



# Detecção de Meteoros Utilizando Espalhamento para Frente de Ondas Eletromagnéticas do Tipo VHF

Cristina Schoch Vianna

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Física, Instituto de Física, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Ciências (Física).

Orientador: Bernard Marie Maréchal

Rio de Janeiro

Julho de 2005.

# **Livros Grátis**

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

V617 Vianna, Cristina Schoch

Detecção de Meteoros Utilizando Espalhamento para Frente de Ondas Eletromagnéticas do Tipo VHF/ Cristina Schoch Vianna.- Rio de Janeiro : UFRJ / IF, 2005

xix, 115f. : il. ;31cm.

Orientador: Prof. Bernard Marie Maréchal

Dissertação (mestrado) - UFRJ / Instituto de Física / Programa de Pós-graduação em Física, 2003.

Referências Bibliográficas: f.113.

1. Introdução 2. Modulações - Métodos e Usos. 3 Os Meteoros. 4. Hardware & Software. 5. Aquisição e Análise de Dados. 6.Conclusão e Próximos Passos. I. Maréchal, Bernard Marie. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro. Instituto de Física. Programa de Pós-graduação em Física. III. Título.

# RESUMO

## DETECÇÃO DE METEOROS UTILIZANDO ESPALHAMENTO PARA FRENTE DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS DE ONDAS DO TIPO VHF

Cristina Schoch Vianna

Prof. Bernard Marie Marechal

Resumo da Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-graduação em Física, da Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Ciências (Física)

Da mesma maneira que um espelho reflete um feixe luminoso, caudas de meteoros refletem para frente (*forward scattering*) ondas eletromagnéticas do tipo VHF. Devido à curvatura da Terra, se algum receptor estiver situado a uma longa distância da emissora VHF, não haverá recepção direta do sinal enviado pela mesma. Porém, se em algum momento, algum meteoro penetrar na atmosfera terrestre, este irá criar uma cauda de gás ionizado, que será capaz de refletir a onda eletromagnética proveniente da transmissora, podendo então ocorrer recepção do sinal VHF.

Assim como o meteoro, os raios cósmicos de altíssimas energias ( $E \geq 10^{18} eV$ ), também são capazes de ionizar os átomos da atmosfera, podendo então serem detectados por um sistema de aquisição de rádio. Este é o objetivo do projeto MARIACHI (Mixed Apparatus for Radar Investigation of Atmospheric Cosmicray of High Ionization) de detecção de raios cósmicos por ondas de rádio no Laboratório Nacional de Brookhaven (BNL), em Nova Iorque, Estados Unidos. O projeto DRACON (Detecção de RAios Cósmicos utilizando ONdas eletromagnéticas) no Instituto de Física da Universidade Federal do Rio de Janeiro, Brasil, colabora com o MARIACHI, com o mesmo objetivo.

Devido ao fato que a ionização causada pela entrada do meteoro na atmosfera terrestre possui um tempo de vida relativamente grande ( $\gtrsim 0.1 s$ ) e que o estudo de espalhamento para a frente de sinais de televisão por meteoros é uma técnica bem conhecida, esses meteoros são utilizados, neste trabalho, não somente para estudo, mas também para calibração e validação da instrumentação experimental utilizada, sempre tendo em mente o objetivo futuro de detectar de raios cósmicos de altíssimas energias.

Todos os detalhes deste método serão explicados: o espalhamento de ondas por um meio ionizado, o porque da escolha do uso do canal de vídeo de televisão, qual melhor escolha de demodulação a ser feita e quais os parâmetros de meteoros que podem ser adquiridos com este método. Também será explicado detalhadamente toda a aparelhagem experimental utilizada, desde os *softwares* até os *hardwares*, com explicação da escolha do melhor sistema de aquisição de dados, que inclui a escolha da antena, receptor, placa de som e GPS.

Os dados foram tomados em junho de 2004 e abril de 2005 no BNL e a análise dos mesmos será apresentada. Através da análise fomos capazes de observar eventos que até o momento não podem ser explicados com as técnicas até hoje descritas. Acredita-se fortemente que alguns dos eventos registrados podem ser raios cósmicos de altíssimas energias, mas para qualquer conclusão possa ser tomada, seria necessário desenvolver um sistema de coincidência entre o sinal de rádio e os sinais de um conjunto de detetores de partículas do tipo *Ground Array* do Observatório Pierre Auger.

Palavras-chave: Meteoro, Espalhamento para Frente, Raios Cósmicos.

Rio de Janeiro

Julho de 2005

# ABSTRACT

## METEOR DETECTION USING FORWARD SCATTERING OF VHF RADIO WAVES

Cristina Schoch Vianna

Prof. Bernard Marie Marechal

*Abstract* da Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-graduação em Física, da Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Ciências (Física) In the same way that a mirror reflects a light beam, meteor trails can do the forward scattering of VHF electromagnetic waves. If a receptor is situated at a long distance from a transmitter, due to the curvature of the earth, direct signal can not be received. But if a meteor penetrates the earth's atmosphere, it will create an ionized trail, that will be able to reflect the electromagnetic wave coming from the transmitter, thus occurring reception of the VHF signal.

Ultra high energy cosmic rays ( $E \geq 10^{18}eV$ ) can also ionize the atmosphere atoms, being detectable by a radio acquisition system. This is the main objective of the project MARIACHI (Mixed Apparatus for Radar Investigation of Atmospheric Cosmicray of High Ionization) of detection of cosmic rays by means of radio waves on Brookhaven National Laboratory (BNL), New York, United States of America. The DRACON (Detecção de RAios Cósmicos utilizando ONdas eletromagnéticas) project, on Physics Institute of Federal University of Rio de Janeiro, collaborates with MARIACHI, with the same objective.

Due to the fact that the ionization of the meteor in the earth's atmosphere have a relatively long lifetime ( $\gtrsim 0.1 s$ ) and that the study of forward scattering of television signals by meteors is a well known technique, these meteors are used for, in this work, to calibration and validation of the experimental apparatus, always bearing in mind the future objective of detection of ultra high energy cosmic rays.

All the details of this technique are going to be explained: the wave scattering, why we chose to use the television video channel, what is the best demodulation and what meteors parameters can be established with this method. We are also going to detail the experimental apparatus, all hardwares and softwares that were used, the choose of the best antenna, receiver, soundcard and GPS.

The data were taken in July 2004 and April 2005 at BNL and the analysis is presented. With the analysis of these data we were able to detect events that can not be explained with today's techniques. We strongly believe that some of these events can be ultra high energy cosmic rays. But, to be sure of it we need to desenvolve a coincidence system of the radio signal and a particle detector array system, like the one of Pierre Auger Observatory.

Key-words: Meteor, Forward-scattering, Cosmic-Rays.

Rio de Janeiro

Julho de 2005

Aos meus pais, Márcia e Jorge, pelo esforço dedicado em mim, apoio incondicional, imprescindíveis para transpor todas as dificuldades encontradas pelo caminho, e aos meus avós Walter, Malva, Dante e Níria, pelo carinho sempre demonstrado e pelo orgulho constante.

## AGRADECIMENTOS

Tenho muitas pessoas a agradecer, pois obtive muito apoio e compreensão durante a elaboração desta tese de mestrado, então agradeço a todos desde já, mesmo que não tenham sido citados por motivo de esquecimento.

Primeiramente devo agradecer aos meus pais Marcia e Jorge, com seu apoio, orgulho e carinho. Gostaria de agradecer ao meu irmão Rafael, que apesar de vivermos discutindo, foi muito importante para a criação do meu caráter.

Quero agradecer muito ao meu amor Eduardo por sua força de espírito e sua presença muito importante, acreditando em mim em tempos em que eu não acreditava. Sem você eu jamais chegaria a este ponto.

Quero agradecer a minha grande amiga de muitos anos Roberta e aos pais dela, Rosa e Adelino, que são pessoas de caráter maravilhoso que tive o prazer de conhecer e conviver.

Um agradecimento muito especial ao meu querido orientador Bernard Marechal, pelas suas dicas e broncas.

Não posso deixar de agradecer a todos do Departamento de Física Nuclear pelas horas do almoço, lanche, bolinho mensal, etc, não podendo então deixar de agradecer ao nosso querido síndico Marcos Gaspar, que faz tudo isso possível. Gostaria de agradecer as pessoas do grupo do LAPE Leandro, Míriam, João Torres, Hélder, Sandra, Tatiana e Érica pela constante colaboração. Não poderia também de agradecer ao grupo LaCAM, principalmente aos professores Felipe Coelho e Ginette, os quais pude ter a grande sorte de contar com grande apoio.

Um agradecimento especial ao professor Fernando Marroquim por todo tempo disponibilizado a mim durante o Mestrado e a realização desta tese.

Não poderia deixar de agradecer ao Casé por todos os galhos quebrados, e ao Curt, Diego e César por paciência com a incompatibilidade constante entre computador onde trabalho e eu.

Aos meus grandes amigos da UFRJ, porque sem os quais a vida não teria a mí-

nima graça, Juliana, Kátia, Franciole, Viviane, Martha, Fernando, Rodrigo, André Azevedo e Victor. Não poderia também deixar de agradecer a uma das melhores pessoas que conheci no IF, Fábio Zappa, por suas lavagens cerebrais que me abriram os olhos e por nossos constantes papos durante as caronas.

Agradeço ao Bernard, ao Kodama e ao Marroquim, pela oportunidade de trabalhar no Laboratório Nacional de Brookhaven (BNL).

Agradeço ao Hélio Takai, do Laboratório Nacional de Brookhaven, pela confiança em meu trabalho e a grande ajuda fornecida durante a elaboração desta tese. Agradeço a todos em BNL, em especial a Vivian, Denis, Linda, Tom, Sean, Suprabha, Ellyne pela ótima receptividade. I also would like to thank Mehmet Aslantas, a very good friend that I had the joy of meeting during my staying at BNL. Everyone that is going to live and work on BNL needs a friend like him, to help you keep your sanity.

Não poderia deixar de agradecer ao meu professor de Física do Segundo Grau, Marcinho, que me mostrou a beleza que é a Física e cuja presença em minha vida foi absolutamente essencial para eu ter chegado a este ponto.

Agradeço também aos órgãos CNPQ, CAPES e FAPERJ pelo financiamento neste projeto.

# Capítulo 1

## Introdução

O espalhamento para frente (*forward scattering*) de ondas de rádio por nuvens de gases ionizados é um fenômeno físico bem estabelecido e descrito pelas leis do eletromagnetismo clássico. Com base nesse fenômeno, astrônomos desenvolveram uma técnica de detecção de meteoros [1], [2], [3], [4], cujo princípio pode ser visto na Figura 1.1. A estação transmissora de ondas VHF (*Very High Frequency* – Frequências Muito Altas), na faixa entre 30 e 300 MHz, está situada a uma grande distância da estação receptora. Assim, o sinal direto da transmissora não é detectado pela receptora, pois esta encontra-se abaixo do horizonte e, também, não há reflexão pela ionosfera nesta faixa de frequência. Para que haja reflexão de ondas VHF, é necessário que a densidade eletrônica do meio ionizado seja maior que um limiar que depende da frequência dessas ondas.

O sinal detectado pelo receptor é característico do objeto espalhador e da onda incidente. Objetos metálicos, como por exemplo aviões, refletem as ondas por um tempo muito longo, da ordem de alguns minutos. As características das ondas refletidas dependem da trajetória e da velocidade do avião, bem como da sua seção reta. Meteoros, ao penetrarem na atmosfera, criam caudas ionizadas que duram de 0.1 s a 60 s ou até mais [2]. Isso ocorre em altitudes entre 80 km a 120 km [1]. Os relâmpagos, ou descargas elétricas entre as nuvens e a terra, produzem colunas

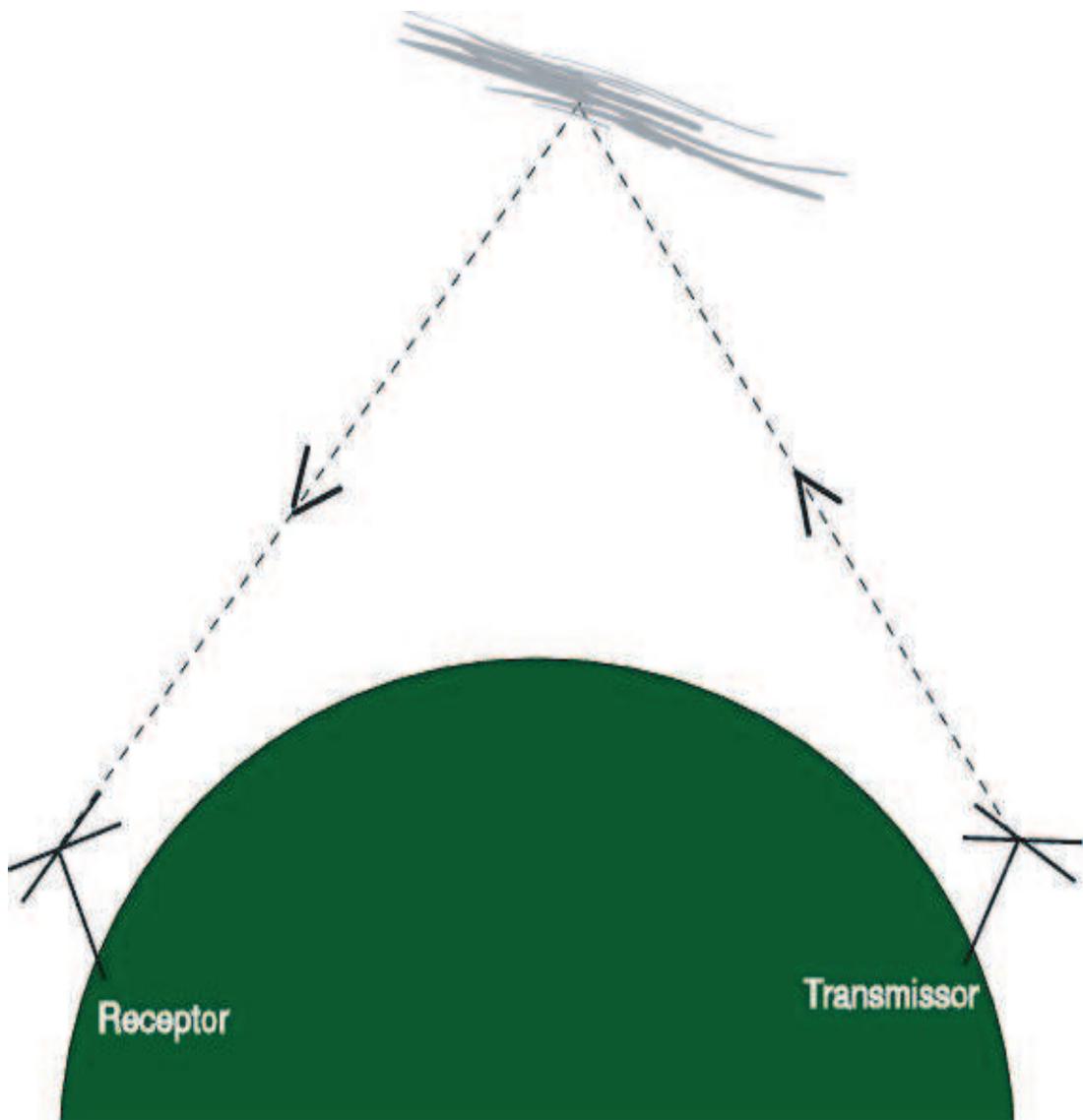


Figura 1.1: Princípio do espalhamento para frente de ondas de rádio por nuvens de gases ionizados.

ionizadas de 3 a 5 km de comprimento com uma duração média de 0.5 s [5]. Os relâmpagos também geram ondas eletromagnéticas com frequência predominantemente na faixa de centenas de kHz [6]. Outros fenômenos mais raros, como nuvens ionizadas formadas por raios cósmicos de baixa energia na camada E da ionosfera refletem ondas eletromagnéticas a 100 km de altitude. Os raios cósmicos de altíssimas energias ( $E \geq 10^{18} eV$ ) produzem colunas ionizadas com uma densidade eletrônica alta o suficiente para refletir ondas eletromagnéticas [7]. Essas colunas, que duram de 20 a 50  $\mu s$  [8], estendem-se até 15 km e sua ionização é máxima entre 3 e 5 km de altitude.

O projeto MARIACHI (Mixed Apparatus for RADAR Investigation of Cosmic-ray of High Ionization) [9], localizado no Laboratório Nacional de Brookhaven em Long Island, Estado de Nova Iorque (Estados Unidos), busca detectar raios cósmicos de altíssimas energias utilizando a técnica de espalhamento para a frente de ondas eletromagnéticas. Este projeto está implementando várias estações de detecção de rádio em escolas de Segundo Grau em Long Island (NY) e no estado de Maryland, assim como em Universidades próximas ao Laboratório, como a de Stonny Brook. Cada estação consiste em um receptor, uma antena, quatro cintiladores, um GPS e um computador. Em colaboração com este projeto, o projeto DRACON (Detecção de RAios Cósmicos utilizando ONdas eletromagnéticas), no Instituto de Física da Universidade Federal do Rio de Janeiro (Brasil), possui o mesmo objetivo. Sua estação consiste no momento em um receptor, uma antena, um GPS e um computador. Sinais provenientes de aviões e meteoros foram usados para desenvolver essa técnica antes de aplicá-la à detecção de raios cósmicos.

A caracterização das placas cintiladoras foi efetuada previamente [10]. Neste trabalho descrevemos a construção e a calibração do sistema, assim como a análise dos sinais detectados. Para tal, a estação do Laboratório Nacional de Brookhaven foi utilizada durante dois períodos distintos, de junho a julho de 2004 e de abril a maio de 2005. O trabalho iniciou-se com a seleção cuidadosa da transmissora a ser

utilizada entre as várias existentes. Em seguida, os dados foram adquiridos e os sinais classificados de acordo com as suas características.

O Capítulo 2 trata da propagação das ondas eletromagnéticas. As diferentes formas de modulação (CW, AM, FM e PM) e sua utilização pelas transmissoras de rádio, televisão e balizas de aeroportos, são explicadas. Como o objetivo principal deste trabalho é a detecção de sinais de meteoros, o Capítulo 3 lhes é dedicado. Origens, métodos de detecção e ionizações das caudas, sub-densas (*underdense*) ou super-densas (*overdense*), são descritos.

O *hardware* e *software* utilizados durante as aquisições de dados são apresentados no Capítulo 4. As aquisições de dados e os resultados obtidos até o momento no **Laboratório Nacional de Brookhaven** (BNL), incluindo a aquisição de dados da chuva de meteoros Lyrids de 2005, são objetos do Capítulo 5. As conclusões e os próximos passos das pesquisas são descritos no Capítulo 6.

# Capítulo 2

## Modulações – Métodos e Usos

A intensidade de uma onda eletromagnética propagando-se no vácuo decresce com o inverso do quadrado da distância ( $r$ ) entre a fonte e o observador:

$$I \propto \frac{1}{r^2} \quad (2.1)$$

Porém, a propagação de ondas de rádio na atmosfera terrestre é muito mais complexa e a relação anterior não é mais válida.

As ondas na faixa de frequência de 20 Hz a 20 KHz são denominadas de **Frequência de áudio (AF)** e as que possuem frequência acima desta faixa são chamadas de **Rádio Frequência (RF)**. O espectro de frequências utilizados para RF pode ser observado na tabela 2.1 [11].

Faixa de Frequência	Denominação da Banda
30 – 300 kHz	LF ( <i>Low Frequency</i> )
300 – 3000 kHz	MF ( <i>Medium Frequency</i> )
3 – 30 MHz	HF ( <i>High Frequency</i> )
30 – 300 MHz	VHF ( <i>Very High Frequency</i> )
300 – 3000 MHz	UHF ( <i>Ultra High Frequency</i> )
3 – 30 GHz	SHF ( <i>Super High Frequency</i> )
30 – 300 GHz	EHF ( <i>Extremely High Frequency</i> )

Tabela 2.1: Bandas de Frequências.

As ondas eletromagnéticas se propagam diferentemente na atmosfera terrestre,

dependendo da sua faixa de frequência:

- **Ondas de Baixa Frequência (LF - *Low Frequency*)**: Essas ondas, situadas na faixa de frequência de 30 a 300kHz, seguem a curvatura terrestre, sendo conhecidas como *ground waves* (ondas terra);
- **Ondas de Alta Frequência (HF - *High Frequency*)** : As ondas HF se encontram na faixa de frequência de 3 a 30MHz e se propagam pela atmosfera terrestre. Elas se refletem na ionosfera, retornando à superfície terrestre. Este efeito é utilizado para comunicação em grandes distâncias por radioamadores.
- **Ondas de Frequência Muito Alta (VHF - *Very High Frequency*)** : As ondas eletromagnéticas, cuja frequência está na faixa de 30 a 300 MHz, não são refletidas pela ionosfera, sendo restritas à área local. As transmissoras em VHF de frequências próximas, devem, portanto, estar distantes da ordem de algumas centenas de quilômetros para evitar interferências indesejáveis. Nesta faixa de frequência têm-se transmissões de rádio FM, televisão aberta (canal 2 até o canal 13), comunicações internas de instituições, tais como, táxis, bombeiros, policiais, comunicações internas na marinha e balizas (*beacons*) de aviões do tipo ILS (*Instrument Landing System*) e VOR (*VHF-Omnidirectional-Range*).
- **Ondas de Frequência Ultra Alta (UHF - *Ultra High Frequency*)** : As ondas situadas na faixa de frequência de 300 MHz a 3 GHz, são utilizadas pelos canais de televisão transmitidos por UHF e pela telefonia celular.
- **Ondas de Frequência Super Alta (SHF - *Super High Frequency*)** : Essas ondas, situadas na faixa de 3 a 30 GHz, são utilizadas para Rádio Digital e é o sistema de subida e descida de sinal para satélites Banda "C" e Banda "Ku".

## 2.1 Modulação

Para transmitir sinais de baixa frequência, com pouca potência de transmissão, soma-se à estes, sinais de frequências mais altas. Este processo é denominado de **modulação**. Se todas as estações transmitissem o som sem modulação, não haveria como distinguí-las num receptor e o resultado seria cacofônico. Concede-se então, a cada estação transmissora de uma dada região, uma frequência **portadora** na faixa de RF.

O transmissor, após combinar os sinais de alta frequência (portadora) e baixa frequência (informação), gera uma onda de tal forma que a informação possa ser recuperada em um receptor por meio de um processo reverso chamado **demodulação**.

Um sinal dependente do tempo é caracterizado por três parâmetros, uma amplitude, uma frequência e uma fase, podendo ser modulado de três maneiras chamadas de **modulação em amplitude** (AM), **modulação em frequência** (FM) e **modulação em fase** (PM). Utilizamos o termo mais geral **modulação em ângulo**, que inclui as modulações FM e PM. Mostraremos que ambas são muito parecidas, já que uma mudança na frequência resulta numa mudança na fase e vice-versa.

A portadora é um sinal senoidal que, pela modulação de um dos seus parâmetros, transporta a informação. Antes de descrever as maneiras de modular um sinal, é conveniente lembrar que existe uma modulação em onda contínua (CW) que é a mais simples de todas. Neste tipo de modulação, a saída do transmissor é chaveada “liga e desliga”, para formar os caracteres do código Morse. Estes transmissores são simples e baratos e o sinal CW possui uma largura de banda menor que 500 Hz. Porém, os sinais CW são difíceis de serem ouvidos, pois sua razão sinal/ruído ( $S/N$ ) é pequena. Os receptores de rádio-amadores incluem um circuito oscilador de frequência de batimento (BFO – *Beta Frequency Oscillator*) que produz sinais do tipo “liga e desliga” atrelados ao sinal CW recebido.

