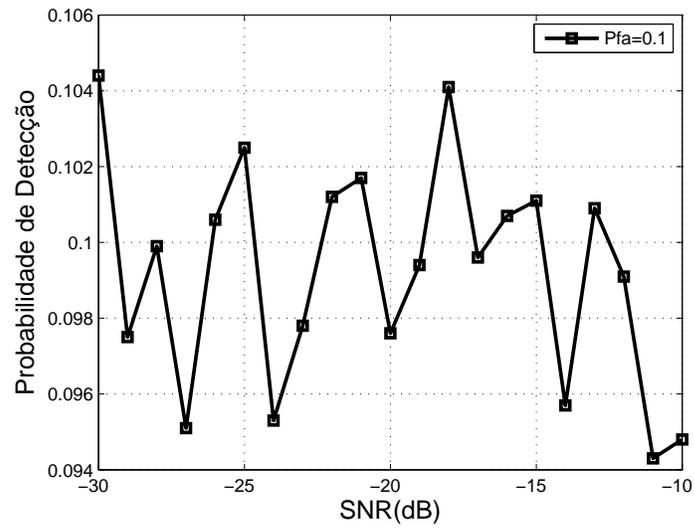


Figura 4.11: Probabilidade de detecção em função da SNR num canal analógico

## CAPÍTULO 5

### CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

O objetivo principal desta dissertação é a identificação de sinais ISDB-T baseada em cicloestacionariedade aplica a sistemas de rádio cognitivo. Devido a isto, no Cap. 2 foram apresentadas as principais características periódicas que possui o sistema ISDB-T, definição de rádio cognitivo, as principais técnicas de sensoriamento espectral, a formulação do problema e apresenta-se uma introdução à teoria de cicloestacionariedade. A implementação do método proposto é realizada e explicada no Cap. 3 onde apresenta-se a ferramenta mais importante do trabalho o USRP N200 e como mediante este dispositivo foi possível a aquisição de sinais para os diferentes experimentos realizados, são mostrados a métrica de detecção e a determinação do limiar de comparação, também mostra-se a sequência de funcionamento do algoritmo de detecção e o procedimento proposto para a identificação do sinal ISDB-T.

Os resultados mostram que através de experimentos em ambiente real de propagação foi possível estimar curvas de probabilidade de detecção do sinal ISDB-T para diversos valores de probabilidade de falso alarme. Foi realizada uma comparação entre autocorrelação e correlação cruzada no domínio do tempo, obtendo melhor desempenho a autocorrelação para o esquema proposto. Considerou-se a filtragem para aproveitar as características cicloestacionárias que apresenta o sinal ISDB-T. Foi comparado o método proposto com um dos mais comuns métodos utilizados a detecção de energia, sendo o primeiro o que melhor resultado apresentou.

O método proposto (tanto a autocorrelação quanto a correlação cruzada) visa proporcionar uma fácil implementação nos rádios cognitivos já que estes precisariam apenas captar parte do sinal ISDB-T para obter um sinal de referência e realizar as operações para a de-

tecção, não precisariam filtragem por segmentos nem sincronização de subportadoras, mas a parte usada como sinal de referência precisaria de ter uma boa SNR. Pensando em uma rede de rádio cognitivo seria ótimo que entre usuários cognitivos pudessem compartilhar o sinal de referência com maior SNR. Este método apresenta uma robustez aparente para SNR baixas devido ao número de amostras que são utilizadas como janela de observação, já que demonstrou-se quanto maior seja essa janela de observação (um número maior de amostras) é possível cumprir com os requerimentos estipulados pelo padrão IEEE 802.22.

O método proposto apresenta um desempenho ruim nos canais de TV analógicos, porém isto era previsto porque o detector foi projetado para um futuro onde os canais de TV analógica não existam mais. A estimação do limiar de comparação tem papel importante no desempenho do detector, a estimação empírica que foi implementada nesta dissertação parece ser uma opção flexível já que se adapta às condições próprias de cada usuário cognitivo. A identificação do sinal ISDB-T abre uma oportunidade de melhora no sensoriamento espectral. Mesmo que nesta dissertação não se contemplou a avaliação por detecção errônea em uma rede de rádio cognitivo se apresentarão estes casos e a identificação do sinal ISDB-T terá um papel importante para reduzir as interferências com o usuário primário.

Como sugestão de trabalho futuro, seria interessante a implementação em tempo real do método proposto para observar o impacto da seletividade de frequências nas probabilidades de detecção, analisar a relação entre a probabilidade de detecção e a probabilidade de identificação, a implementação de sensoriamento cooperativo para o método proposto observar como a troca de informação entre usuários cognitivos ajudaria a mitigar os problemas de desvanecimento, interferências e ruído que sofre o canal sem fio, já seja implementando um esquema centralizado de cooperação ou distribuído e observar uma melhora nas probabilidades de detecção do usuário primário.