### 2.1.1 Modulação em Amplitude (AM)

Concede-se a cada estação transmissora de uma dada região uma frequência portadora ( $f_p$ ) na faixa de Rádio Frequência. A dependência temporal da tensão que gera a portadora é dada por [12], [13]:

$$V_p(t) = V_p \cos(2\pi f_p t) \quad (2.2)$$

Considerando uma tensão modulante,

$$V_m(t) = V_m \cos(2\pi f_m t) \quad (2.3)$$

onde

$$f_p > f_m \quad (2.4)$$

a resultante é uma modulação em amplitude (AM):

$$V_{AM}(t) = [V_p + V_m(t)] \cos(2\pi f_p t) \quad (2.5)$$

Define-se a **taxa ou índice de modulação**  $M$  por:

$$M = \frac{V_m}{V_p} \quad 0 \leq M \leq 1 \quad (2.6)$$

Substituindo 2.3 e 2.6 em 2.5, temos:

$$V_{AM}(t) = V_p[1 + M \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_p t) \quad (2.7)$$

Lembrando a relação trigonométrica:

$$2 \cos a \cos b = \cos(a + b) + \cos(a - b) \quad (2.8)$$

podemos escrever:

$$V_{AM}(t) = V_p \left\{ \cos(2\pi f_p t) + \frac{M}{2} \{ \cos [2\pi(f_p - f_m)t] + \cos [2\pi(f_p + f_m)t] \} \right\} \quad (2.9)$$

Quando  $M = 0$  o sinal não está modulado e possui amplitude constante  $V_p$ . Se  $M \neq 0$ , o sinal senoidalmente modulado é a soma de três sinais senoidais: uma **portadora** de amplitude original  $V_p$  e frequência  $f_p$ , uma **faixa lateral inferior** (LSB – *Lower Sideband*) de amplitude  $\frac{V_p M}{2}$  e frequência  $f_p - f_m$ , e uma **faixa lateral superior** (USB – *Upper Sideband*) de amplitude  $\frac{V_p M}{2}$  e frequência  $f_p + f_m$ . Na área de transmissão de ondas, costuma-se representar estes sinais no domínio da frequência (Figura 2.2) e não no domínio do tempo (Figura 2.1).

Na prática, um sinal modulante qualquer é o resultado da superposição de várias senóides. Seu espectro de frequência ocupa uma banda. O sinal AM é a imagem duplicada do espectro do sinal modulante, com duas bandas idênticas e simétricas em relação à portadora, as bandas LSB e USB. A banda USB é a imagem exata do espectro do sinal modulante, enquanto que a LSB é a imagem invertida desse espectro. A largura de banda da transmissão AM vale  $2f_m$  e é dada pela distância entre a banda LSB e a banda USB. Como a informação contida em ambas bandas é exatamente a mesma, basta transmitir somente uma delas, em um processo denominado transmissão SSB (*Single Sideband*). A portadora não contém nenhuma informação sobre o sinal modulante e, portanto, não precisa ser transmitida. Neste caso a transmissão é denominada SSB-SC (*Single Sideband Suppressed Carrier*). A Figura 2.3 mostra o espectro no domínio da frequência para um sinal transmitido em SSB-SC, onde observa-se que a largura de banda para esta transmissão é bem menor que na transmissão AM normal.

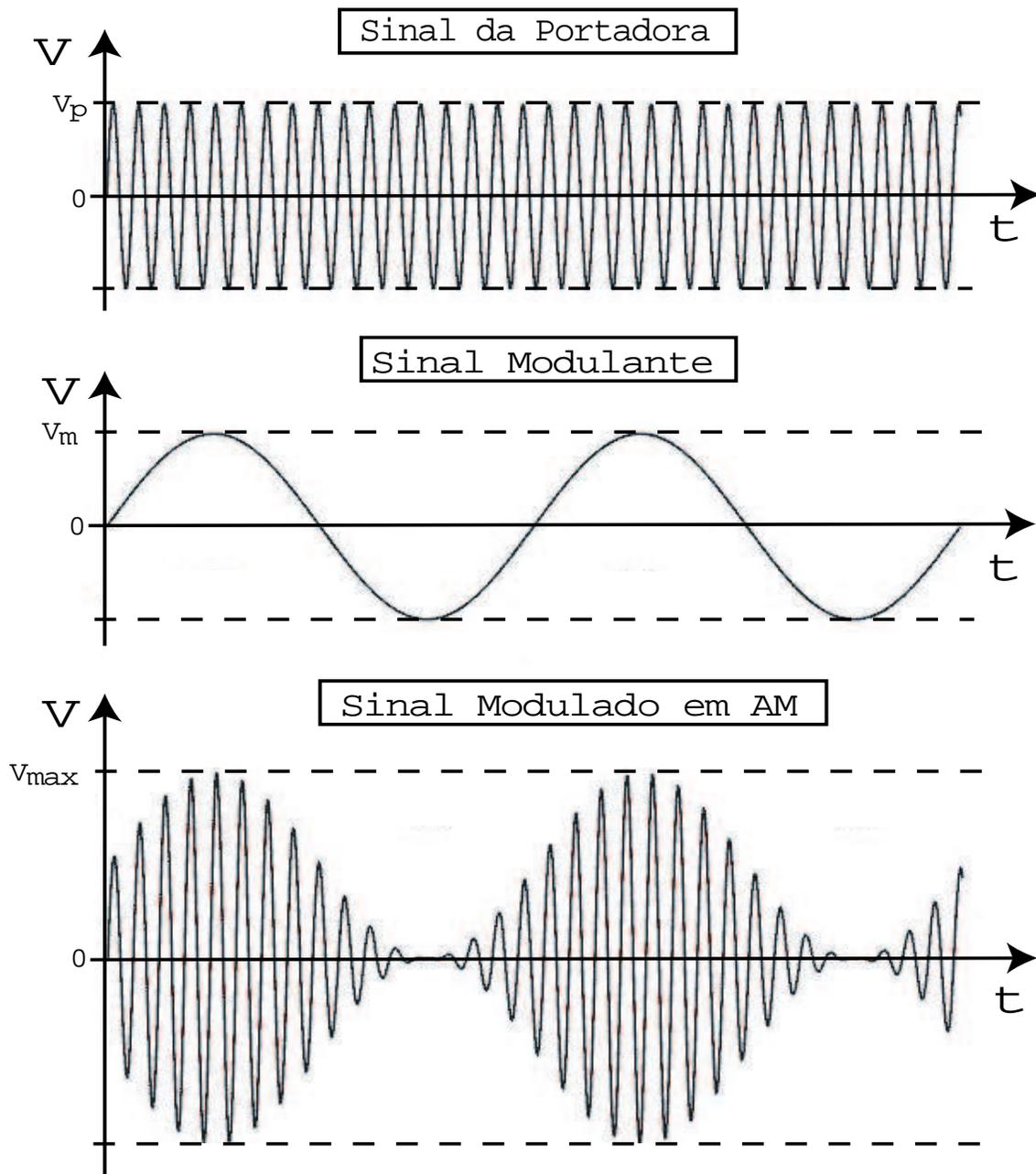


Figura 2.1: Espectro, no domínio do tempo, da modulação AM.

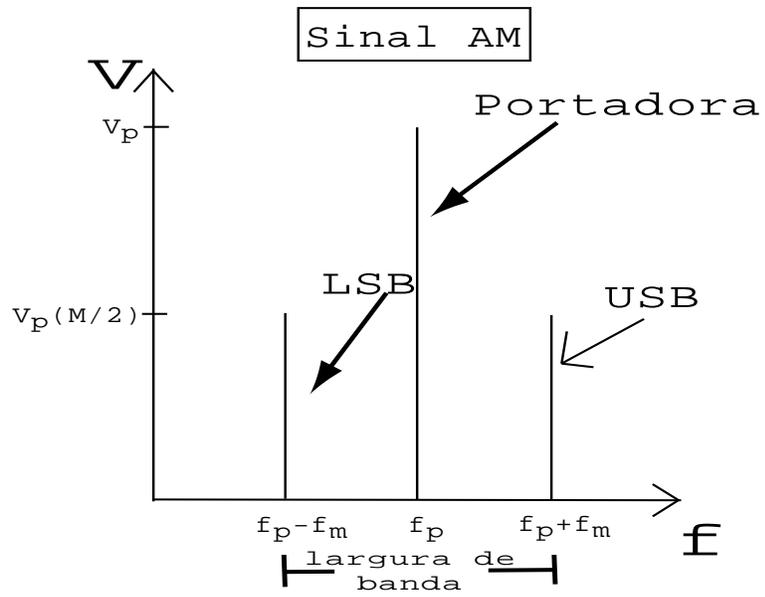


Figura 2.2: Espectro, no domínio da frequência, da modulação AM.

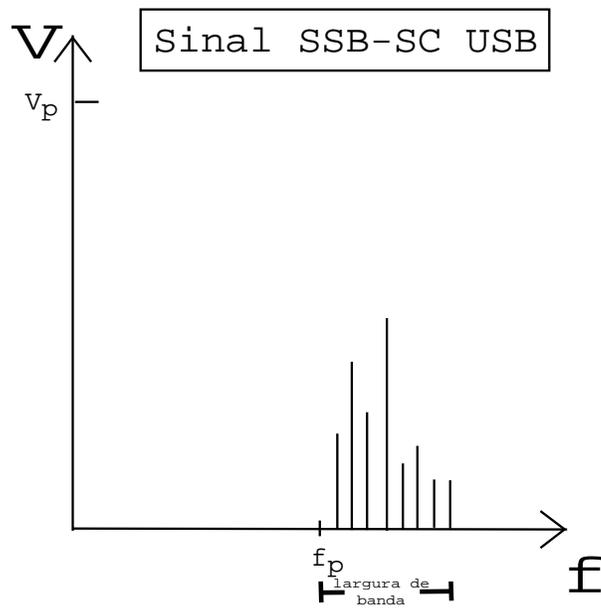


Figura 2.3: Espectro, no domínio da frequência, da transmissão SSB-SC USB.

### 2.1.2 Modulação em Ângulo [12], [13]

Neste tipo de modulação o **ângulo** do sinal da portadora é variado de acordo com o ângulo do sinal modulante. Define-se o ângulo do sinal modulado como  $\theta(t)$  e a tensão do sinal modulado em ângulo por:

$$V_{ANG}(t) = V_p \cos [\theta(t)] \quad (2.10)$$

A frequência do sinal modulado em ângulo é definida por:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (2.11)$$

Existem muitas maneiras de variar o ângulo do sinal, porém, veremos as duas mais comuns, a modulação em frequência e a modulação em fase.

#### Modulação em Frequência (FM)

Na modulação em frequência (FM), o sinal elétrico contendo a informação provoca uma variação na **frequência** da portadora. Quanto mais alto o som, maior é o desvio que a portadora sofre em torno de sua frequência central  $f_p$ .

Escrevendo a tensão modulante como:

$$V_m(t) = V_m \cos (\omega_m t) \quad (2.12)$$

onde  $\omega_m = 2\pi f_m$ .

A modulação em FM consiste em alterar a frequência  $f_p$  da portadora de acordo com a seguinte expressão:

$$f_{FM}(t) = f_p + k_f V_m \cos (\omega_m t) \quad (2.13)$$

onde  $k_f$  é a sensibilidade de frequência do sinal modulante. Essa modulação em FM

pode ser reescrita:

$$f_{FM}(t) = f_p + \Delta f \cos(\omega_m t) \quad (2.14)$$

onde  $\Delta f = k_f V_m$  é o desvio de frequência e representa a variação máxima da frequência do sinal FM.

Substituindo a Expressão 2.14 em 2.11 obtemos o ângulo  $\theta$  para o sinal modulado em FM:

$$\theta_{FM}(t) = \omega_p t + 2\pi k_f V_m \int \cos(\omega_m t) dt \quad (2.15)$$

$$\theta_{FM}(t) = \omega_p t + \frac{k_f V_m}{f_m} \text{sen}(\omega_m t) \quad (2.16)$$

$$\theta_{FM}(t) = \omega_p t + \frac{\Delta f}{f_m} \text{sen}(\omega_m t) \quad (2.17)$$

Definindo o **índice de modulação do sinal FM**  $m_f$  como:

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (2.18)$$

Obtemos então, a expressão para o ângulo  $\theta$ :

$$\theta_{FM}(t) = \omega_p t + m_f \text{sen}(\omega_m t) \quad (2.19)$$

Utilizando a Expressão 2.10 podemos escrever a equação do sinal modulado em FM:

$$V_{FM}(t) = V_p \cos[\omega_p t + m_f \text{sen}(\omega_m t)] \quad (2.20)$$

Que pode ser expandida como:

$$V_{FM}(t) = V_p \cos(\omega_p t) \cos[m_f \text{sen}(\omega_m t)] - V_p \text{sen}(\omega_p t) \text{sen}[m_f \text{sen}(\omega_m t)] \quad (2.21)$$

Existem dois tipos de modulação FM, o *Narrow-band* FM (NFM) e o *Wide-band* FM (WFM), dependendo do valor de  $m_f$ :

- *Narrow-band* FM

No caso da modulação *Narrow-band FM*,  $m_f \ll 1$ , então as seguintes aproximações podem ser feitas:

$$\cos[m_f \text{sen}(\omega_m t)] \simeq 1 \quad (2.22)$$

$$\text{sen}[m_f \text{sen}(\omega_m t)] \simeq m_f \text{sen}(\omega_m t) \quad (2.23)$$

Substituindo na Expressão 2.21 e expandindo, obtemos o sinal modulado em NFM:

$$V_{FM}(t) = V_p \cos(\omega_p t) + \frac{1}{2} m_f V_p \{ \cos[(\omega_p + \omega_m)t] - \cos[(\omega_p - \omega_m)t] \} \quad (2.24)$$

Esta expressão é similar à Expressão 2.9, sendo a única diferença entre o sinal modulado em NFM e AM, uma fase na banda inferior. Percebe-se que, assim como na modulação AM, a largura de banda do sinal modulado em NFM vale  $2f_m$ .

- *Wide-band* FM

Na modulação *Wide-band* FM temos a aproximação  $m_f \gg 1$ .

Utilizando as **Funções de Bessel** de primeira espécie na Expressão 2.21:

$$\cos(a \text{sen}(b)) = J_0(a) + 2[J_2(a) \cos(2b) + J_4(a) \cos(4b) + \dots] \quad (2.25)$$

$$\text{sen}(a \text{sen}(b)) = 2[J_1(a) \text{sen}(b) + J_3(a) \text{sen}(3b) + \dots] \quad (2.26)$$

obtém-se a tensão do sinal modulado em WFM:

$$\begin{aligned}
 V_{FM}(t) = & V_p \{ J_0(m_f) \cos(\omega_p t) + \\
 & + J_1(m_f) [\cos(\omega_p t + \omega_m t) - \cos(\omega_p t - \omega_m t)] + \\
 & + J_2(m_f) [\cos(\omega_p t + 2\omega_m t) + \cos(\omega_p t - 2\omega_m t)] + \\
 & + J_3(m_f) [\cos(\omega_p t + 3\omega_m t) - \cos(\omega_p t - 3\omega_m t)] + \dots \} \quad (2.27)
 \end{aligned}$$

Cada par de faixa lateral é multiplicado pelas Funções de Bessel  $J_n(m_f)$ , solução da equação [16]:

$$(m_f)^2 \frac{d^2 y}{dm_f^2} + m_f \frac{dy}{dm_f} + (m_f^2 - n^2) y = 0 \quad (2.28)$$

Mostra-se que [16]:

$$J_n(m_f) = \left(\frac{m_f}{2}\right)^n \frac{1}{n!} \left[ 1 - \frac{\left(\frac{m_f}{2}\right)^2}{1!(n+1)} + \frac{\left(\frac{m_f}{2}\right)^4}{2!(n+2)(n+1)} - \dots \right] \quad (2.29)$$

A Figura 2.4 mostra as cinco primeiras Funções de Bessel.

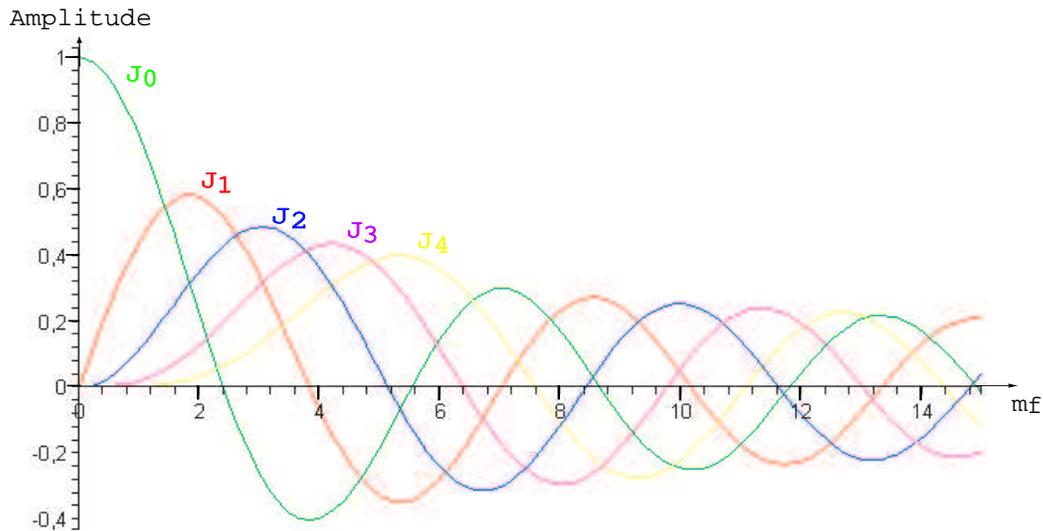


Figura 2.4: Gráfico da Função de Bessel.

A Figura 2.5 mostra o espectro do sinal, no domínio do tempo, modulado em WFM. Percebe-se que, ao contrário do espectro do sinal, no domínio do tempo, modulado em AM (Figura 2.1), o sinal modulado em WFM possui uma tensão constante  $V_p$  neste domínio.

Então, para a modulação WFM:

- Existe um número infinito de faixas laterais (raias). Como pode ser observado no espectro no domínio do tempo (Figura 2.6), essas raias, simétricas em relação a frequência da portadora, são equidistantes e separadas por  $f_m$ . Na prática, as raias com amplitude menor que 1 % do valor da amplitude **original** da portadora são desprezadas.
- Como cada coeficiente  $J_n(m_f)$  representa a amplitude de um par particular de faixa lateral, as amplitudes destas faixas decrescem na medida que  $n$  aumenta (Figura 2.6).
- No domínio da frequência, a amplitude relativa à frequência da portadora não permanece constante, uma vez que  $J_0(m_f)$  depende de  $m_f$ . Assim,

pode acontecer dela ser nula, o que ocorre, observando o gráfico da Função de Bessel (Figura 2.4), para aproximadamente:  $m_f = 2.4, 5.5, \text{ etc.}$

- Quando as amplitudes das Funções de Bessel apresentam valores negativos, certas frequências, quando observadas no domínio da frequência, estarão defasadas de  $180^\circ$ . Como é o caso, na Figura 2.6, das frequências  $f_p$  e  $f_p \pm f_m$  quando  $m_f = 0$ .
- Quando  $m_f = 1$  somente os coeficientes  $J_0(m_f)$  e  $J_1(m_f)$  apresentam valores significativo, de tal forma que o espectro no domínio da frequência será composto das raias  $f_p$  e  $f_p \pm f_m$ . Esta situação é correspondente ao caso da modulação *Narrow-band FM*.

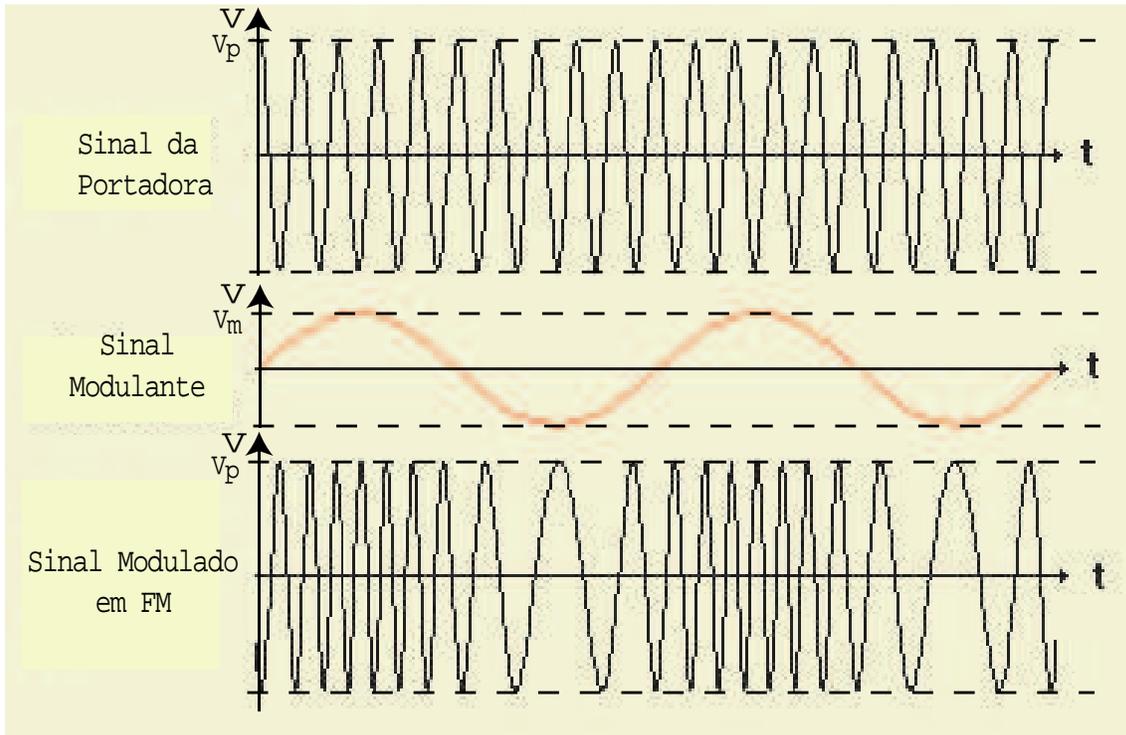


Figura 2.5: Exemplos de espectro da modulação em FM no domínio do tempo.

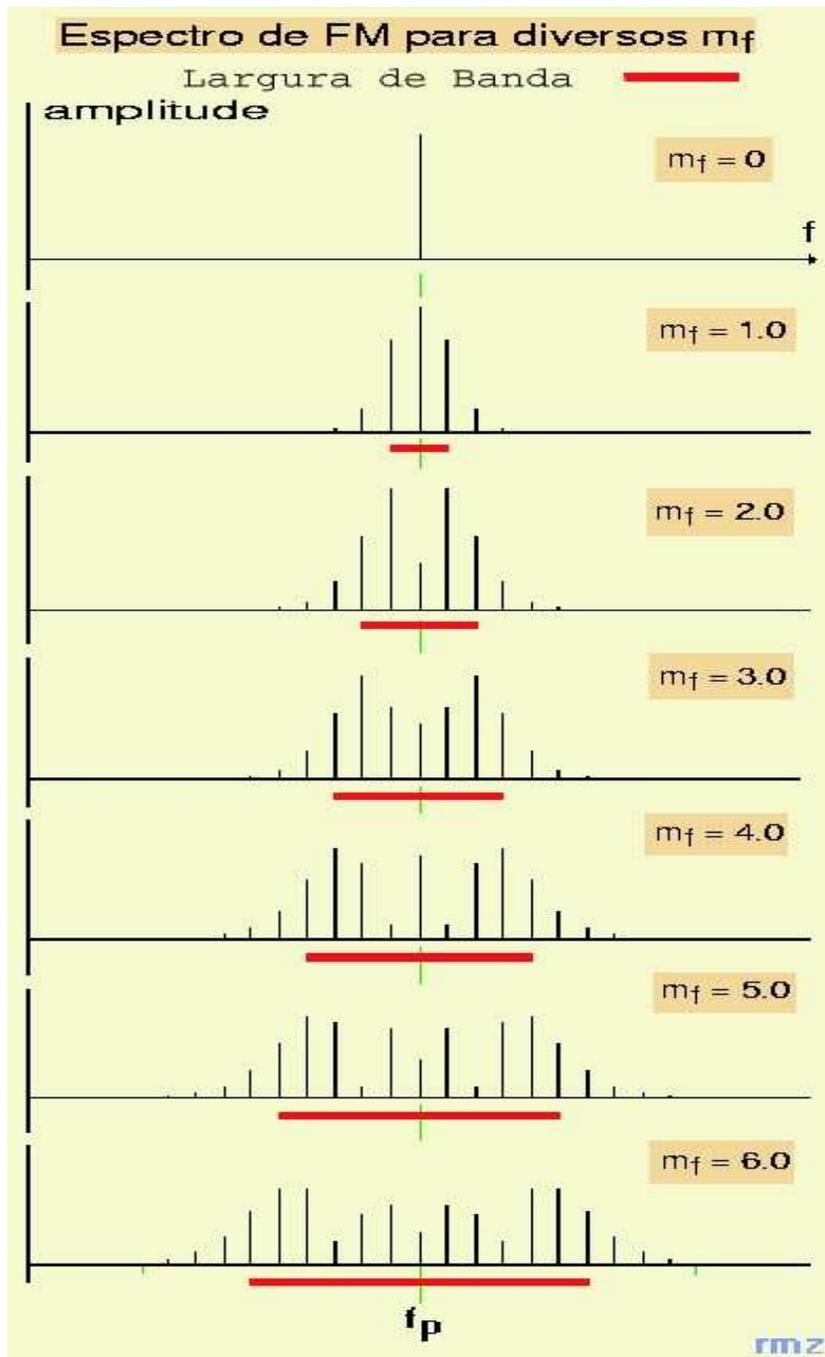


Figura 2.6: Exemplos de espectro da modulação em FM no domínio da frequência. Pode-se observar o valor da largura de banda para diversos índices de modulação.

Como existem infinitos números de raias, a largura de banda de sinais FM ( $B_{FM}$ ) é **aproximada** pela **Lei de Carson**:

$$B_{FM-Carson} \simeq 2\Delta f + 2f_m = 2\Delta f \left(1 + \frac{1}{m_f}\right) \quad (2.30)$$

Para obter um valor preciso da largura de banda, a literatura utilizada [13] define a largura de banda para um sinal modulado em FM como

$$B_{FM} = 2n_{max}f_m \quad (2.31)$$

onde  $n_{max}$  é o valor inteiro do  $n$  que satisfaz  $|J_n(m_f)| > 0.01$ . A Tabela 2.2 mostra o número total de raias significativas para diferentes valores de  $m_f$ .

Índice de Modulação ( $m_f$ )	Número de raias significativas ( $2n_{max}$ )
0.1	2
0.3	4
0.5	4
1.0	6
2.0	8
5.0	16
10.0	28
20.0	50
30.0	70

Tabela 2.2: Número de raias significativas para um sinal *Wide-band FM*.

## Modulação de Fase (PM)

A modulação em fase (PM) consiste em alterar  $\theta_{PM}$  de acordo com:

$$\theta_{PM}(t) = \omega_p t + k_p V_m(t) \quad (2.32)$$

onde  $k_p$  é a sensibilidade de fase do sinal modulante. Para a tensão modulante:

$$V_m(t) = V_m \text{sen}(\omega_m t) \quad (2.33)$$

onde  $\omega_m = 2\pi f_m$ . Então, o ângulo  $\theta_{PM}$  vale:

$$\theta_{PM}(t) = \omega_p t + k_p V_m \text{sen}(\omega_m t) \quad (2.34)$$

Substituindo na Expressão 2.10, obtemos:

$$V_{PM}(t) = V_p \cos[\omega_p t + m_p \text{sen}(\omega_m t)] \quad (2.35)$$

onde  $m_p = k_p V_m$  é o **índice de modulação de fase** que é independente da frequência modulante, ao contrário de  $m_f$ .

Percebe-se que as Expressões 2.35 e 2.20 são parecidas. Comparando o espectro no domínio do tempo do sinal modulado em FM (Figura 2.5) e modulado em PM (Figura 2.7), verifica-se que só é possível distinguí-los se comparados com o sinal modulante.

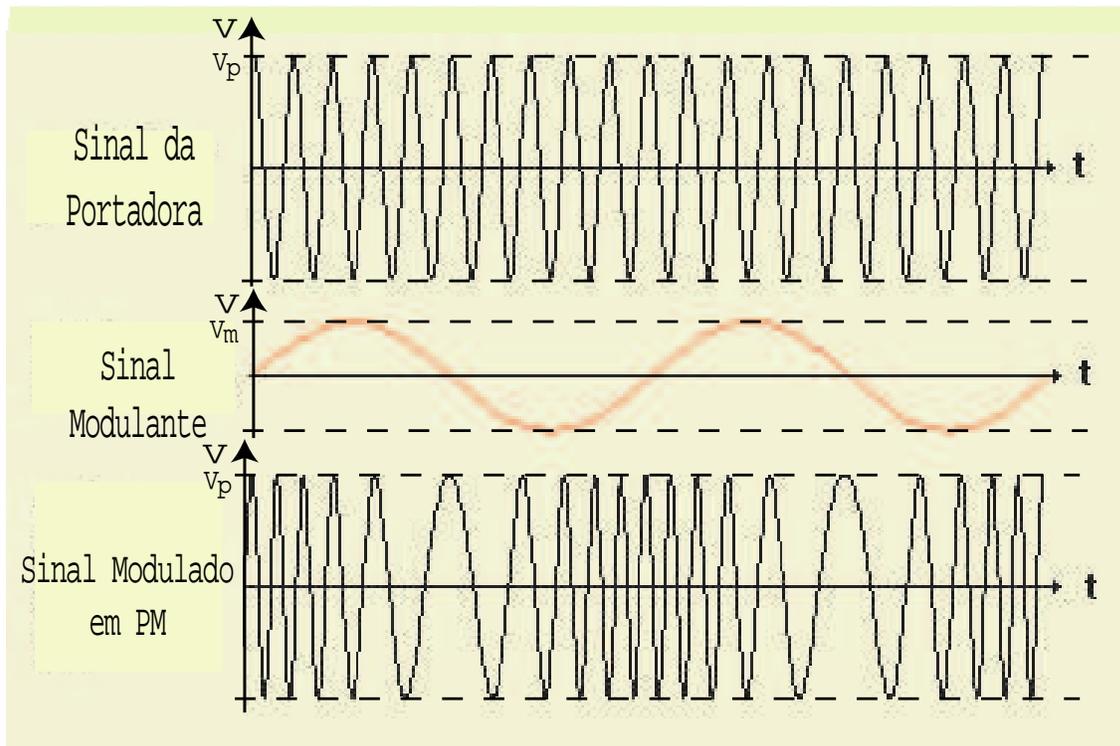


Figura 2.7: Exemplos de espectro da modulação em PM no domínio do tempo.

## 2.2 Transmissão de Televisão

Uma transmissora de televisão deve enviar simultaneamente os sinais de áudio e de vídeo. O sinal de áudio é modulado em frequência (FM) e o de vídeo é modulado em amplitude (AM). Define-se uma largura de banda de 6 MHz para transmissoras de televisão. A Tabela 2.3 mostra as faixas de frequências dos canais de VHF.

Como pode ser observado na Tabela 2.3, a frequência do canal 2 termina em 60 MHz e a banda do canal 3 começa em 60 MHz. Então se existirem, em um mesmo local, uma emissora no canal 2 e outra no canal 3, uma provocará interferência na outra. O mesmo ocorre com qualquer canal cuja adjacência está na mesma frequência do canal anterior ou superior. Esta é a limitação técnica que faz com que algumas cidades não tenham mais espaço para emissoras de televisão em VHF, mesmo sabendo que existem canais não utilizados. Observa-se também na Tabela 2.3 que a borda superior de um canal é a borda inferior do próximo canal, exceto para os

Canal	Faixa de Frequência (MHz)
2	54 – 60
3	60 – 66
4	66 – 72
5	76 – 82
6	82 – 88
7	174 – 180
8	180 – 186
9	186 – 192
10	192 – 198
11	198 – 204
12	204 – 210
13	210 – 216

Tabela 2.3: Frequências do Canais VHF.

canais 6 e 7. Isto ocorre porque os canais foram atribuídos conforme o crescimento do volume de sinais transmitidos, não por limitações técnicas, sendo o espaço de frequências entre o canal 6 e o canal 7 já ocupado pelas transmissoras de rádio FM.

Para que não ocorra interferência entre os sinais de áudio e de vídeo, a frequência da portadora destes sinais estão distantes uma da outra, sendo a frequência da portadora de vídeo  $f_{pv}$  igual à frequência inferior da banda acrescida de 1.25 MHz e a frequência da portadora de áudio  $f_{pa}$  igual à frequência superior da banda diminuída de 0.25 MHz. O espectro da portadora de vídeo (Figura 2.8) mostra que a banda mais baixa (LSB) está restrita a uma frequência 0.75 MHz abaixo da portadora de vídeo e a banda mais alta (*USB - Upper Sideband*) utiliza os 4.2 MHz acima da portadora de vídeo. Para que não ocorra interferência no sinal de luminância (informação referente ao brilho e contraste) e de cromaticidade (informação referente à cor), a sub-portadora de cor  $f_{pc}$  encontra-se 3.58 MHz acima da portadora de vídeo.

Para o canal 2, por exemplo, utilizando a Tabela 2.3 e a Figura 2.8, a portadora de vídeo está localizada na frequência de 55.25 MHz, sendo o limite inferior da banda LSB igual a 54.5 MHz e o limite superior da banda USB igual a 59.45 MHz. A sub-portadora de cor está situada em 58.83 MHz e a frequência da portadora de áudio

em 59.75 MHz.

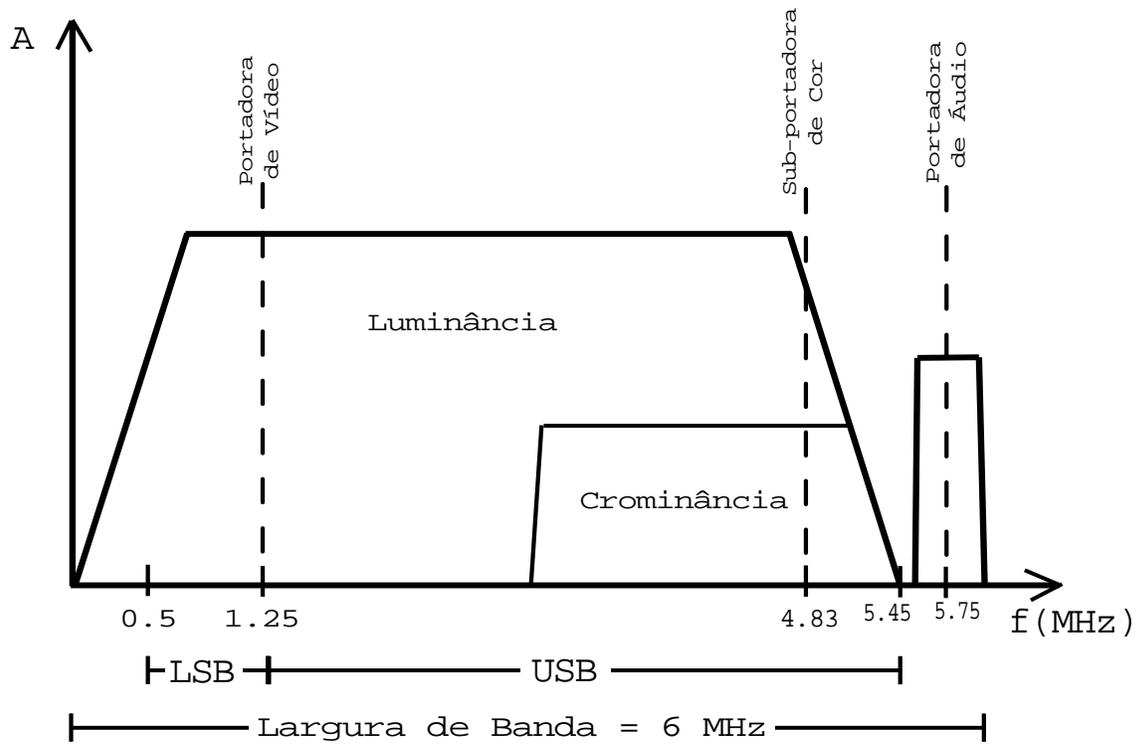


Figura 2.8: Espectro de frequência dos canais de televisão VHF.

A Figura 2.9 mostra a alternância dos sinais de luminância e crominância, para não causar interferência nesses sinais. É importante notar que cada sinal de luminância e de crominância é composto de várias raias de frequências equidistantes de aproximadamente 60 Hertz.

A Figura 2.10 ilustra o esquema dos sinais de áudio e vídeo de televisão. Mesmo o sinal de vídeo sendo enviado em uma banda com largura de 4.2 MHz, aproximadamente 90% da potência do espectro encontra-se no primeiro 1 MHz em ambos lados da portadora.

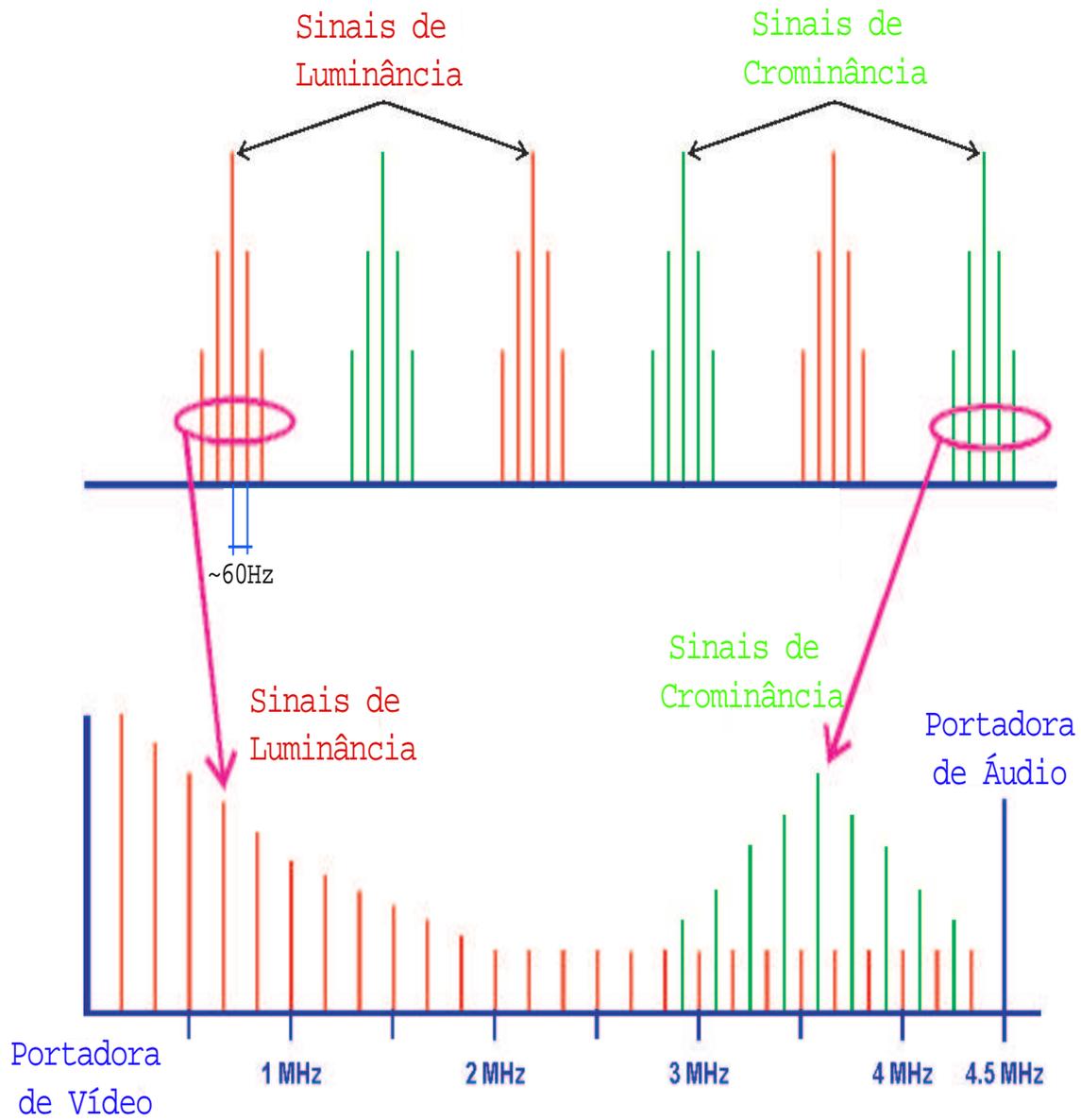


Figura 2.9: Espectro de frequência dos canais de televisão VHF.

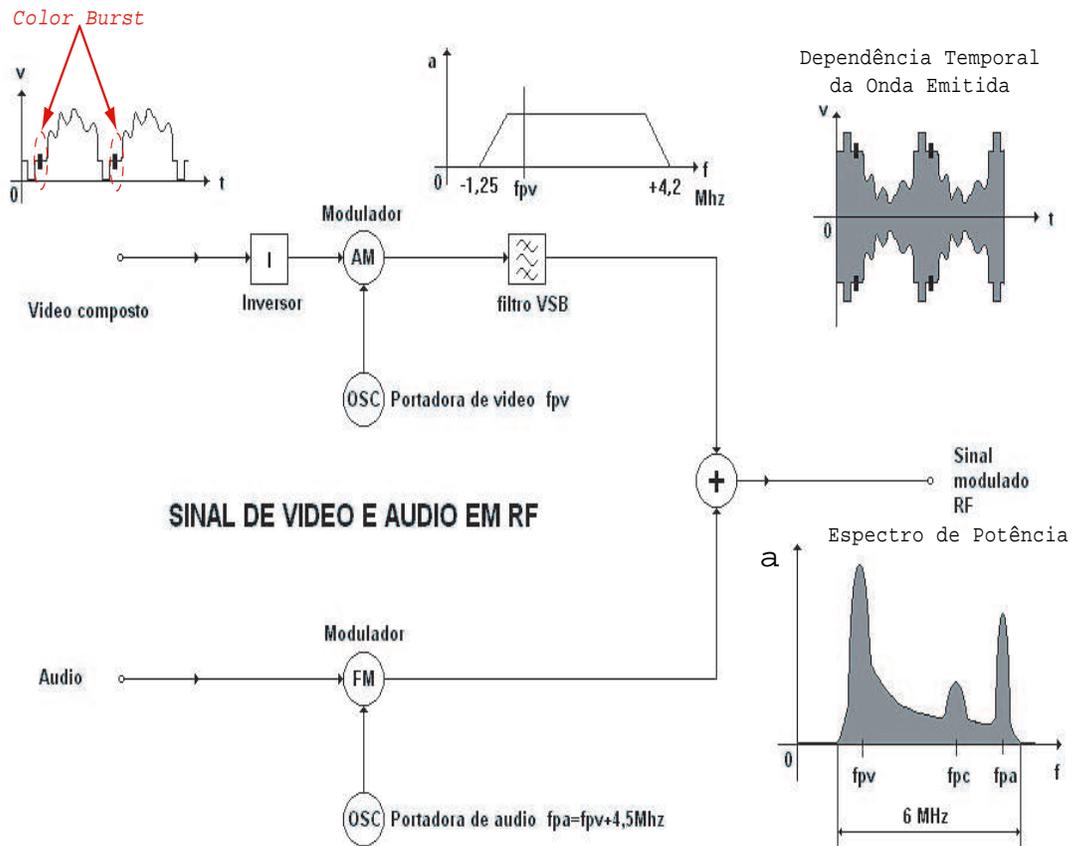


Figura 2.10: Esquema de envio dos sinais de áudio e vídeo para televisão VHF. Percebe-se que 90% da potência do sinal está no primeiro MHz.

## 2.3 Transmissão de Rádio

As estações de **rádio AM** utilizam a faixa de frequência entre 530 a 1600 kHz, com 10 kHz de largura de banda cada, enquanto que as estações de **rádio FM** utilizam a faixa de frequência entre 88 a 108 MHz, com largura de banda de 200 kHz cada. Como a estação AM possui largura de banda de apenas 10 kHz, qualquer frequência mais alta (som agudo) ou mais baixa (som grave) que ultrapassem o limite da banda serão eliminadas. Logo a estação FM, que possui maior largura de banda, oferece melhor qualidade sonora.

## 2.4 Balizas de Aeroportos

O tamanho, a velocidade e sobretudo, a quantidade das aeronaves, que operam em quaisquer condições atmosféricas, obrigam que os aeroportos sejam dotados de equipamentos muito aperfeiçoados para controlar aterrisagens, decolagens e vôos dessas aeronaves. Nesta seção são introduzidos dois tipos de balizas de aeroportos, a baliza VOR (*VHF-Omnidirectional-Range*) e a baliza ILS (*Instrument Landing System*).

### 2.4.1 VOR (*VHF-Omnidirectional-Range*)

Um VOR opera em VHF (108.0 a 117.95 MHz) com largura de banda de 50 kHz. Os sinais de VOR são transmitidos na linha-de-visão, isto é, qualquer obstáculo (prédios, montanhas e inclusive a **curvatura da terra**) os bloqueia. Existem dois tipos de VOR em funcionamento: o VOR tradicional e o Doppler VOR (DVOR).

No VOR tradicional a antena envia um sinal variável rotacional para criar um sinal modulado em amplitude na estação receptora e um sinal de referência omnidirecional modulado por um sinal senoidal de frequência de 30 Hz fixo. A fase entre os dois sinais varia de acordo com a posição da aeronave em relação à estação VOR.

No Doppler VOR o sinal de referência é modulado em amplitude por um sinal

senoidal de frequência de 30 Hz pela antena central (Figura 2.11). Este sinal é omnidirecional, logo a fase deste sinal é independente da posição da aeronave. O Doppler VOR possui 48 antenas (Figura 2.11), sendo numeradas de tal forma que a antena 1 é o Norte magnético e as outras antenas são numeradas no sentido anti-horário. Elas são igualmente separadas em um círculo com aproximadamente 13.5 metros de diâmetro. O sinal variável é modulado em frequência e é obtido por radiar o sinal das 48 antenas 30 vezes por segundo, com uma velocidade radial de aproximadamente 1264 m/s. Criando, assim, um efeito Doppler, onde a frequência aumenta quando o sinal é rotacionado no sentido da aeronave e diminuir quando o sinal é rotacionado no sentido oposto da aeronave, produzindo o efeito de modulação FM em 30 Hz.

Para separar os dois sinais, uma sub-portadora é introduzida. Esta sub-portadora possui duas bandas laterais, a banda LSB situada em  $f_p - 9960Hz$ , e a banda USB situada em  $f_p + 9960Hz$ . Quando a antena 1 é energizada pela banda USB a 25 é energizada pela LSB, e assim por diante.

Também é enviado o sinal de identificação do aeroporto, em Código Morse, de frequência de 1020 Hz, tanto no VOR tradicional quanto no DVOR.



Figura 2.11: Antena Doppler VOR.