## BIBLIOGRAFIA

ABNT NBR15601. **Terrestrial Digital Television, Transmission System of ISDB-Tb**. 2007.

AXELL, E.; LEUS, G.; LARSSON, E. G. Overview of spectrum sensing for cognitive radio. In: **2010 2nd International Workshop on Cognitive Information Processing**. 2010. p. 322–327. ISSN 2327-1671.

BLAD, A.; AXELL, E.; LARSSON, E. G. Spectrum sensing of ofdm signals in the presence of cfo: New algorithms and empirical evaluation using usrp. In: **2012 IEEE 13th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)**. 2012. p. 159–163. ISSN 1948-3244.

CABRIC, D.; MISHRA, S. M.; BRODERSEN, R. W. Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios. In: **in Proc. the 38th. Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers**. 2004. p. 772–776.

CORDEIRO, C. et al. Ieee 802.22: the first worldwide wireless standard based on cognitive radios. In: **First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005**. 2005. p. 328–337.

CORDEIRO, C. et al. Spectrum sensing for dynamic spectrum access of tv bands. In: **2007 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications**. 2007. p. 225–233. ISSN 2166-5370.

DANEV, D. On signal detection techniques for the dvb-t standard. In: **Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP), 2010 4th International Symposium on**. 2010. p. 1–5.

DANEV, D.; AXELL, E.; LARSSON, E. G. Spectrum sensing methods for detection of dvb-t signals in awgn and fading channels. In: **21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications**. 2010. p. 2721–2726. ISSN 2166-9570.

FCC. **Report of the Spectrum Efficiency Working Group**. nov. 2002.

FLORES, A. B. et al. Ieee 802.11af: a standard for tv white space spectrum sharing. **IEEE Commun. Mag.**, v. 51, n. 10, p. 92–100, October 2013. ISSN 0163-6804.

GADDAM, V.; GHOSH, M. Robust sensing of dvb-t signals. In: **New Frontiers in Dynamic Spectrum, 2010 IEEE Symposium on**. 2010. p. 1–8.

GARDNER, W. A. **Cyclostationarity in communications and signal processing**. 1994.

GOLDSMITH, A. et al. Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: An information theoretic perspective. **Proc. IEEE**, v. 97, n. 5, p. 894–914, May 2009. ISSN 0018-9219.

HAYKIN, S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 23, n. 2, p. 201–220, Feb 2005. ISSN 0733-8716.

LLC, E. R. **USPR N200 Data sheet**. 2012. Disponível em: <<https://www.ettus.com>>.

MITOLA, J.; MAGUIRE, G. Q. Cognitive radio: making software radios more personal. **IEEE Pers. Commun.**, v. 6, n. 4, p. 13–18, Aug 1999. ISSN 1070-9916.

PO, K.; TAKADA, J.-i. Signal detection method based on cyclostationarity for cognitive radio. 2007.

PROAKIS. **Digital Communications**. 4. ed. McGraw-Hill, 2000.

QUAN, Z. et al. Collaborative wideband sensing for cognitive radios. **IEEE Signal. Proc. Mag.**, v. 25, n. 6, p. 60–73, November 2008. ISSN 1053-5888.

SONG, C.; HARADA, H. A spectrum sensing prototype for japanese digital television signals. In: **Global Communications Conference (GLOBECOM), 2012 IEEE**. 2012. p. 1271–1276. ISSN 1930-529X.

SRINIVASA, S.; JAFAR, S. A. The throughput potential of cognitive radio: A theoretical perspective. In: **2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers**. 2006. p. 221–225. ISSN 1058-6393.

STEVENSON, C. R. et al. Ieee 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard. **Comm. Mag.**, IEEE Press, Piscataway, NJ, USA, v. 47, n. 1, p. 130–138, jan. 2009. ISSN 0163-6804.

STOICA, R. L. M. P. **Spectral Analysis of Signals**. Prentice Hall, 2005. ISBN 0131139568,9780131139565.

URKOWITZ, H. Energy detection of unknown deterministic signals. **Proc. IEEE**, v. 55, n. 4, p. 523–531, April 1967. ISSN 0018-9219.

WANG, W. Spectrum sensing for cognitive radio. **Third International Symposium on Intelligent Information Technology Application Workshops**, 2009.

WORKING GROUP. **IEEE 802.22**. 2011. Disponível em: <<http://www.ieee802.org/22/>>.

ZAHARIEV, M.; ATANASOVSKI, V.; GAVRILOVSKA, L. Practical implementation of efficient cyclostationarity based detectors for dynamic spectrum access (dsa). In: **Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 2012 4th International Congress on**. 2012. p. 243–250. ISSN 2157-0221.