## 2.4.2 Sistema de Aterrisagem por Instrumentos (ILS)

O sistema de aterrisagem por instrumentos (ILS – *Instrument Landing System*) é um sistema de pouso por instrumentos que opera em VHF e é composto de equipamentos rádio-transmissores em terra, com antenas direcionais e receptores apropriados. Este sistema permite definir dois planos fixos de alinhamento que determinam a trajetória de pouso do avião, utilizando os seguintes equipamentos de terra (Figura 2.12):

- O **Radioalinhamento de Pista ou Localizador** (*Localizer*) opera na faixa VHF (108.1 a 111.95 MHz) e fica localizado no eixo da pista, na extremidade dessa. O Localizador utiliza antena direcional e indica a direção lateral ou o rumo da pista;
- O **Radioalinhamento de Descida ou Trajetória de Planeio** (*Glide Slope*) opera em UHF (329.1 a 334.8 MHz) e fica localizado entre 750 e 1250 pés da cabeceira da pista, a uma distância de 400 a 600 pés do eixo desta. Ele é provido de antena direcional e indica a direção da faixa de planeio (trajetória de planeio);
- O **Transmissor do OM** (*Outer Marker*) é um balizador situado no eixo da pista, que fornece ao piloto a distância até a cabeceira da pista. Quando o piloto receber este sinal a aeronave deve estar em torno de 1400 pés acima da elevação da pista.
- O **Transmissor do MM** (*Middle Marker*) é o segundo balizador do sistema ILS e indica o Ponto de Aproximação Perdida (MAP), ponto no qual deve-se iniciar o procedimento ILS Categoria I de aproximação perdida (CATI – pousos com teto de 200 pés e visibilidade de 800 metros). Este transmissor fica localizado entre 800 e 1200 metros da cabeceira da pista e ao sobrevoá-lo, uma **luz amarela** acende no painel da aeronave e o piloto ouve um som de frequência igual a 1.3 kHz;

- O **Transmissor do IM** (*Inner Marker*), localizado junto à cabeceira da pista, é utilizado nos procedimentos Categoria II (CATII – pousos com teto de 100 pés e visibilidade de 400 metros) e Categoria III (CATIII – pousos com visibilidade zero). Ao sobrevoá-lo, acende-se uma **luz branca** no painel e o piloto ouve um som de frequência igual a 3 kHz a cada 6 segundos.

Dois receptores a bordo comparam a localização do aparelho em relação a esses planos, permitindo que o piloto coloque o avião na linha de aterrisagem. Por exemplo: a aeronave está na posição correta em relação à trajetória de planeio, mas está a esquerda do localizador, ou a aeronave se encontra na mira do localizador, mas está abaixo da trajetória de planeio.

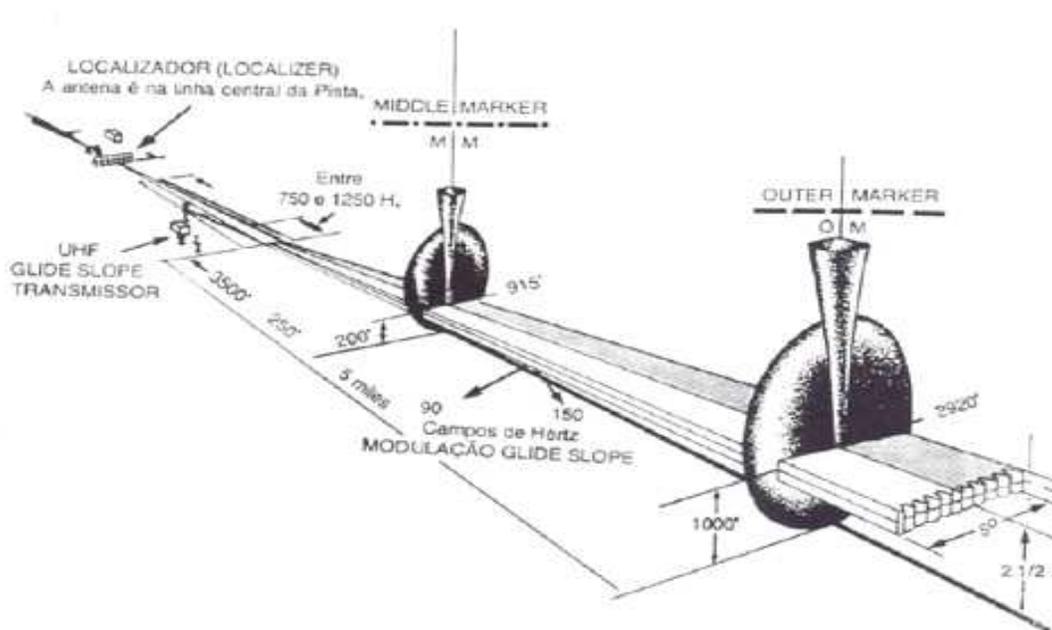


Figura 2.12: Sistema de Aterrisagem por Instrumentos (ILS).

Neste capítulo foram vistas as modulações AM, FM e PM, e sua utilização na transmissão de sinais de televisão, rádios e aeroportos. No próximo capítulo nossa atenção é voltada aos meteoros, suas origens, métodos de detecção, a ionização sofrida ao penetrar na atmosfera terrestre, assim como a reflexão das ondas eletromagnéticas pelos dois tipos de caudas sub-densas e super-densas.

# Capítulo 3

## Os Meteoros

No sistema solar, pequenos detritos cuja massa varia de um miligrama a alguns quilogramas, são chamados de **meteoróides**. Se a sua dimensão for inferior a  $1mm$  de diâmetro emprega-se então a denominação de **micrometeoróide**. Ao penetrar na atmosfera terrestre, um meteoróide dará origem aos **meteoros**, que se vaporizam, provocando um rastro luminoso e ionizado, de curta ou longa duração, sendo denominado, respectivamente, *cauda* ou *rastro persistente*.

Se o meteoro conseguir atingir o solo, receberá então a denominação de **meteorito**. Porém se for tão pequeno que não se aqueça o suficiente para evaporar antes que sua velocidade seja reduzida, irá atingir o solo como uma poeira muito fina, sendo denominado **micrometeorito**. Neste caso, ele penetra na atmosfera tão lentamente que não irá produzir ionização significativa.

Os meteoros podem ser classificados em dois tipos: **esporádicos** e **periódicos**. Os meteoros **esporádicos** são aqueles que podem ser vistos por todo o ano e estão distribuídos esporadicamente pelo sistema solar. Ocasionalmente, em certas épocas do ano, o número de meteoros observados aumenta por algumas noites, devido aos meteoros **periódicos** ou **chuvas de meteoros**. Estes meteoros parecem originar de um único ponto ou de uma pequena área do céu.

As chuvas de meteoros ocorrem quando a Terra, em sua órbita ao redor do Sol,

encontra uma concentração de material meteoróico, onde todos se movem em uma única órbita. Mesmo que estes materiais meteoróicos se estendam por muitos milhões de quilômetros no espaço, a velocidade orbital da Terra, de aproximadamente  $30\text{km/s}$ , faz com que as chuvas de meteoros durem apenas poucos dias, pois a Terra logo passa pela órbita deles (Figura 3.1). Quando os detritos estão uniformemente distribuídos pela sua órbita, a duração da chuva não apresenta uma variação anual. Entretanto, se houver uma maior concentração em um certo local da órbita, a duração da chuva é alterada substancialmente a cada ano. O ponto particular na esfera celeste aonde os meteoros parecem originar é conhecido como *ponto radiante*, que é puramente um efeito de perspectiva e por convenção, a maior parte das chuvas são então conhecidas pela constelação da qual elas parecem se originar, como está detalhado na Tabela 3.1.

Chuveiro	Período de Visibilidade	Cometa Associado
Quadrantídeos	1 a 4 de Jan	
Lirídeos	19 a 24 de Abr	<i>Thatcher</i>
Aquarídeos	21 de Abr a 12 de Mai	<i>Halley</i>
Arietídeos	29 de Mai a 19 de Jun	
Aquarídeos Austrais	21 de Jul a 15 de Ago	
Perseídeos	15 de Jul a 17 de Ago	<i>Swift-Tuttle</i>
Orionídeos	18 a 26 de Out	<i>Halley</i>
Taurídeos Austrais	15 de Set a 15 de Dez	<i>Encke</i>
Leonídeos	14 a 20 de Nov	<i>Temple-Tuttle</i>
Geminídeos	7 a 15 de Dez	
Ursídeos	17 a 24 de Dez	<i>Tuttle</i>

Tabela 3.1: Chuvas de Meteoros.

Alguns desses chuveiros, particularmente o Quadrantídeos, o Perseídeos e o Geminídeos aparecem regularmente e com mesmas características todo ano. Outros, como o Lirídeos e o Leonídeos são bem diferentes. Ocasionalmente grandes tempestades de meteoros são observadas durante estes períodos. Uma chuva famosa no século *XIX* foi a Bielídeos, que já não existe mais. No Sistema Solar, os meteoróides estão sujeitos à forças gravitacionais dos planetas, em particular de Júpiter. Isto faz com que haja um desvio na órbita dos detritos, interrompendo o encontro com a

órbita da Terra, como ocorrido com os Bielídeos e a diminuição das atividades dos Lirídeos.

A análise das órbitas dos meteoros mostra que existem duas origens para os meteoróides. Acredita-se que os chuviros esporádicos se originam do cinturão de asteróides. Outros, associados aos chuviros são detritos de cometas.

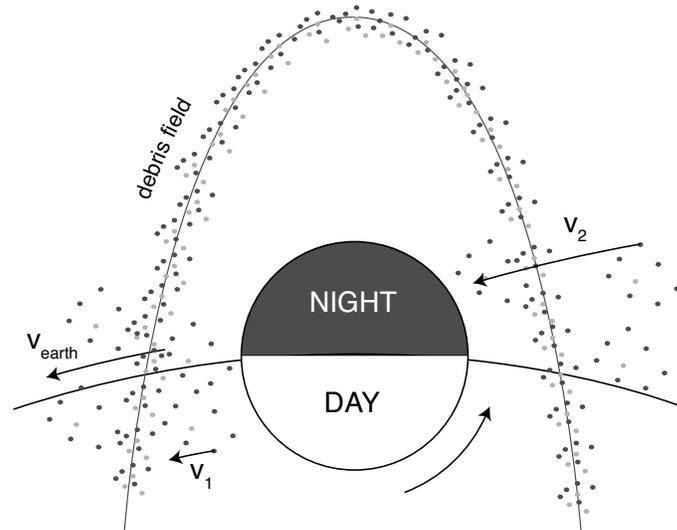


Figura 3.1: Variação de incidência de meteoros na Terra: na parte da Terra que está de manhã, meteoros com velocidade orbital menor que a da Terra serão observados ( $V_1 < 30 \text{ km/s}$ ) e na parte da Terra que está de tarde, somente meteoros com velocidade orbital maior que a da Terra irão ser observados ( $V_2 > 30 \text{ Km/s}$ ).

A incidência dos meteoros não é a mesma durante todas as horas do dia. Visualizando a Terra como mostrado na Figura 3.1, percebe-se que a parte da Terra onde está de manhã ou amanhecendo encontra os meteoros com direção orbital oposta, ou meteoros com a mesma direção orbital, mas que se movem mais devagar do que a Terra. Já na parte da Terra onde está anoitecendo ou de noite, somente meteoros com velocidade maior que a Terra serão observados. Devido a este fato, a incidência máxima de meteoros ocorre às 6 horas da manhã e a incidência mínima ocorre às 6 horas da tarde. Entretanto, o instante de incidência máxima e mínima depende da latitude do local. Como a Terra possui velocidade orbital de aproximadamente  $30 \text{ km/s}$ , durante o dia só serão observados meteoros com velocidade orbital menor

que 30 km/s. Já a noite, a velocidade dos meteoros têm que ser maior que 30 km/s para que estes possam penetrar na atmosfera terrestre. A velocidade máxima dos meteoros que atingem a Terra é de 72 km/s, que é a soma da velocidade da Terra (30 km/s) com a velocidade de escape para um detrito deixando o sistema solar (42 km/s) [1].

## 3.1 Métodos de Investigação

### 3.1.1 Métodos Visuais

Quando a verdadeira natureza das estrelas cadentes foi descoberta, os cientistas nos séculos *XVIII* e *XIX*, iniciaram a investigação da sua origem [14]. Para calcular a órbita dos meteoróides em torno do Sol é necessário medir sua velocidade e direção de vôo na atmosfera, o que em observações visuais são obtidos em relação à esfera celeste. Mesmo com medidas imprecisas, resultados importantes foram obtidos com esse método, como demonstrado por G. V. Schiaparelli em 1866 [14], que os meteoros proveniente de Perseídeos e Leonídeos se movem na mesma órbita em torno do Sol que dois cometas conhecidos, *Swift-Tuttle* e *Temple-Tuttle*, respectivamente. Mais tarde, a relação entre algumas chuvas de meteoros e outros cometas foi descoberta e agora sabe-se quais chuvas são associadas a cometas conhecidos (Tabela 3.1).

### 3.1.2 Métodos Fotográficos

No início do século *XX* começou-se a utilizar o método fotográfico para observar meteoros. Se uma placa fotográfica é sensível o suficiente para fotografar o meteoro, então a trajetória em relação à esfera celeste pode ser determinada com precisão.

A primeira medição da velocidade foi feita por W. J. Elkin da Universidade de Yale [14], que utilizou técnicas estroboscópicas com uma fenda giratória na frente da câmera fotográfica. A passagem do meteoro é segmentada no filme e, medindo o

comprimento dos segmentos, a velocidade do meteoro pode ser calculada.

Utilizando apenas uma câmera se obtém somente a velocidade angular do meteoro, já que sua altitude é desconhecida. Para que se possa medir a velocidade real do meteoro, duas câmeras devem ser utilizadas simultaneamente e devem estar separadas de alguns quilômetros. A partir da mudança aparente da cauda do meteoro na esfera celeste, a altitude do meteoro e sua velocidade linear podem ser determinadas.

A princípio, com este método bastante preciso, era particularmente difícil coletar muitos resultados, porque os materiais fotográficos da época não eram sensíveis o suficiente. Hoje em dia, com o desenvolvimento de novas câmeras, meteoros menos brilhantes podem ser observados. No entanto, levando-se em conta os efeitos de nuvens e o luar, fica muito fácil de entender porque o método fotográfico é pouco eficiente.

### **3.1.3 Método Utilizando Ondas de Rádio**

O RADAR emite pulsos curtos de ondas de rádio que são refletidos por aviões, navios, carros ou nuvens eletricamente carregadas, permitindo assim, não só detectá-los, como determinar as características de suas trajetórias.

Quando um meteoro penetra na atmosfera terrestre ele não só cria um rastro luminoso, mas também deixa uma cauda de gás ionizado. Esta cauda rapidamente se difunde na atmosfera e os íons e elétrons livres se recombinaem, formando átomos neutros. Antes que se recombinaem, os elétrons livres são capazes de refletir ondas eletromagnéticas e um eco pode ser observado numa estação receptora. A maior parte dos ecos duram apenas décimos de segundos, sendo que ocasionalmente meteoros muito brilhantes podem produzir ecos que duram vários segundos.

Experiências mostram que ondas eletromagnéticas com comprimentos de onda em torno de 4 a 8 metros, ou seja, frequências entre 37.5 MHz e 75 MHz, são as melhores para este método de observação que oferece as seguintes vantagens:

- Ele é independente das condições meteorológicas, resultando na tomada de dados sobre a entrada dos meteoros na atmosfera terrestre sobre qualquer condição meteorológica;
- Ele é tão sensível que detecta meteoros muito pequenos ( $1\mu g$ ) que não podem ser detectados visualmente ou fotografados.

Observações por reflexão de ondas eletromagnéticas podem fornecer informações sobre meteoros, mas uma boa modelização é necessária para que se faça uma interpretação correta dos dados. A teoria clássica para observações de meteoro por rádio foi basicamente desenvolvida de 1940 a 1950 [2], sendo a ênfase destes trabalhos observações com **espalhamento para trás** (*backscatter*). O **espalhamento para frente** (*forward scattering*) recebeu muito menos atenção nesta época, já que sua teoria e a interpretação dos dados são muito mais complicados, devido a sua geometria mais complexa. Nos anos seguintes foram feitos os estudos de espalhamento para frente como uma expansão do caso do espalhamento para frente [1], que são descritos nas próximas seções.

## 3.2 Evaporação e Ionização dos Meteoros na Atmosfera

Quando um meteoróide de massa  $m$  e seção reta  $s$  penetra na atmosfera, deslocando-se com uma velocidade  $v$ , podemos estabelecer a **Equação de Freagem**:

$$m \frac{dv}{dt} = -\sigma_f s \rho_a v^2 \quad (3.1)$$

onde:

$\sigma_f$  é o coeficiente de freagem,

$\rho_a$  é a densidade atmosférica.

Esta equação mostra que a freagem é maior a medida que a relação  $s/m$  aumenta. A freagem é mais importante para os pequenos meteoróides, supostos esféricos. Quando um meteoróide penetra na atmosfera, ele perde tanto velocidade como massa. A perda de massa ou ablação pode ser por vaporização, fusão ou fragmentação. A ablação começa quando a superfície do meteoróide atinge o ponto de ebulição.

A energia cinética das moléculas de ar que se chocam com os meteoróides é absorvida no interior destes, onde aquece as camadas mais profundas até atingir o ponto de ebulição. A própria substância vaporizada forma um escudo protetor. O fluxo de energia realmente recebido pela superfície frontal de choque do meteoróide é dado por [15]:

$$\Phi_E = \frac{1}{2}\Lambda\rho_a v^3, \quad (3.2)$$

onde:

$\Lambda$  é o coeficiente de energia transferida, cujos valores variam entre 0,6 e 1.

Supondo que toda a energia absorvida é utilizada na vaporização, a **Equação de Perda de Massa ou de Ablação** é dada por:

$$\xi \frac{dm}{dt} = \frac{1}{2}\Lambda\rho_a s v^3, \quad (3.3)$$

onde:

$\xi$  é a energia necessária para esquentar, fundir ou vaporizar uma unidade de massa do meteoróide.

Combinando as equações 3.3 e 3.1, obtemos a **Equação de Massa**:

$$\frac{1}{m} \cdot \frac{dm}{dt} = \frac{\Lambda}{2\sigma_f \xi} v \frac{dv}{dt} \quad (3.4)$$

Os átomos, escapando da superfície onde ocorreu a ablação, se chocam com as moléculas da atmosfera com velocidade igual a do meteoróide, ionizando as partí-

culas de ar que, ao se desexcitarem, produzem uma emissão luminosa. Definindo  $I$  como a potência luminosa total emitida pelo meteoróide, obtém-se a **Equação de Luminosidade**:

$$I = -\tau_l \left( \frac{1}{2} \frac{dm}{dt} v^2 \right), \quad (3.5)$$

onde:

$\tau_l$  é o coeficiente de eficiência luminosa, ou seja, a fração de energia cinética convertida em luz.

De modo análogo, temos a **Equação de Ionização**:

$$qv\eta = -\frac{\tau_i}{2} \frac{dm}{dt} v^2, \quad (3.6)$$

onde:

$\tau_i$  é o coeficiente de eficiência de ionização, isto é, a fração de energia cinética perdida pelo meteoróide na ionização;

$\eta$  é o potencial de ionização;

$q$  é a quantidade de íons produzidos por unidade de comprimento ao longo da trajetória.

Quando o meteoróide atravessa a atmosfera, ele atinge temperaturas superiores a  $2.000^\circ C$ . Os átomos e moléculas que ele perde por ablação ao entrar em violenta colisão com as moléculas da atmosfera e do meteoro, produzem a sua ionização, o que permite a reflexão de ondas eletromagnéticas.

### 3.3 Parâmetros da Cauda [1], [2]

#### 3.3.1 Altitude

Quando um detrito meteórico se aproxima da Terra, não haverá ionização suficiente até que o ar relativamente denso seja atingido, o que ocorre em altitudes abaixo de 120 km. Ao atingir esta altitude, o meteoróide se vaporiza rapidamente e grande

parte é completamente vaporizada antes que ele atinja 80 km de altura. Estes valores dependem, obviamente, da velocidade, massa e ângulo zênite do meteoróide. Meteoros de massa maior possuem caudas ionizadas em menores altitudes.

### 3.3.2 Comprimento

O comprimento da cauda depende da massa original do meteoro e do ângulo zênite da sua trajetória. Assim, enquanto meteoros esporádicos possuem caudas com comprimento em torno de 15 km, as caudas dos meteoros periódicos é da ordem de 50 km.

### 3.3.3 Raio Inicial

O raio inicial ( $r_0$ ) depende da densidade atmosférica, sendo que em regiões poucas densas o raio inicial é maior, devido ao menor número de átomos atmosféricos para parar os átomos dos meteoros. Observações por detecção a rádio mostram que o raio inicial da cauda varia de 0.55 metros para altitudes de 81 km, a 4.35 metros para altitudes de 121 km. O raio inicial pode ser aproximado pela expressão:

$$r_0 = 2.58 \times 10^{12} \frac{\mu_a v^{0.8}}{\rho_a} \quad (3.7)$$

Onde:

$\mu_a$  é a massa média dos átomos da atmosfera;

$v$  é a velocidade do meteoro;

$\rho_a$  é a densidade atmosférica.

### 3.3.4 Difusão

Assim que a cauda é formada, os elétrons e íons começam a se difundir na atmosfera. A densidade eletrônica na cauda pode ser considerada Gaussiana e o

raio da cauda varia de acordo com:

$$r = \sqrt{r_0^2 + 4D_a t} \quad (3.8)$$

Onde  $D_a$  é o coeficiente de difusão:

$$D_a = \frac{7\mu_a}{8\rho_a\delta} \sqrt{\frac{kT}{\pi\mu_m}} \quad (3.9)$$

onde:

$k$  é a constante de Boltzmann;

$T$  é a temperatura;

$\mu_m$  é a massa média dos átomos do meteoro;

$\delta \approx 7 \times 10^{-19} \text{ m}^2$  é a seção reta dos átomos meteoróicos com os átomos atmosféricos.

Valores aproximados são adquiridos com a expressão:

$$\log_{10} D_a = 0.067h - 5.6 \quad (3.10)$$

onde:

$h$  é a altitude da cauda.

Utilizando esta Expressão, obtém-se que  $D_a \approx 1\text{m}^2/\text{s}$  para  $h = 85\text{km}$  e  $D_a \approx 140\text{m}^2/\text{s}$  para  $h = 115\text{km}$ . Substituindo estes valores na Equação 3.8, percebe-se que, em **um segundo** a cauda possui um raio que varia de 2 a 20 metros.

A dissipação das caudas é alterada pela presença de ventos na atmosfera que deformam as caudas, podendo rotacionar parte da cauda em  $5^\circ$ .

### 3.4 Reflexão de Ondas Eletromagnéticas [3]

Um fato extremamente importante sobre a reflexão de ondas de rádio por caudas de meteoros é que ela é especular. Uma consequência importante e direta da especularidade é que toda a informação obtida **só se aplica na parte limitada da cauda que reflete efetivamente as ondas de rádio.**

Quando o meteoróide penetra na atmosfera, tanto seus átomos, quanto os da atmosfera são ionizados, criando assim uma cauda de íons e elétrons livres. O campo eletromagnético da onda incidente faz com que os íons e os elétrons vibrem, re-emitindo ondas eletromagnéticas. Como os íons são muito pesados, eles não possuem uma grande contribuição neste processo.

Nem todos meteoros possuem a mesma densidade de elétrons livres na cauda. Os elétrons livres oscilam com uma frequência angular característica, denominada **Frequência de Langmuir**, definida pela frequência de plasma:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{N_e e^2}{\epsilon_0 m_e}} \quad (3.11)$$

Onde:

$N_e$  é a densidade de elétrons;

$e$  é a carga do elétron;

$\epsilon_0$  é a constante dielétrica no vácuo;

$m_e$  é a massa do elétron.

Dois casos extremos podem ser considerados:

- **Caudas Sub-densas** – A densidade de elétrons na cauda ( $N$ ) é suficientemente **baixa** para permitir que a onda incidente se propague ao longo do gás ionizado. Neste caso o espalhamento é feito independentemente por cada elétron.
- **Caudas Super-densas** – A densidade de elétrons na cauda ( $N$ ) é suficiente-

mente **alta** para refletir completamente a onda incidente. Neste caso costuma-se tratar a cauda como um cilindro completamente refletor.

Levando em consideração que a dependência temporal do campo eletromagnético é  $e^{-i\omega t}$ , podemos escrever as Equações de Maxwell como:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + (\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 + i\omega \mu_0 \sigma) \mathbf{E} = \nabla (\nabla \cdot \mathbf{E}) \quad (3.12)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} + (\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 + i\omega \mu_0 \sigma) \mathbf{H} = (\sigma - i\omega \epsilon_0) \nabla \times \mathbf{E} \quad (3.13)$$

Onde:

$\sigma$  é a condutividade elétrica.

No caso de caudas sub-densas cargas espaciais estão presentes [3], então utiliza-se as Expressões 3.12 e 3.13. Já no caso de caudas super-densas temos neutralidade de cargas [3], logo  $\nabla \cdot E = 0$ , e a Expressão 3.12 pode ser escrita como:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + (\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 + i\omega \mu_0 \sigma) \mathbf{E} = 0 \quad (3.14)$$

cuja solução é do tipo:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{E}_0 e^{i(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} - \omega t)} \quad (3.15)$$

onde o vetor de onda é dado por:

$$\mathbf{k} = \zeta + i\xi \quad (3.16)$$

Substituindo as Expressões 3.15 e 3.16 na Expressão 3.14 temos que:

$$k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 + i\omega \mu_0 \sigma \quad (3.17)$$

Como a velocidade da luz e a corrente valem:

$$c = \frac{1}{(\epsilon_0 \mu_0)^{1/2}} = 3.00 \times 10^8 m/s, \quad (3.18)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} = \frac{N_e e^2}{m_e (\nu - i\omega)} \quad (3.19)$$

Onde:

$\nu$  é a frequência de colisão média.

Podemos reescrever a Expressão 3.17:

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} \left\{ 1 - \frac{\left(\frac{\omega_p}{\omega}\right)^2}{1 + \left(\frac{\nu}{\omega}\right)^2} + i \left[ \frac{\left(\frac{\omega_p}{\omega}\right)^2 \left(\frac{\nu}{\omega}\right)}{1 + \left(\frac{\nu}{\omega}\right)^2} \right] \right\} = \frac{\omega^2}{c^2} (\kappa_R + i\kappa_I) \quad (3.20)$$

Onde  $\kappa = \kappa_R + i\kappa_I$  é a constante dielétrica complexa do meio.

Se  $\nu \ll \omega$ ,  $k$  é dado por:

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} \left[ 1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega}\right)^2 \right] \quad (3.21)$$

Portanto, se  $\omega > \omega_p$ ,  $k$  é um número real e a onda se propaga sem atenuação.

Entretanto, se  $\omega < \omega_p$ ,  $k$  é um número imaginário e a onda é totalmente refletida.

Define-se a **densidade crítica do elétron** para separar os tipos sub-denso e super-denso, o que ocorre quando  $\kappa_R = 0$ . Na aproximação onde a frequência de colisão é aproximadamente nula, a separação entre os tipos ocorre quando  $\omega = \omega_p$ . Por exemplo, para os Canais 2 ( $f_{pv} = 55.25 MHz$ ) e 4 ( $f_{pv} = 67.25 MHz$ ) de Vídeo e utilizando a Expressão 3.11, obtemos que o limite entre as caudas sub-densas e super-densas ocorre quando  $N_e > 3.86 \times 10^7 cm^{-3}$  (Canal 2) e  $N_e > 5.61 \times 10^7 cm^{-3}$  (Canal 4). Então, se  $N < N_e$  teremos espalhamento por caudas sub-densas e se  $N > N_e$  teremos espalhamento por caudas super-densas.

### 3.4.1 Espalhamento por Caudas Sub-densas

Fazendo a aproximação de que os elétrons estão concentrados em um cilindro de raio pequeno ( $r \simeq 0$ ), mostra-se que a potência recebida é dada por [2], [1]:

$$P_{sub}(r \simeq 0) = \frac{P_T G_T G_R \lambda^3 r_e^2 q_e^2 \sin^2 \gamma}{32\pi^2 R_T R_R (R_T + R_R) (1 - \sin^2 \phi \cos^2 \beta)}, \quad (3.22)$$

Onde:

$P_T$  é a potência total emitida pelo transmissor;

$G_T, G_R$  são o ganho da antena do transmissor e do receptor, respectivamente, na direção do ponto de reflexão;

$\lambda$  é o comprimento da onda de rádio;

$r_e$  é o raio clássico do elétron;

$q_e$  é a densidade linear de elétrons de uma seção da cauda;

$\gamma$  é o ângulo entre o campo elétrico da onda incidente e a direção do receptor no ponto de reflexão especular;

$R_T, R_R$  são a distância do transmissor ou do receptor, respectivamente, ao ponto de reflexão;

$\phi$  é a metade do ângulo espalhado (Figura 3.2);

$\beta$  é o ângulo entre o caminho do meteoro e o plano de propagação definido pelo receptor, o transmissor e o ponto de reflexão.

A densidade dos elétrons na cauda, sendo Gaussiana, define-se o raio da cauda do meteoro  $r$  (Figura 3.2) como a distância radial na qual a densidade de elétrons vale  $1/e$  (37%) vezes a densidade central. Levando em conta uma cauda de meteoro Gaussiana, a potência do sinal refletido pela cauda do tipo sub-densa é dada por [2], [1]:

$$P_{sub}(r) = P_{sub}(r \simeq 0) \exp \left\{ \frac{-8\pi^2 r^2 \cos^2 \phi}{\lambda^2} \right\} \quad (3.23)$$

Onde nota-se a atenuação do sinal, devido a perda de coerência de fase entre as ondas espalhadas.

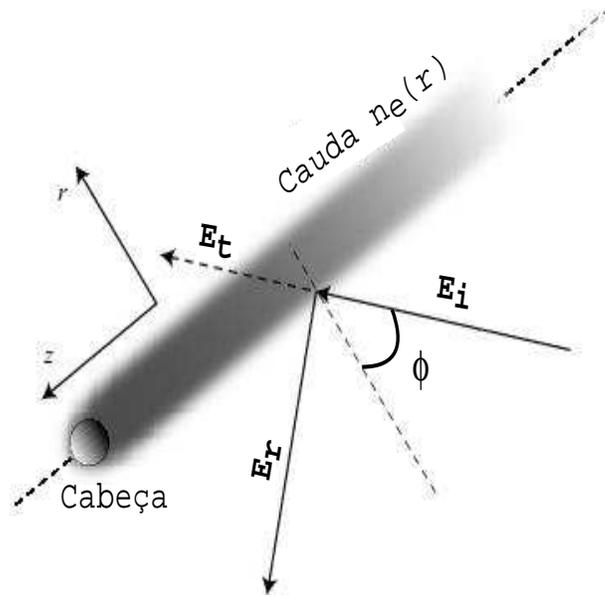


Figura 3.2: Sistema de coordenadas do meteoro.

Combinando o efeito de difusão, obtém-se a potência do meteoro sub-denso após a formação [1], [2]:

$$P_{sub}(r, t) = P_{sub}(r \simeq 0) \exp \left\{ \frac{-8\pi^2 r^2 \cos^2 \phi}{\lambda^2} \right\} \exp \left\{ \frac{-32\pi^2 D_a \cos^2 \phi t}{\lambda^2} \right\} \quad (3.24)$$

Define-se a duração do sinal  $\tau_A$  como o tempo necessário para a amplitude decrescer a  $1/e$  do seu valor inicial e é dada por [1], [2]:

$$\tau_{sub} = \frac{\lambda^2}{16\pi^2 D_a \cos^2 \phi} \quad (3.25)$$

Logo a duração do sinal recebido varia com  $\lambda^2$ . Logo, reflexões de ondas eletromagnéticas com maiores comprimentos de onda duram mais tempo.

### 3.4.2 Espalhamento por Caudas Super-densas

No regime super-denso as ondas de rádio não podem penetrar no núcleo da cauda, sendo espalhadas pela superfície desta. Podemos então, aproximar a cauda por um

cilindro refletor de raio  $r_c$ , que é dado por [1]:

$$r_c = \sqrt{4D_a t \ln \left( \frac{r_e q \lambda^2}{4\pi^2 D_a t \cos^2 \phi} \right)} \quad (3.26)$$

A densidade eletrônica na cauda diminui com o passar do tempo, e então o modelo de caudas sub-densas pode ser utilizado.

A potência recebida, proveniente de caudas super-densas, é dada por [1]:

$$P_{super}(r, t) = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sin^2 \gamma}{32\pi^2 R_T R_R (R_T + R_R) (1 - \sin^2 \phi \cos^2 \beta)} \sqrt{4D_a t \ln \left( \frac{r_e q \lambda^2}{4\pi^2 D_a t \cos^2 \phi} \right)} \quad (3.27)$$

que pode ser aplicada até o instante  $\tau_{super}$  [1]

$$\tau_{super} = \frac{r_e q \lambda^2}{4\pi^2 D_a t \cos^2 \phi} \quad (3.28)$$

, sendo que após este instante a cauda pode ser tratada como do tipo sub-densa.

### 3.5 Zonas de Reflexão

A recepção pode ser explicada por interferência. No espalhamento das ondas pelas caudas, somente teremos recepção de sinal nos pontos onde ocorrerem interferências construtivas, previstas pela óptica ondulatória. Efetivamente alguns quilômetros da cauda irão contribuir para a reflexão.

Como podemos ver na Figura 3.3, o sinal da onda de rádio reflete na cauda em vários pontos. Logo os percursos da onda entre o transmissor (T) e o receptor (R) são diferentes, causando uma diferença de fase entre os sinais, o que acarreta na diminuição da potência do sinal recebido (3.3), resultando nas Zonas de Fresnel.

A potência do sinal recebido durante a formação da cauda, considerando uma

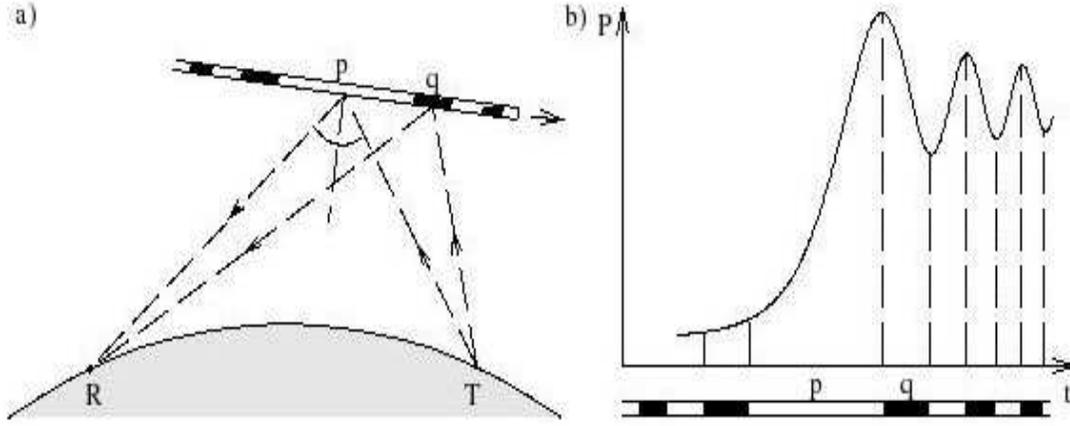


Figura 3.3: Zonas de Fresnel – Em a) T é a estação transmissora e R a estação receptora. Em b) No gráfico da variação da potência do sinal recebido pelo tempo, observam-se as oscilações na recepção do sinal devido a diferença de fase dos sinais que chegam a estação receptora.

cauda de comprimento infinito e ionização homogênea, é dada por [2]:

$$P(r = 0; t) = P(r = 0) \frac{1}{2} \left( \left[ \int_{-\infty}^{x(t)} \cos \frac{\pi x^2}{2} dx \right]^2 + \left[ \int_{-\infty}^{x(t)} \sin \frac{\pi x^2}{2} dx \right]^2 \right) \quad (3.29)$$

$$\therefore P(r = 0; t) = P(r = 0) \frac{1}{2} (C^2 + S^2) \quad (3.30)$$

Onde:

$C$  e  $S$  são as integrais de Fresnel, dadas pela teoria de difração clássica.

A variável adimensional  $x(t)$  da Expressão 3.29 é dada, para caudas sub-densas, por [2]:

$$x(t) = Vt \sqrt{\frac{2(R_T + R_R)(1 - \sin^2 \phi \cos^2 \beta)}{\lambda R_T R_R}} \quad (3.31)$$

O instante  $t = 0$  é definido pelo instante quando o meteoro atinge o ponto geométrico de reflexão. Este cálculo ainda não foi feito para reflexões do tipo super-densas.

É interessante notar que se o tamanho das Zonas de Fresnel é conhecido, a velocidade do meteoro pode ser estimada com a medida da frequência das oscilações mostradas na Figura 3.3. A posição  $s(n)$  da  $n$ ésima Zona de Fresnel depende da

geometria da reflexão e do comprimento de onda utilizado e é dado por [2]:

$$s(n) = \sqrt{\frac{n\lambda R_T R_R}{(R_T + R_R)(1 - \sin^2 \phi \cos^2 \beta)}} \quad (3.32)$$

Sendo  $\delta t_{mn}$  o tempo necessário para o meteoro viajar da Zona de Fresnel  $s(m)$  para a Zona de Fresnel  $s(n)$ , a velocidade do meteoro é [2]:

$$v = \frac{\sqrt{n} - \sqrt{m}}{\delta t_{mn}} \sqrt{\frac{\lambda R_T R_R}{(R_T + R_R)(1 - \sin^2 \phi \cos^2 \beta)}} \quad (3.33)$$

Percebe-se, pela Expressão 3.33, que para obter a velocidade do meteoro, precisa-se saber a distância entre o receptor e o transmissor ao ponto de reflexão, assim como o ângulo de espalhamento da onda eletromagnética.

É importante notar que a forma das Zonas de Fresnel podem ser facilmente alteradas por irregularidades na ionização da cauda, desaceleração do meteoro e difusão da cauda.

Considerando a difusão da cauda a partir do ponto de  $t = 0$ , e que o raio da cauda é constante, temos para caudas sub-densas [2]:

$$P_{sub}(t) = P_{sub}(t=0) \frac{1}{2} (\mathbf{C}^2(t) + \mathbf{S}^2(t)) \quad \text{para } t \leq 0 \quad (3.34)$$

$$P_{sub}(t) = P_{sub}(t) \frac{1}{2} (\mathbf{C}^2(t) + \mathbf{S}^2(t)) \quad \text{para } t \geq 0 \quad (3.35)$$

e para caudas super-densas [2]:

$$P_{super}(t) = P_{super}(t=0) \frac{1}{2} (\mathbf{C}^2(t) + \mathbf{S}^2(t)) \quad \text{para } t \leq 0 \quad (3.36)$$

$$P_{super}(t) = P_{super}(t) \frac{1}{2} (\mathbf{C}^2(t) + \mathbf{S}^2(t)) \quad \text{para } t \geq 0 \quad (3.37)$$

cujo comportamento simulado [2] da potência do sinal para caudas sub-densas e super-densas estão indicados, respectivamente, na Figura 3.4 a) e b).

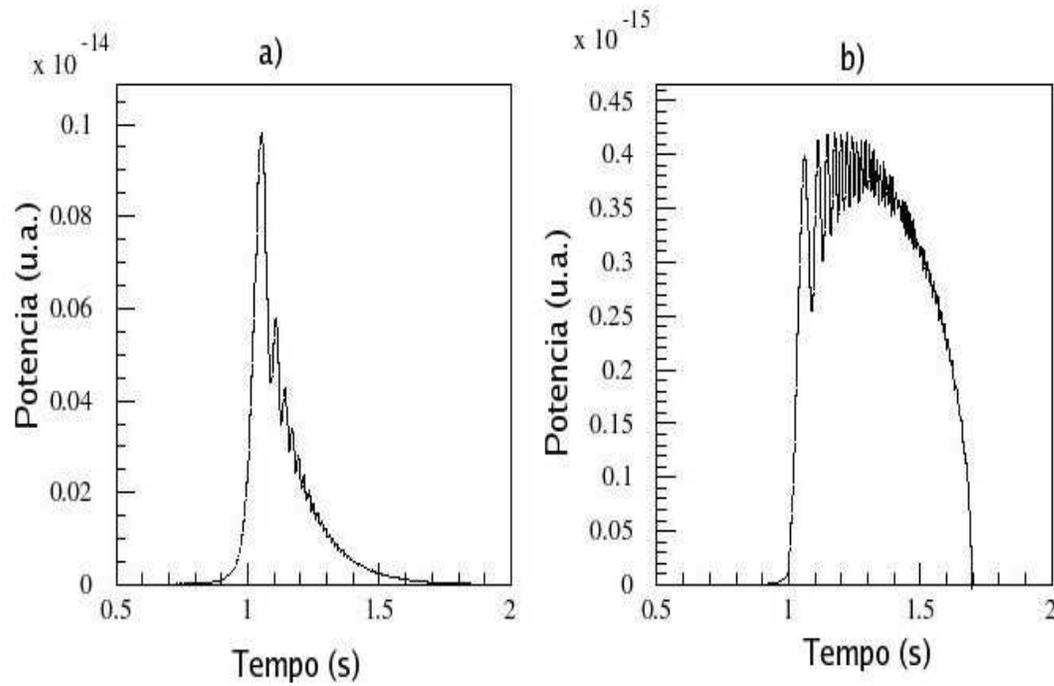


Figura 3.4: Comportamento simulado da potência do sinal pelo tempo para caudas a) sub-densas e b) super-densas, de acordo com o método descrito.

Neste capítulo foi feito o estudo detalhado dos meteoros e foi introduzido o método de espalhamento para frente de ondas eletromagnéticas por caudas dos tipos sub-densa e super-densa. No próximo capítulo são discutidos os *hardwares* e *softwares* utilizados no projeto para fazer aquisição de dados.

# Capítulo 4

## Hardware e Software

Para realizar as tomadas de dados com o método de espalhamento para frente de ondas eletromagnéticas, necessita-se de equipamentos (*hardware*) e programas (*software*). Neste capítulo são descritos todos os *hardwares* e *softwares* utilizados, tanto na estação do Instituto de Física da UFRJ, quanto na estação do Laboratório Nacional de Brookhaven.

### 4.1 Hardware

A seguir, os vários equipamentos (antenas, receptor, placa de som, GPS, gerador de ondas) utilizados neste projeto são descritos em detalhe.

#### 4.1.1 Antenas [18]

Uma antena é uma estrutura metálica utilizada para **coletar** ou **radiar** ondas eletromagnéticas, sendo o padrão de radiação definido pela geometria da mesma. Para frequências abaixo de 3 GHz, muitos tipos diferentes de antenas podem ser utilizados: monopolos, dipolos, direcionais, omnidirecionais, *patches* ou *arrays*. Acima de 3 GHz, antenas parabólicas são práticas e utilizadas em frequência de microondas, como em comunicações por satélites. Antenas omnidirecionais radiam a mesma

potência em todas as direções e as antenas direcionais radiam a potência em uma ou mais direções, sendo denominadas antenas uni ou multi-direcionais, respectivamente. *Arrays* são junções de elementos de antenas que trabalham em conjunto. Dois dos tipos mais comuns de *array* são a antena log-periódica e a antena Yagi.

O padrão de radiação determina a diretividade da antena e é utilizado para nortear a instalação. Com o objetivo de estudar o padrão tridimensional de radiação, são definidos dois planos de radiação: o **Plano-E** e o **Plano-H**. As linhas de força do campo elétrico (**E**) estão no Plano-E que, como pode ser visto na Figura 4.1 para uma antena Yagi de 3 elementos, é o plano formado pelo mastro da antena e suas hastes. Já o Plano-H é o plano vertical ortogonal ao Plano-E e que contém as linhas de força do campo magnético (**H**). O Plano-E também é conhecido como padrão azimutal e o Plano-H como padrão de elevação.

O  $0^\circ$  do ângulo azimutal está no plano-E que contém o máximo do lóbulo da radiação. Já o ângulo de elevação tem como  $0^\circ$  o horizonte da superfície terrestre.

O ganho de uma antena é geralmente expresso em decibéis, seja em função da potência:

$$G(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (4.1)$$

ou em função da voltagem:

$$G(dB) = 20 \log_{10} \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (4.2)$$

Os pontos do padrão de radiação, onde a amplitude de radiação é nula são chamados de nulos. A seção entre nulos é chamada de lóbulo, sendo o lóbulo mais intenso chamado de lóbulo principal. A diretividade de uma antena é caracterizada pela largura do lóbulo principal do padrão de radiação. Essa largura, expressa em graus e chamada de largura do feixe é definida pelos ângulos, azimutal ou de elevação, nos quais a potência é a metade da potência máxima (-3dB).

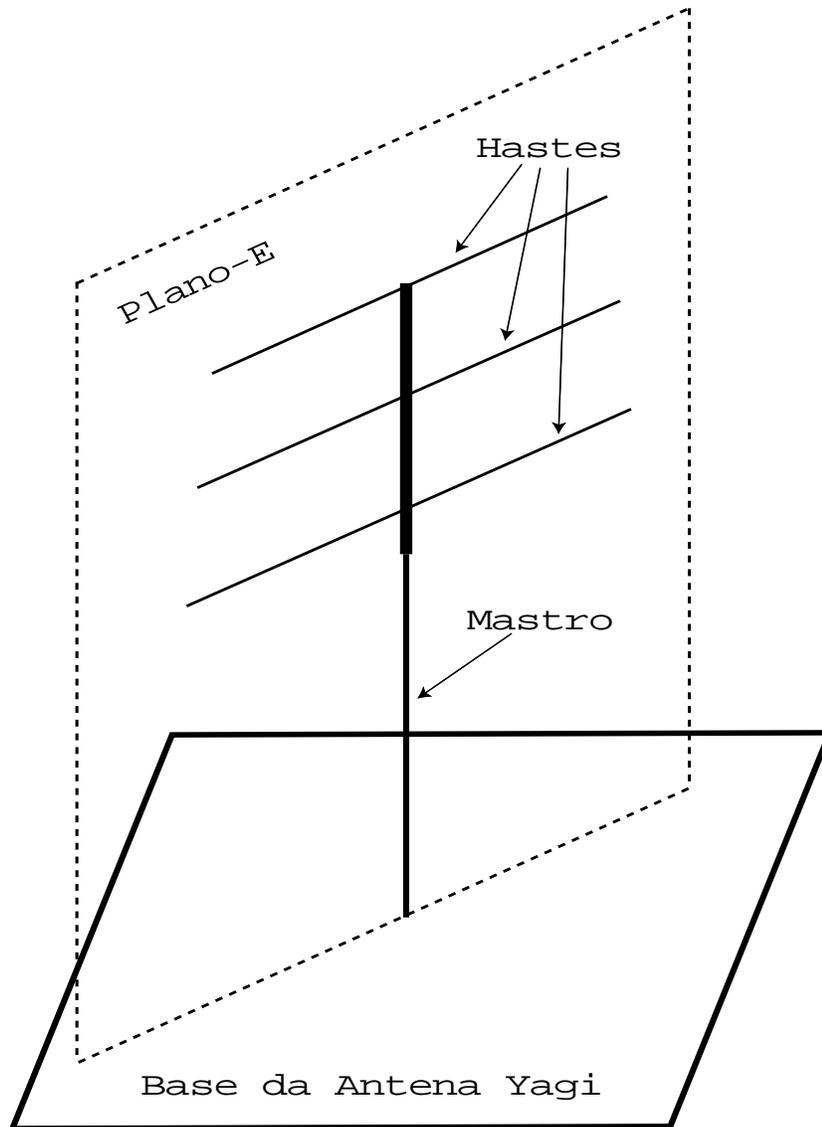


Figura 4.1: Plano-E para antena Yagi de 3 elementos.

## Antena Yagi

A antena Yagi foi proposta em 1920 por dois professores universitários japoneses, Hidetsugu Yagi e Shintaro Uda. A Figura 4.2 mostra um conjunto de duas antenas Yagi ortogonais entre si, para captar qualquer polarização. A antena Yagi consiste em três ou mais elementos de meia-onda: um refletor, um excitador e um ou mais direcionadores. O refletor deve ser colocado embaixo do excitador, na região oposta ao lóbulo principal. Uma grande vantagem desta antena é que ela possui alto ganho, e que quando munida de vários direcionadores, pode se tornar omnidirecional. O comprimento e o diâmetro de cada elemento dependem da frequência característica da antena, que opera em uma faixa de frequência muito estreita.

Nas Figuras 4.3 e 4.4 pode-se observar os padrões de radiação no Plano-E e o no Plano-H, respectivamente, para uma antena Yagi de 3 elementos. Nestas figuras podemos observar uma largura de feixe para o Plano-E de  $62.2^\circ$  e para o Plano-H de  $98.8^\circ$ .

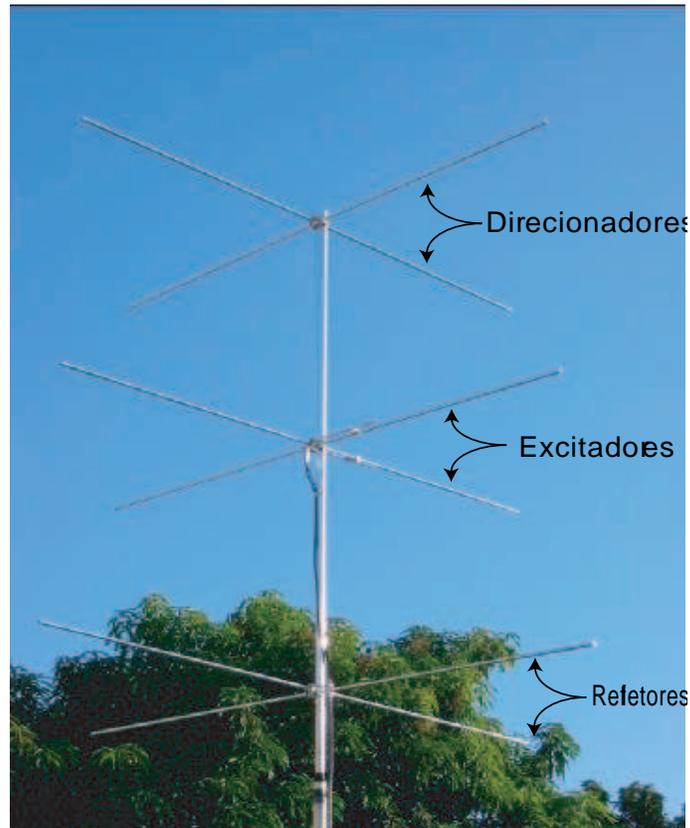


Figura 4.2: Duas antenas Yagi de 3 elementos cada, ortogonais entre si.

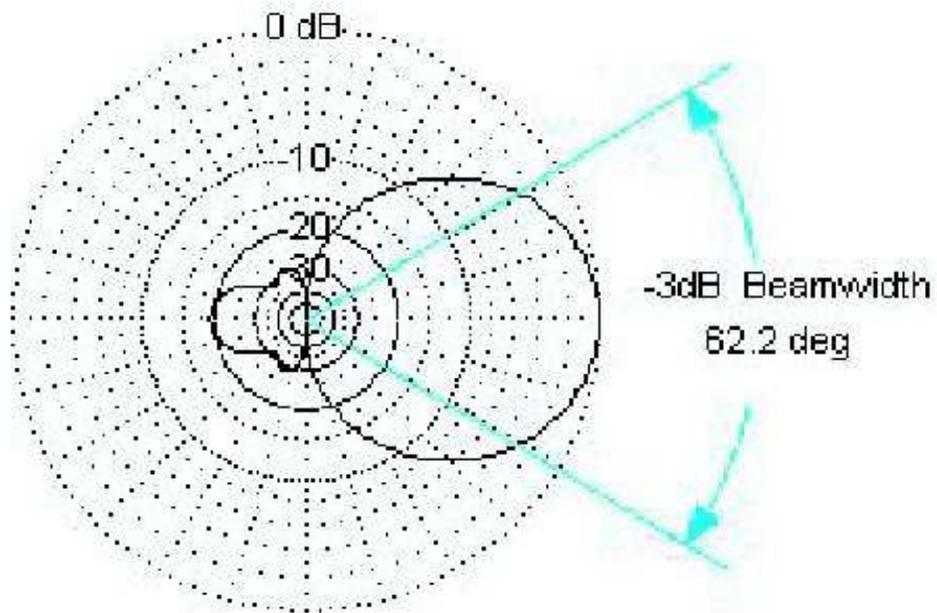


Figura 4.3: Padrão de radiação no Plano-E de uma antena Yagi de 3 elementos.

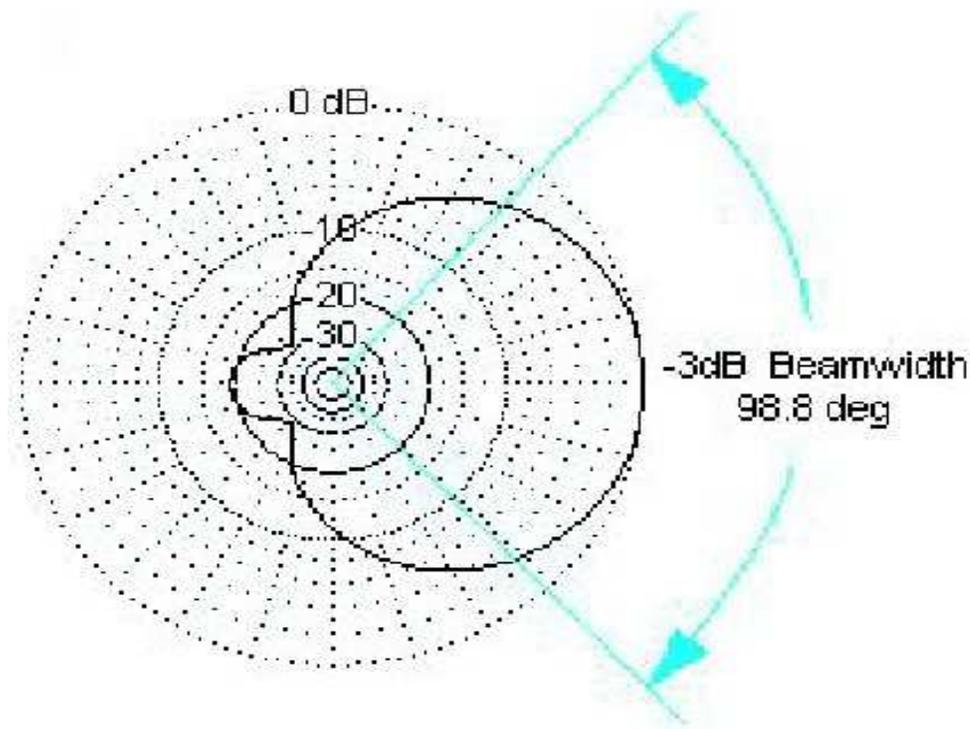


Figura 4.4: Padrão de radiação no Plano-H de uma antena Yagi de 3 elementos.

#### Antena LPDA (*Log-Periodic Dipole Array*)

As antenas Log-periódicas (Figura 4.5) são antenas dipolo multi-elementos, unidirecionais e projetadas para operar em diversas faixas de frequência. Elas possuem vários elementos lineares (dipolos). Para projetar uma antena Log-Periódica deve-se levar em consideração a faixa de frequência na qual ela é utilizada. O elemento mais longo possui um comprimento igual à metade do maior comprimento de onda recebido pela antena. Já o elemento mais curto possui um comprimento igual à metade do comprimento de onda correspondente a uma frequência bem mais alta do que a captada pela antena. Numa antena log-periódica o comprimento dos elementos aumentam logaritmicamente. Devido a organização dos elementos, esta antena possui um alto ganho que não é uniforme em toda a escala de frequência, sendo menor nas frequências extremas designadas para a mesma.

A Figura 4.6 ilustra o padrão de radiação no plano-E de uma antena LPDA, com



Figura 4.5: Antena Log-Periódica (LPDA).

largura de feixe de aproximadamente  $68^\circ$ .

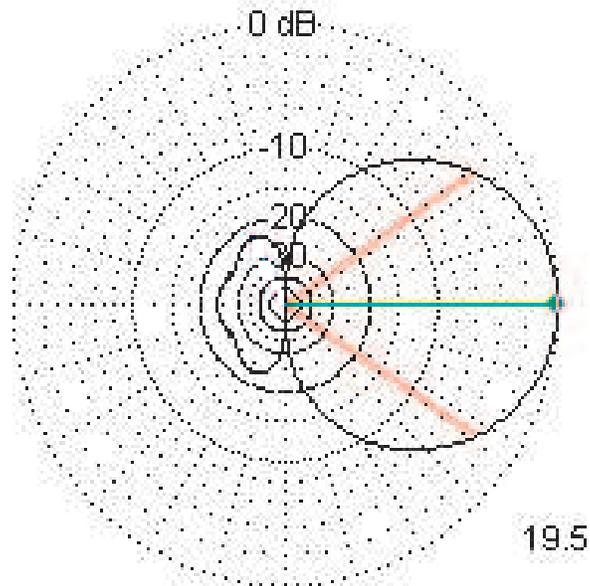


Figura 4.6: Padrão de Radiação de uma antena LPDA no Plano-E.

### Antena Bicônica

Essa antena possui dois elementos cônicos que apontam em direções opostas, como pode ser observado na Figura 4.7, e opera na faixa de frequência de 30 MHz a 300 MHz. Ela possui uma largura de feixe ampla, o que faz com que se tenha uma grande área uniformemente iluminada. É uma antena leve, pequena e móvel, o que facilita tomadas de dados em locais diferentes. Seu padrão de radiação é parecido com o de uma antena dipolo.



Figura 4.7: Antena Bicônica.

#### 4.1.2 Receptor ICOM PCR-1000 [19]

O receptor permite sintonizar a frequência desejada. Neste trabalho, estamos utilizando o PCR-1000 da Icom [20] (Figura 4.8), que é controlado por computador. Um cabo de  $50\Omega$  liga a antena ao receptor cuja porta serial é conectada ao computador e a saída de áudio mono a uma das entradas analógicas da placa de som.

É importante manter o receptor a temperatura constante, já que variações de temperatura fora dos parâmetros de operação aumentam o nível de ruído, fazendo com que sinais de baixa intensidade não sejam detectados. Foi construída uma gaveta com espaço para, no máximo, três receptores, com um ventilador (*cooler*) para prevenir o aquecimento excessivo dos receptores. Também é muito importante que o receptor esteja aterrado eletricamente para eliminar ruídos externos. Alguns tipos de ruídos, como por exemplo ruídos de motores elétricos e de ignição, podem simular falsos eventos de meteoros.

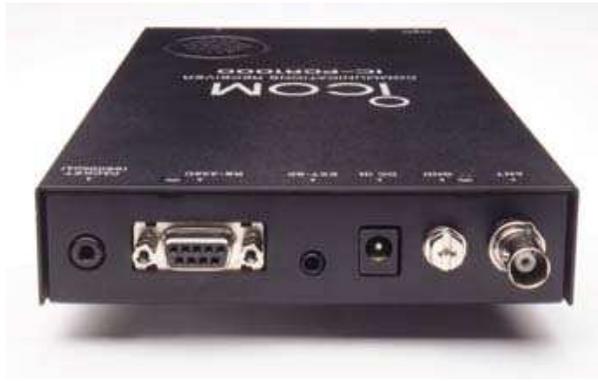


Figura 4.8: Receptor ICOM PCR1000.

Este receptor pode sintonizar frequências na faixa de 0.5 MHz a 1300 MHz e possui seis modos de demodulação, SSB (USB e LSB), WFM, FM, AM e CW (ver Capítulo 2). Ele possui filtros passa-banda, que atuam no sinal recebido conforme mostra a Figura 4.9, onde  $f_s$  é a frequência selecionada no receptor e  $\Delta f$  é a largura de frequência do filtro, que pode valer 230 kHz, 50 kHz, 15 kHz, 6 kHz e 2.8 kHz. O **filtro ideal** corta completamente qualquer frequência fora do intervalo  $[f_s, f_s + \Delta f]$ . Porém, o **filtro real**, faz com que algumas frequências  $f < f_s$  e  $f > f_s + \Delta f$  sejam recebidas.

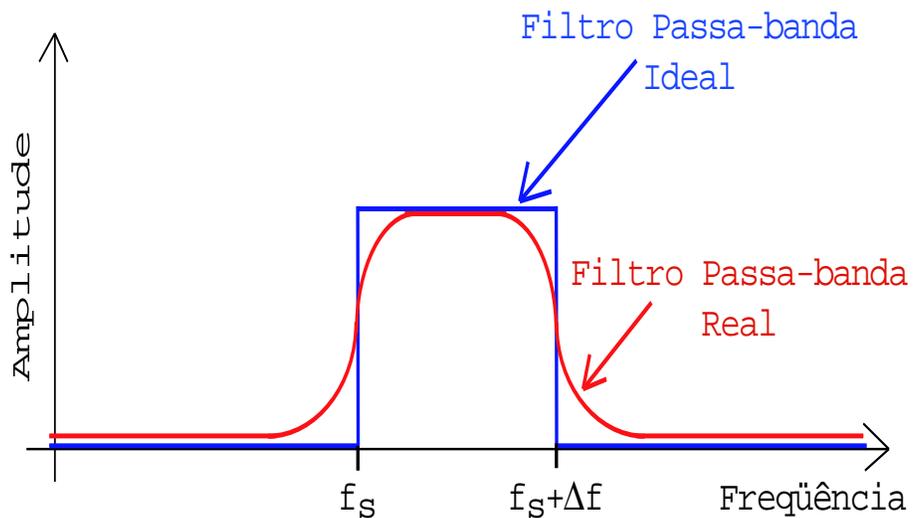


Figura 4.9: Filtros passa-banda ideal e real.

Um problema sério encontrado com este receptor é seu Controle Automático de Ganho (AGC) que dependendo da duração do sinal, altera tanto esta largura com a amplitude. Um novo receptor com opção de eliminação de AGC está sendo estudado para substituir este modelo no futuro.

### 4.1.3 Placa de Som - DELTA 1010LT 10-In/10-Out PCI Virtual Studio [21]

Os sinais analógicos fornecidos pelo receptor são convertidos em sinais digitais de até 24 bits pela placa Delta 1010LT (Figura 4.10), produzida pela empresa M-Audio [22], e que possui uma taxa de amostragem variando de 8 kHz a 96 kHz. A voltagem de entrada máxima da placa sendo  $0.7V$ , o ganho do receptor deve ser ajustado de tal forma que não venha a saturá-la. Esta placa é compatível com os sistemas operacionais Windows®, MacOSX® e Linux®.

As oito entradas e oito saídas analógicas podem ser vistas na Figura 4.10, seis das entradas e as oito saídas sendo do tipo RCA coaxial, com cor branca para a esquerda e vermelha para a direita para cada par estéreo. As outras duas entradas, do tipo fêmea XLR, são compatíveis com conexões do tipo XLR ou TRS. Estas entradas podem ser controladas pelos *jumpers* na placa PCI para aceitar entrada tipo *line in* ou microfone. Novamente, a cor branca significa “esquerda” e a vermelha “direita”. É importante para este trabalho que tenhamos tantas entradas para que possamos receber o sinal de vários receptores ao mesmo tempo.

Durante a tomada de dados, é imprescindível garantir perdas mínimas no processo de digitalização dos sinais analógicos recebidos. Qualquer que seja o sistema operacional utilizado, RTLinux® ou Windows®, a taxa de amostragem é especificada pelo software de aquisição. No computador, ocorre uma competição entre este software e outros como, por exemplo, a internet, o controle do receptor, o programa gráfico, etc. Isto pode provocar variações indesejáveis na taxa de amostragem e conseqüentemente, geração de eventos falsos (*fake events*). No RTLinux®, pode-se

ativar comandos que tornam o programa de aquisição prioritário, garantindo assim a estabilidade desta taxa. Neste caso, um GPS Deluo, descrito a seguir, permite verificar “*offline*” se houve ou não perdas. Quando o Windows® é utilizado, não é possível tornar o programa de aquisição prioritário, o recurso sendo sincronizar a taxa de amostragem da placa de som com o sinal tipo *word clock*, fornecido pelo GPS Intelligent Reference/TM-4 e injetado na placa via a entrada digital do tipo BNC fêmea. A placa de som possui também uma saída digital do tipo BNC fêmea *word clock* que fornece um sinal sincronizado com a taxa de amostragem.

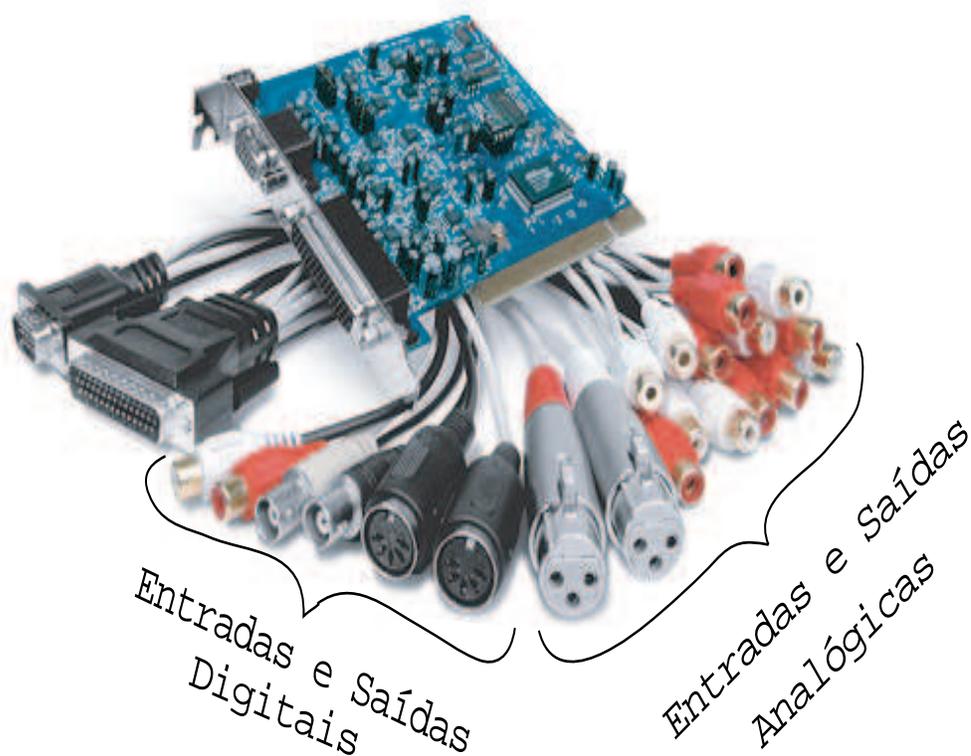


Figura 4.10: Placa de som DELTA 1010LT.

#### 4.1.4 Posicionamento Global por Satélite (GPS)

Para que se possa determinar com precisão o instante no qual ocorreu um evento, utilizamos um relógio GPS no Sistema de Aquisição de Dados. Dois modelos de GPS foram testados, o Deluo e o Intelligent Reference/TM-4.

- **GPS Deluo [23]**

O GPS Deluo GM-X205 da Figura 4.11, fabricado pela empresa EverMore [24], possui uma saída pulso por segundo (pps) que pode ser conectada à uma das entradas **analógicas** da placa de som, fazendo com que se saiba se houve perda de amostras durante a tomada de dados.

Este modelo possui uma antena embutida, eliminando assim a necessidade de antena externa. Porém, por esse motivo, ele precisa ser colocado em ambiente aberto, ficando exposto as intemperias como chuva e sol, o que reduz sensivelmente sua vida útil. A Figura 4.11 mostra o efeito da corrosão num GPS Deluo. Por este motivo, este modelo não está sendo mais utilizado.

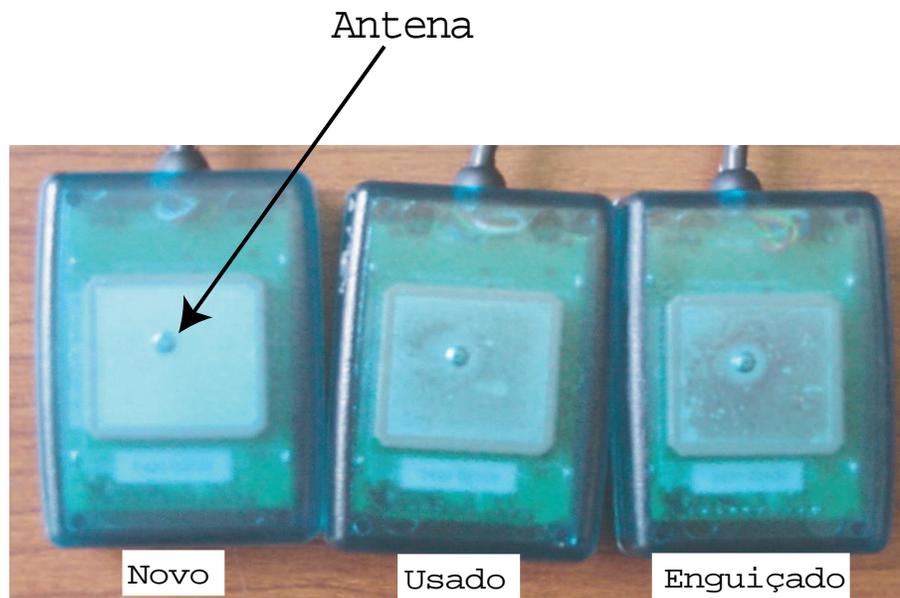


Figura 4.11: Três aspectos de um GPS Deluo, antes, durante e após um período de tomada de dados.

- **GPS Intelligent Reference/TM-4 [25]**

Este modelo, que pode ser visto na Figura 4.12, possui uma antena que deve ser instalada em local aberto, para que se consiga o maior número possível de sinais GPS de satélites, longe de transmissoras de rádio ou outras fontes de ruído que possam interferir na recepção do sinal. Ele é controlado por computador, por meio do *software* descrito na seção 4.2.1 e tem precisão de aproximadamente 50 ns que, após poucas horas de uso, é praticamente igual a dos satélites.

Duas saídas *multiplexer* (MUX1 e MUX2) podem ser usadas como um *word clock* externo. A saída MUX1 gera um pulso TTL preciso, cuja frequência pode ser selecionada entre as seguintes: 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz, 5 MHz e 10 MHz, ou pode ser programada para enviar o sinal **pulso por segundo** (pps). Já a saída MUX2 pode enviar um pulso TTL 10 MHz, um pps, uma cópia da saída MUX1 ou um sinal escolhido pelo usuário.

A função *Event Time Tag* (ETT) fornece a data e o instante de ocorrência de um evento externo com uma resolução de 100 ns. Este evento pode ser, por exemplo, um sinal de coincidência entre vários detectores de partículas formando um *ground array*. Assim, no caso de estudo de raios cósmicos, o sinal de rádio pode ser associado, *offline*, ao sinal de coincidência dos detectores.



Figura 4.12: Intelligent Reference/TM-4.

#### 4.1.5 Gerador de Ondas – Agilent 33250A [26]

Para calibrar o sistema de aquisição, foi utilizado um gerador de ondas da Agilent modelo 33250A - 80 MHz Function/Arbitrary Waveform Generator [26], que pode ser visto na Figura 4.13 e que fornece até dez tipos de ondas, entre elas senoidal e quadrada, ambas com frequência de  $1\mu Hz$  a  $80MHz$ . Ele gera também ondas do tipo pulso e gaussiano. Existe a opção de produzir uma forma de onda com um número específico de ciclos periódicos, usando formas de ondas senoidais, quadradas, pulsos, etc. Esta opção foi utilizada para fazer calibrar o sistema de aquisição de dados, como exposto no Capítulo 5.



Figura 4.13: Gerador de Ondas Agilent 33250A.

## 4.2 Software

Vários *softwares* e sistemas operacionais estão sendo testados. Os descritos a seguir são aqueles que foram utilizados durante as duas tomadas de dados, apresentados no Capítulo 5.

O objetivo do projeto, em termos de software, é que num futuro próximo, serão escritos programas tanto de aquisição, quanto de análise *online* de dados, utilizando

o **LabVIEW**<sup>®</sup>(Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) [27] , que é um ambiente de desenvolvimento gráfico, compatível com os sistemas operacionais Windows<sup>®</sup>, Linux<sup>®</sup>e MacOSX<sup>®</sup>.

#### 4.2.1 Análise Online

Foram utilizados os seguintes *softwares* para tomada e análise dos dados *online*:

- **RTlinux**<sup>®</sup>(*Real Time Linux*) [28] – É um sistema operacional que permite trabalhar em tempo real. Faz-se uma configuração tal que o programa de aquisição de dados tenha a prioridade máxima. Assim, não se pode ter conexão com internet ativa ou qualquer outro programa que venha a ter prioridade maior no sistema do que o de aquisição de dados. Este cuidado deve ser tomado para que não tenhamos perda de amostras durante a aquisição de dados, o que poderia acarretar em falsos sinais. Como o único programa que pode ser executado é o de aquisição, é necessário usar um outro computador para controlar o receptor ICOM PCR-1000.
- **Talkpcr** [29] – Este programa controla o receptor ICOM PCR-1000. Pode-se escolher entre 5 modos de demodulação, AM, FM, WFM, USB e LSB, e 5 tipos de filtros passa-banda, 2.8 kHz, 6 kHz, 15 kHz, 50 kHz e 230 kHz. O programa ativa ou desativa o Controle Automático de Ganho (AGC) e controla o volume do receptor para que a placa de som não seja saturada. Obviamente, este volume deve permanecer constante durante toda a tomada de dados.
- **RDSDAQ** [30] – O sistema de aquisição de dados, escrito em C++ por Denis Damazio, permite gravar os sinais obtidos nos oito canais da placa de som, com uma taxa de amostragem de 8 kHz a 96 kHz, e produz em tempo real o espectrograma do sinal recebido, o número de pontos utilizados na FFT (*Fast Fourier Transform*) podendo ser selecionado pelo usuário. Para cada canal de entrada e com o tempo de aquisição pré determinado pelo usuário, os arquivos

*wave* são gravados. Este *software* é compatível com os sistemas operacionais Linux® e MacOSX®.

- **Spectrum Lab** [31] – Escrito por Wolfgang Büscher, o programa Spectrum Lab é compatível somente com o sistema operacional Windows®. Este programa faz o espectrograma, em tempo real, do sinal obtido por uma das seis entradas analógicas da placa de som. Existe também a opção de gravar um arquivo de texto com os valores da amplitude relativa do sinal, em decibéis, com uma resolução de até 0.1 segundos, para análise posterior *offline*. Porém, pode-se gravar somente dois canais simultaneamente. Pode-se fazer um filtro em várias frequências simultaneamente e saber a amplitude relativa de cada faixa de frequência. Os arquivos *wave* são gravados com amostragem máxima de 96 kHz (determinada pela placa de som), para análise *offline*.
- **Spectrum TM-4 Control Software** [25] – Este programa controla o GPS e fornece dados como latitude, longitude, altitude e o número de satélites recebidos. Ele recebe também o sinal de saída da placa de coincidência dos cintiladores do *ground array*, gravando em um arquivo texto o instante da coincidência. Outrossim, ele possui uma saída de frequência fixa, que pode ser utilizada como *word clock* para controlar a taxa da amostragem da placa de som, prevenindo assim a perda de amostras.

#### 4.2.2 Análise Offline

Para análise *offline*, precisamos de um programa capaz de reconhecer arquivos *wave* e fazer o espectrograma do sinal, já que estamos interessados em saber a variação da frequência em função do tempo.

Primeiramente, foi utilizado o **MATLAB**® [32] que requer um computador com muita memória. Não dispondo deste recurso, o programa é muito lento, o que torna inviável sua utilização.

Em seguida utilizamos o **SND** [33], que é um programa compatível apenas com o sistema Linux®, mas que possui todas as funções necessárias, fazendo a envoltória do sinal e o espectrograma tanto em 2D quanto em 3D. Ele possui um filtro muito simples, permitindo a análise de sinais de baixa intensidade.

Para a análise dos arquivos de texto gravados pelo Spectrum Lab, foi utilizado o **R** [34], programa de análise de dados estatístico, que pode ser implementado em todos os sistemas operacionais (Linux®, Windows® e MacOSX®).

## 4.3 Sistemas de Aquisição de Dados

Os dois sistemas de aquisição de dados utilizados durante a realização deste trabalho são descritos a seguir.

### 4.3.1 Universidade Federal do Rio de Janeiro

No Instituto de Física da Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ), dispomos do seguinte sistema de aquisição de dados:

- Duas antenas Yagi ortogonais entre si, com 3 elementos cada, operando na frequência de 63 MHz, isto é, na frequência do canal 3 de vídeo de televisão VHF;
- Um receptor ICOM PCR-1000;
- Uma placa de som Delta 1010LT;
- Um GPS Deluo.

Devido a problemas técnicos e administrativos durante várias tentativas de instalação das antenas Yagi na UFRJ, até o momento não fomos capazes de tomar dados no Brasil. Os dados apresentados neste trabalho foram adquiridos no Laboratório Nacional de Brookhaven, nos Estados Unidos.

### 4.3.2 Laboratório Nacional de Brookhaven (BNL)

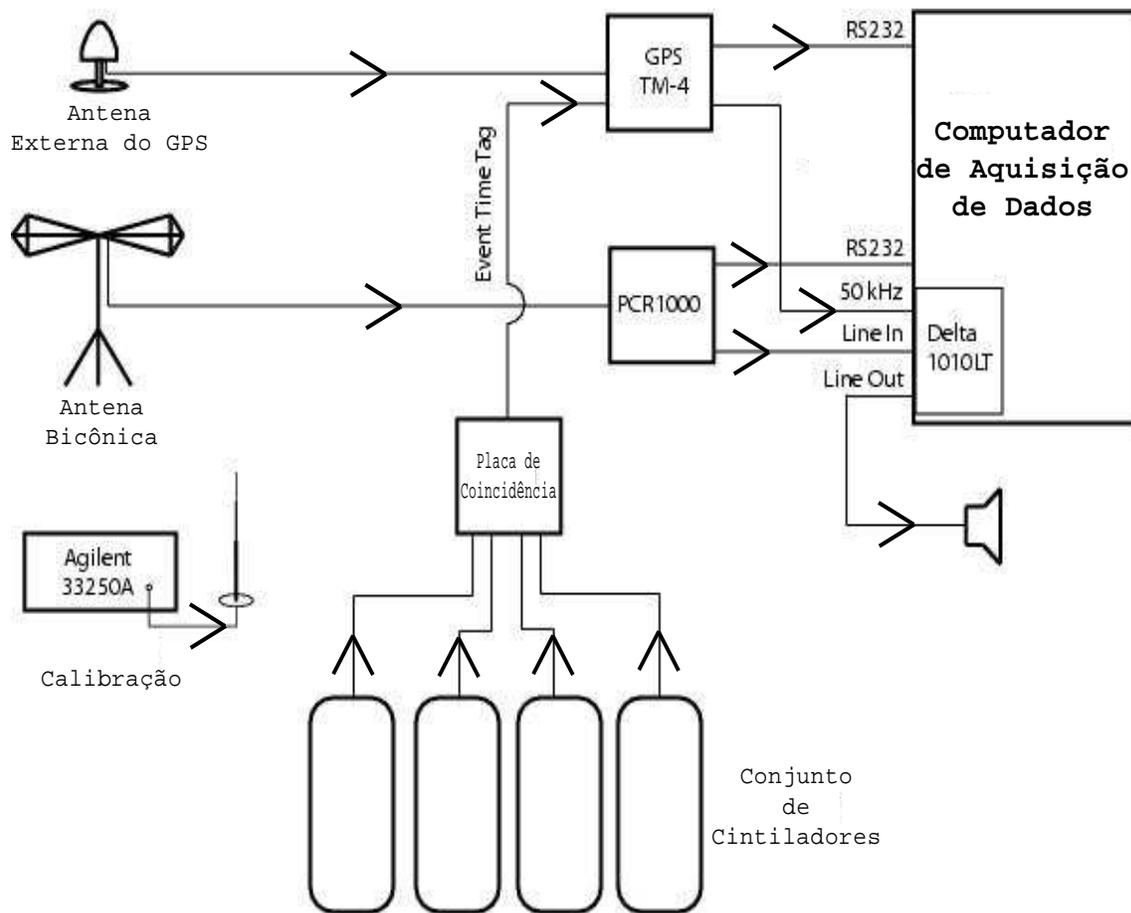
Durante a primeira fase deste trabalho (Junho – Julho de 2004), o sistema de aquisição de dados, no Laboratório Nacional de Brookhaven, foi composto de:

- Uma antena Log-Periódica, apontada na direção do Aeroporto de Calverton, em Long Island (NY) com o objetivo principal de receber o sinal da baliza de VOR deste aeroporto;
- Três receptores ICOM PCR-1000 sintonizados nas frequências do canal 2 e do canal 4 de vídeo de televisão VHF e do VOR do aeroporto de Calverton (117.2 MHz). Foi utilizada a demodulação LSB, com um filtro passa-banda de 2.8 kHz para os canais 2 e 4 e demodulação USB com filtro de 15 kHz para o VOR;
- Um GPS Deluo, cujas saídas de *bit-stream* e pps (Pulso Por Segundo) foram conectadas à placa de som DELTA;
- Uma placa de som Delta 1010LT, conectada aos três receptores, ao sinal de coincidência dos cintiladores e a saída pps do GPS;
- Quatro cintiladores conectados a um circuito de coincidência. Cada um dos cintiladores foi colocado em um canto do laboratório com o objetivo de termos dados somente de eventos de raios-cósmicos com um grande *footprint*, excluindo assim, a detecção de chuviscos de baixa energias.

O sistema de aquisição utilizado de Abril a Junho de 2005 (Figura 4.14) representa uma evolução no sistema do ano anterior. O simples *design* do sistema permite a sua duplicação em outros locais:

- Uma antena Bicônica, instalada no pátio interno do Departamento de Física;
- Um receptor ICOM PCR-1000, sintonizado na frequência do canal 4 de vídeo de televisão VHF (67.25 MHz);

- Um GPS Intelligent Reference TM/4;
- Os quatro cintiladores, dispostos no laboratório da mesma forma que em 2004, conectados à um circuito de coincidência;
- Uma placa de som Delta 1010LT com uma entrada analógica conectada ao receptor e sua taxa de amostragem controlada pelo GPS;
- Um gerador de ondas Agilent 33250A.



MARIACHI Data Acquisition (V1.0)

Figura 4.14: Sistema de aquisição de dados utilizados no Laboratório Nacional de Brookhaven em 2005.

As ferramentas (*hardware e software*), descritas neste capítulo e utilizadas para adquirir dados oriundos do espalhamento para frente de ondas eletromagnéticas, permitiram a calibração do sistema de aquisição e a análise desses dados. A calibração e a análise são expostas no próximo capítulo.

# Capítulo 5

## Aquisição e Análise de Dados

Aviões, meteoros e, provavelmente, raios cósmicos de altíssimas energias foram detectados no Laboratório Nacional de Brookhaven (BNL) ao longo de dois períodos de observação. O procedimento de calibração do sistema do RADAR bi-estático parasítico, a detecção e a classificação dos eventos, estão descritos neste capítulo. As fontes transmissoras utilizadas foram o canal de vídeo de televisão VHF e a baliza de VOR do aeroporto de Calverton.

### 5.1 Calibração do Sistema

Acredita-se que os sinais produzidos pela reflexão de ondas eletromagnéticas nos elétrons liberados na atmosfera, por chuveis cósmicos, tenham duração em torno de  $20 \mu s$  para ionizações ao nível do mar e  $50 \mu s$  para ionizações ocorridas em aproximadamente 10 km de altitude [8]. Com o objetivo de calibrar a resposta do sistema de aquisição de dados, utilizamos o gerador de pulsos Agilent 33250A para gerar pulsos senoidais periódicos com frequência e duração conhecidas, como mostrado na Figura 5.1. Conectamos o gerador a uma antena, para que o sinal gerado pudesse ser captado por uma antena conectada ao receptor, formando-se assim um sistema “transmissor–receptor” dentro do próprio Laboratório.

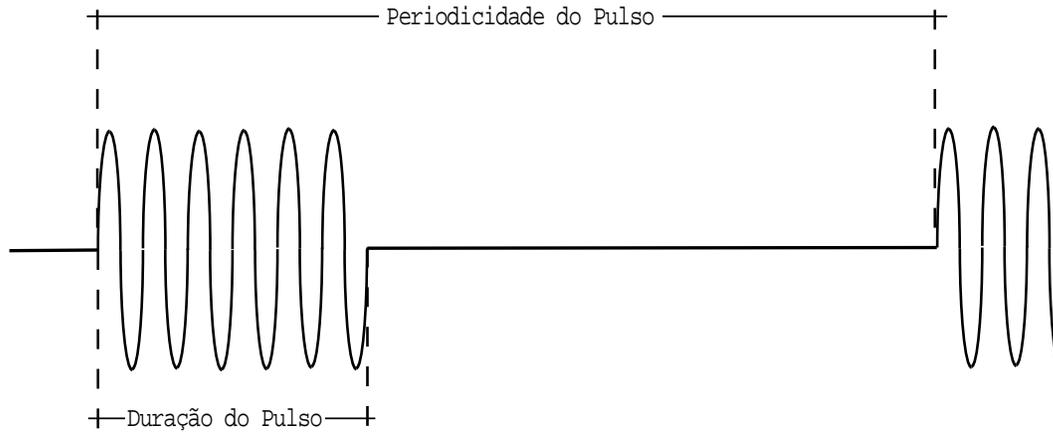


Figura 5.1: Exemplo de pulso gerado para calibrar o sistema de aquisição. A periodicidade do pulso foi sempre de 5 s.

Para avaliar a resposta em tempo do sistema, foram gerados pacotes de ondas senoidais com duração variando de  $10 \mu s$  a  $700 ms$ . A duração e a amplitude do sinal de resposta do sistema foram medidas. A amplitude do gerador foi ajustada de tal modo que a amplitude do sinal recebido seja sempre menor que  $0.7 V$ , para não saturar a placa de som do sistema de aquisição. No receptor foi selecionada a demodulação AM.

Observa-se na Figura 5.2 que a duração do sinal de saída atinge um patamar para sinais de entrada com duração menor que  $5 \times 10^{-4} s$ . A Figura 5.3 mostra claramente que, quando um sinal de  $20 \mu s$  de duração é injetado, o sinal adquirido tem uma largura da ordem de  $200 \mu s$ . Nesta figura, o efeito do Controle Automático de Ganho (AGC) do receptor sobre o sinal é notável, fazendo com que o sinal demore mais de  $3 ms$  para retornar à linha de base.

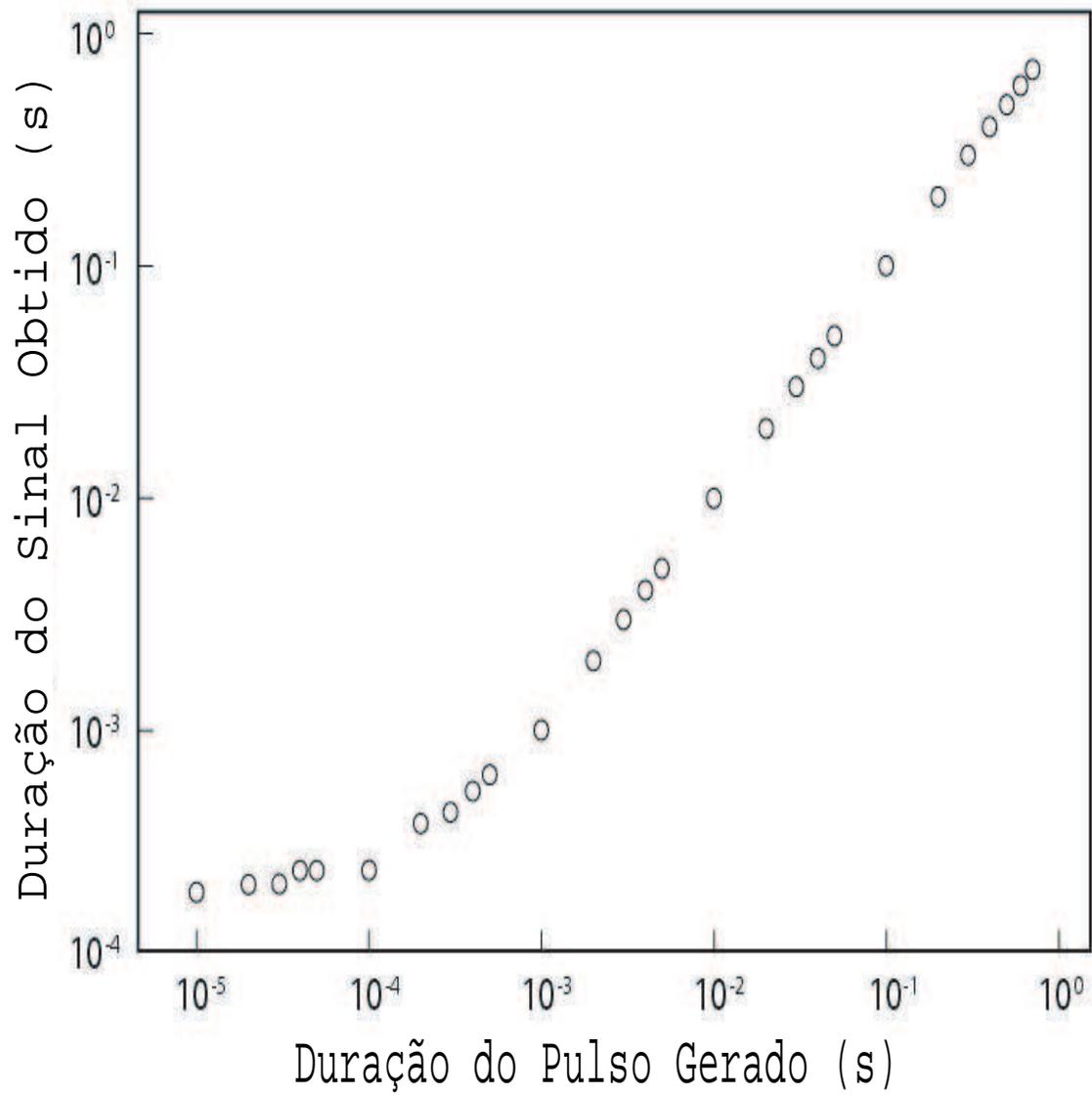


Figura 5.2: Correlação entre a duração do pulso gerado e a do sinal obtido com o sistema de aquisição de dados.

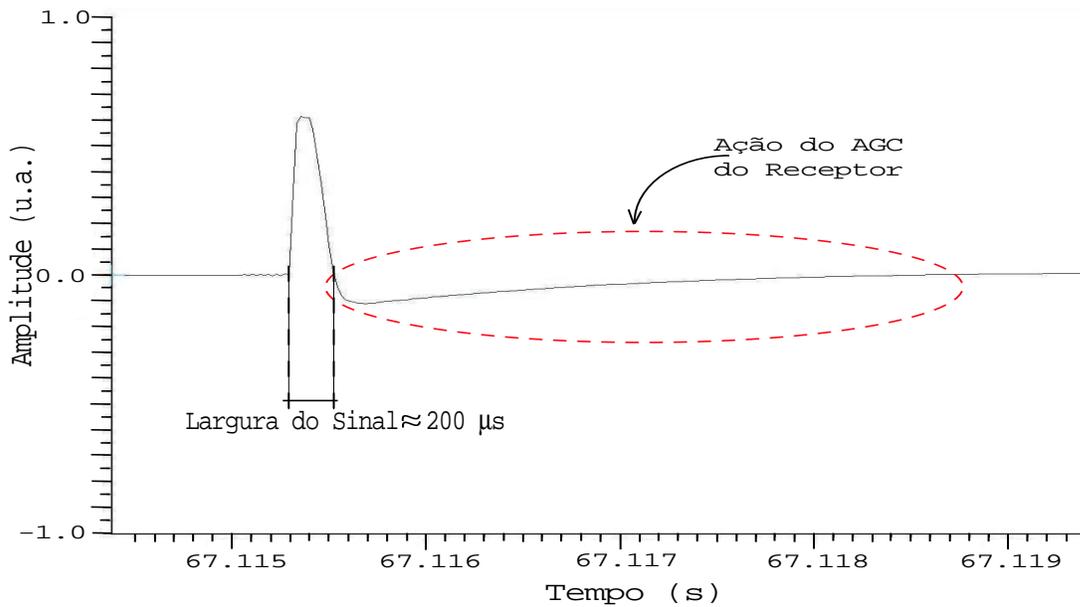


Figura 5.3: Sinal obtido pelo sistema de aquisição de dados, com demodulação AM, de um pulso gerado com  $20 \mu s$  de duração.

Um **espectrograma** representa a evolução da frequência de um sinal em função do tempo, com valores de amplitude indicados por uma escala de cores ou de cinza. No exemplo da Figura 5.4, nota-se que o zero da escala de frequência corresponde, de fato, a frequência  $f_s$  sintonizada no receptor. Pelo Teorema de Nyquist, a frequência máxima num espectrograma, ou frequência de Nyquist, é igual a metade da taxa de amostragem da placa de som. Para evitar distorções de resposta em frequência no espectrograma, deve-se escolher um filtro passa-banda de largura menor que a frequência de Nyquist [36].

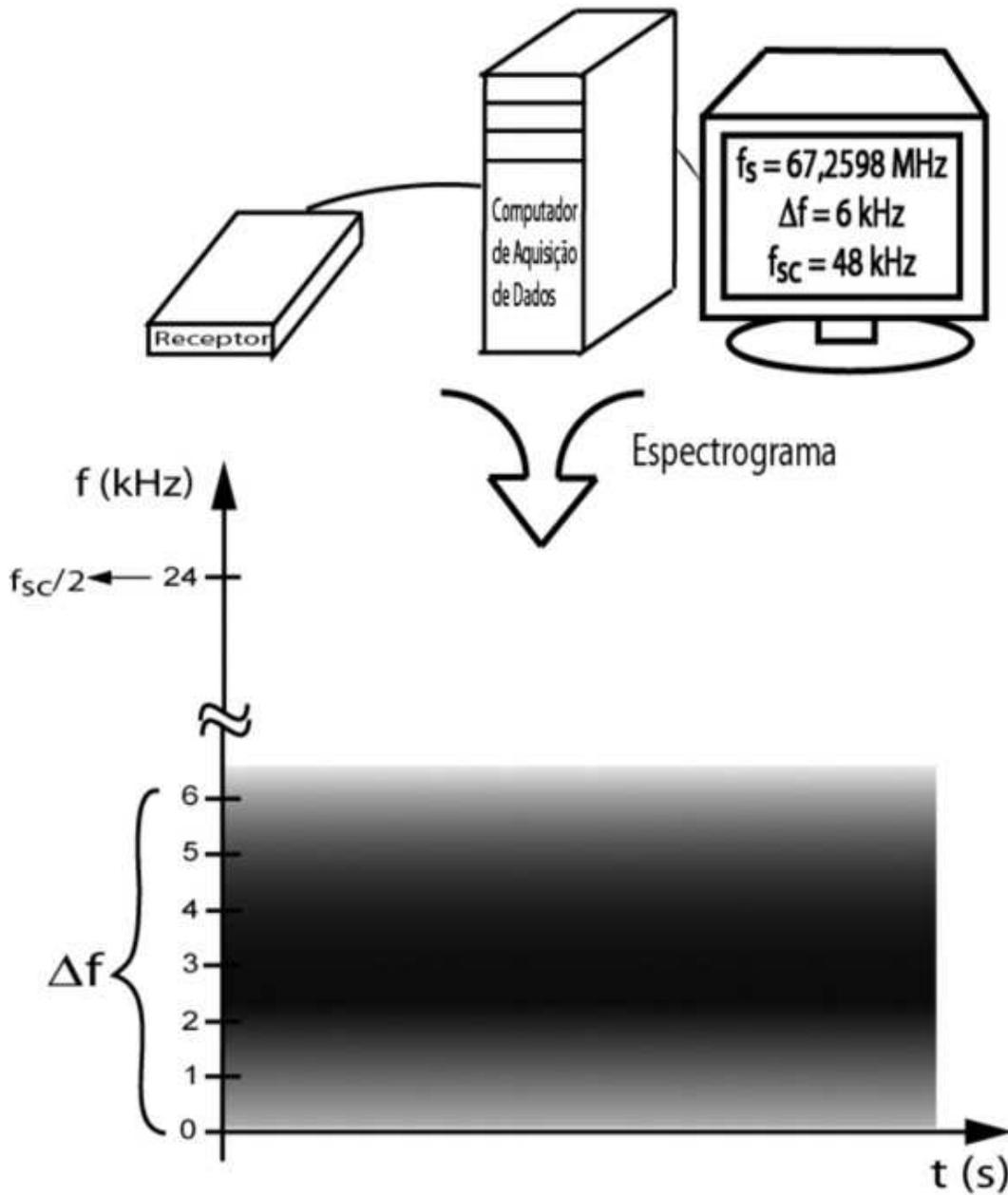


Figura 5.4: Exemplo de espectrograma.  $\Delta f$  é a largura de frequência do filtro do receptor,  $f_{sc}$  a taxa de amostragem da placa de som e  $f_s$  a frequência sintonizada.

A Figura 5.5 mostra o espectrograma do sinal da Figura 5.3, obtido quando o pulso gerado possui  $20 \mu s$  de duração. Observa-se um contínuo de frequências entre 0 Hz e a frequência de Nyquist (24 kHz).

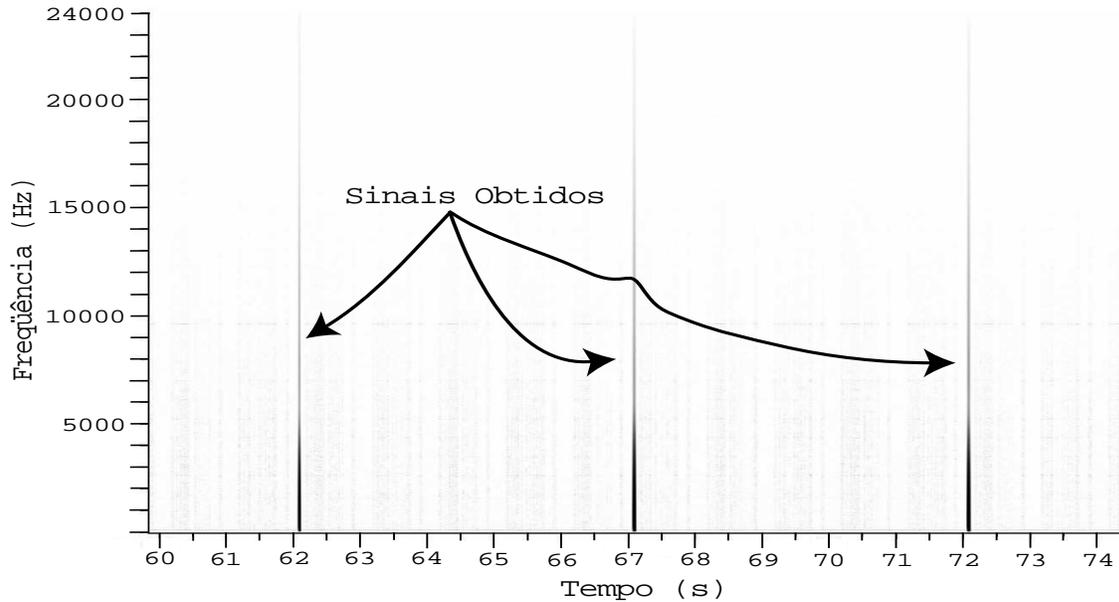


Figura 5.5: Espectrograma do sinal da Figura 5.3.

A amplitude dos sinais obtidos, como função da duração dos pulsos gerados, é apresentada na Figura 5.6, onde percebe-se que o sistema utilizado detecta pulsos gerados com duração maior que  $10^{-5}s$ . Percebe-se também uma redução da amplitude dos pulsos com duração menor que  $10 ms$ . Portanto, concluímos que o nosso sistema de aquisição de dados é capaz de detectar sinais provenientes de reflexão em chuvaros cósmicos, cuja duração varia entre  $20 \mu s$  e  $50 \mu s$ . Entretanto, informação acerca da intensidade do sinal recebido é distorcida pela pobre resposta em frequência do sistema utilizado atualmente. Já os sinais refletidos por meteoros, cuja duração é maior que  $10 ms$ , tem duração e amplitude correta.

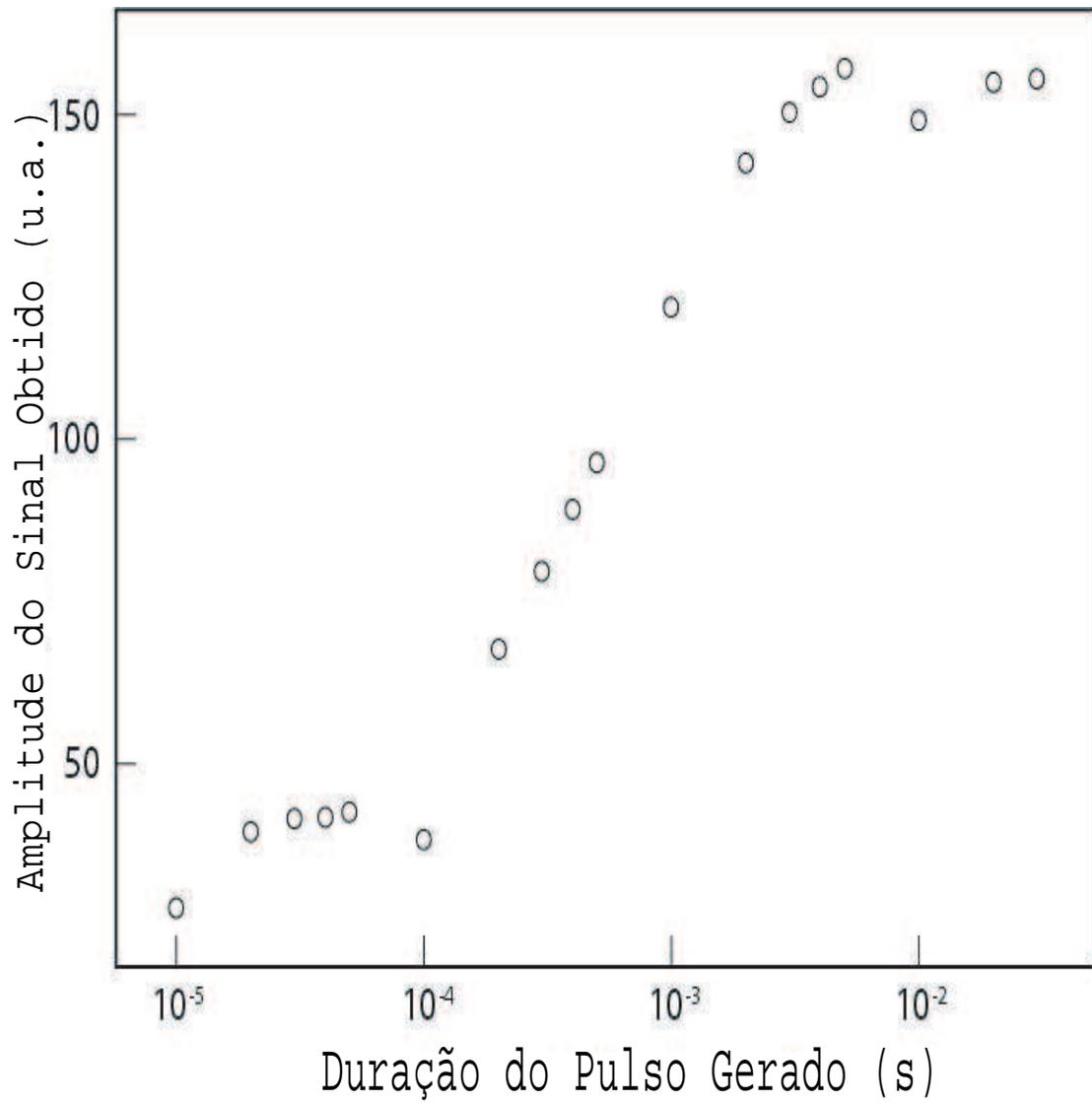


Figura 5.6: Amplitude do pulso obtido com o sistema de aquisição de dados em função da duração do pulso gerado.

Para um pulso gerado de 40 *ms* de duração e adquirindo os dados com demodulação AM, obtém-se o sinal da Figura 5.7. Nota-se que a duração real do pulso é obtida e, também, a ação do AGC do receptor.

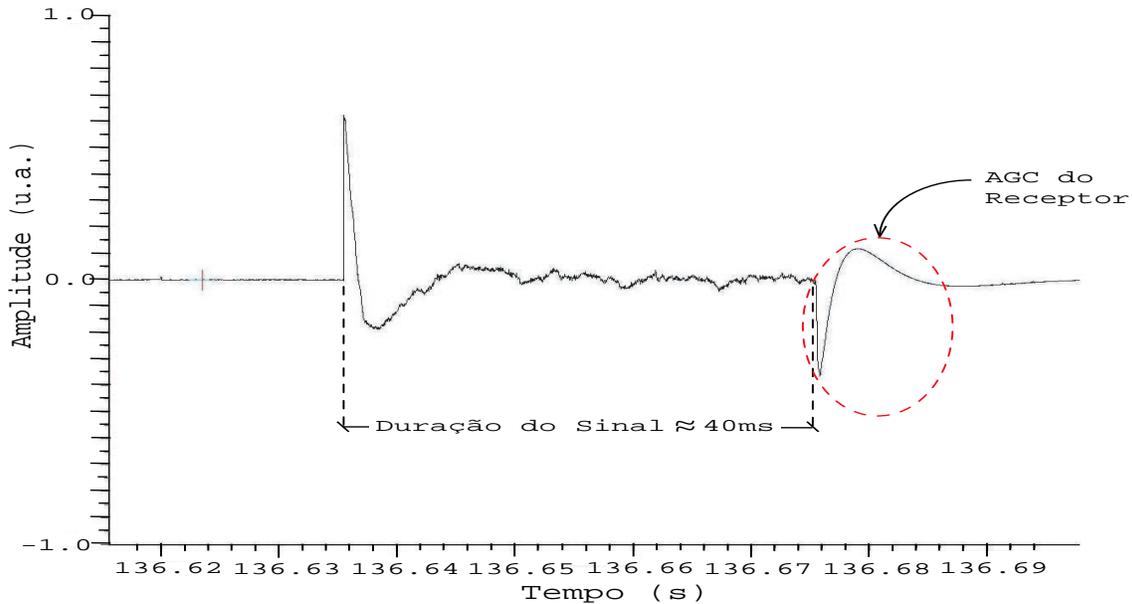


Figura 5.7: Sinal obtido pelo sistema de aquisição de dados, com demodulação AM, para um pulso gerado de 40 *ms* de duração.

Usando uma demodulação USB e sintonizando a frequência para  $f_{sintonizada} = f_{gerada} - 200 \text{ Hz}$ , a Figura 5.8 mostra que, para um pulso gerado de 50 *ms*, obtém-se um sinal senoidal de mesma duração e com frequência de 200 Hz. Na Figura 5.9, observa-se o espectrograma deste sinal, com frequência em torno de 200 Hz, ao contrário do observado na Figura 5.5.

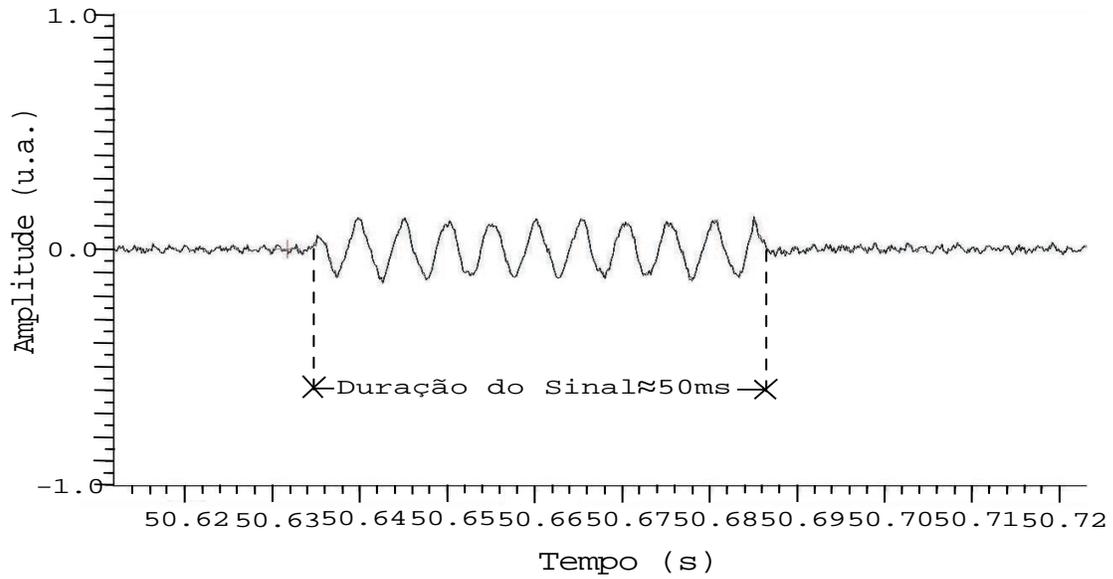


Figura 5.8: Sinal obtido pelo sistema de aquisição de dados, com demodulação USB, para um pulso gerado de 50 *ms* de duração.

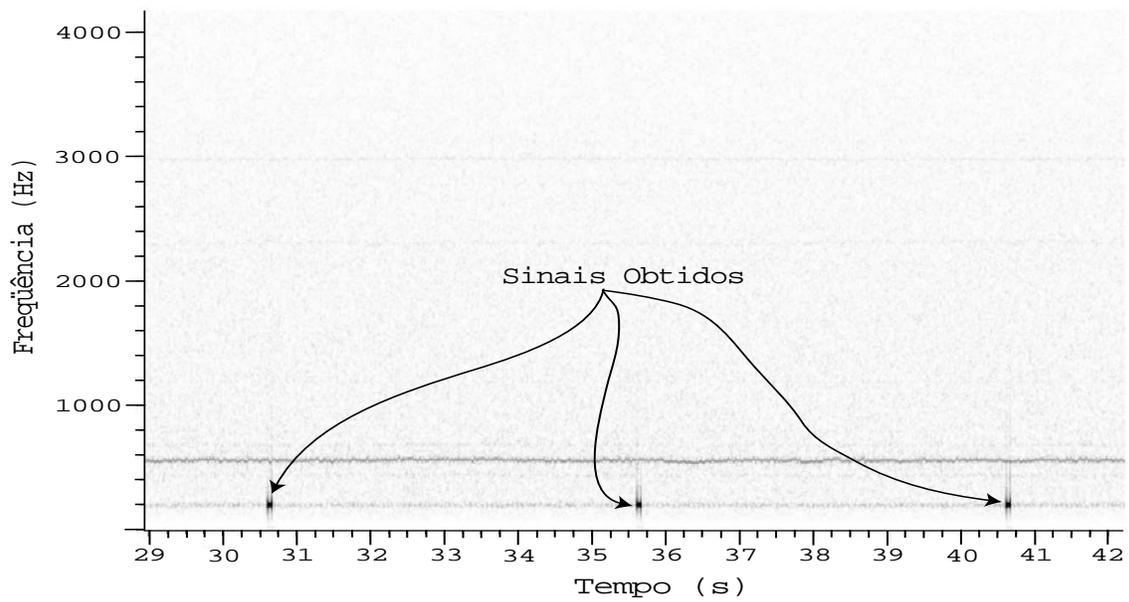


Figura 5.9: Espectrograma de sinais do tipo da Figura 5.8.

Com o objetivo de simular um sinal produzido por ondas eletromagnéticas refletidas por caudas ionizadas de meteoro, cujo tempo de vida é bem maior do que o de raios cósmicos ( $\Delta t \gtrsim 0.1 \text{ s}$ ), foi gerado um pulso com duração de  $500 \text{ ms}$ . O sinal adquirido, com duração de  $500 \text{ ms}$ , pode ser observado na Figura 5.10, e o espectrograma correspondente, de frequência  $200 \text{ Hz}$  bem definida, na Figura 5.11.

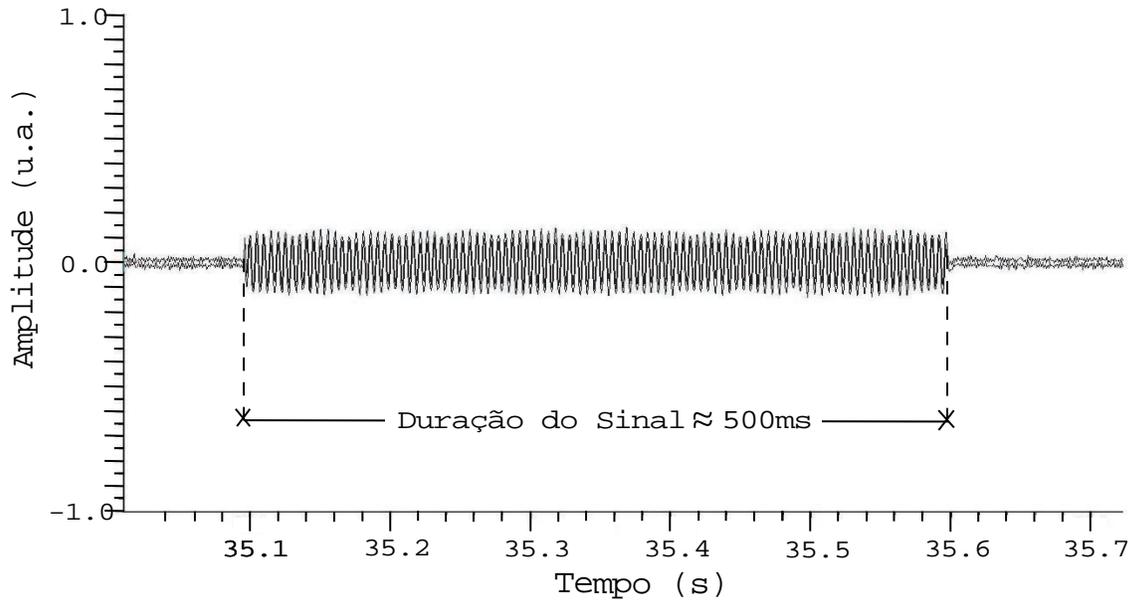


Figura 5.10: Sinal obtido, com demodulação USB, para um pulso gerado de  $500 \text{ ms}$  de duração.

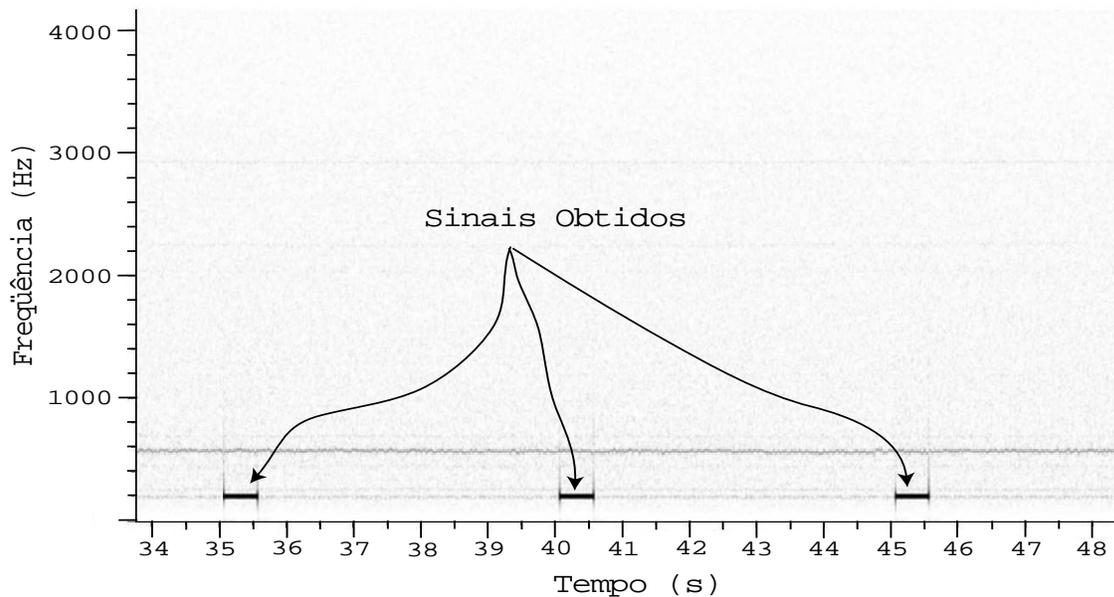


Figura 5.11: Espectrograma do sinal da Figura 5.10.

## 5.2 Aquisição de Dados

Para que dados possam ser obtidos com o método de espalhamento para frente de ondas eletromagnéticas, alguns cuidados devem ser tomados com o **receptor**:

- O ganho deve ser selecionado de tal forma que não sature a placa de som e deve ser mantido igual para todas as tomadas de dados;
- Ao utilizar uma frequência do **Canal de Vídeo de Televisão VHF**, a demodulação **USB** deve ser selecionada. Como foi visto no Capítulo 2, a banda USB (4.2 MHz) é bem mais larga que a banda LSB (0.75 MHz). Além disso, na banda USB estão contidos os sinais de luminância e de crominância, o que significa que existem mais ondas com diferentes frequências disponíveis para reflexão;
- Não se deve sintonizar a frequência exata do Canal de Vídeo (Tabela 2.3), pois a frequência sintonizada aparece como frequência nula no espectrograma (Figura 5.4). Para que o sinal possa ser observado, com modulação USB, a frequência sintonizada deve ser maior que a frequência da portadora do vídeo,

e contida na faixa de 1 MHz acima da portadora, faixa esta onde 90% da potência do sinal é concentrada (Figura 2.10).

Como este assunto não estava claro durante a tomada de dados de 2004, os dados foram adquiridos com demodulação LSB ao invés de USB, acarretando na baixa contagem de eventos no Canal 2 e nula no Canal 4. Os únicos dados que puderam ser aproveitados foram os adquiridos sintonizando o receptor no VOR de Calverton com demodulação USB, que é uma Baliza de Aeroporto e não uma transmissora de vídeo de televisão.

Outro parâmetro essencial para a detecção de meteoros, como visto no Capítulo 1, é a distância entre a estação transmissora e a receptora. Devido ao fato que o sinal da transmissora só deve ser captado na receptora quando ocorrer alguma reflexão na atmosfera, foram escolhidas estações transmissoras de Nova Iorque, dos Canais 2 e 4, ambas localizadas no *Empire State Building*, a 100 km na direção Oeste de BNL. Já o aeroporto de Calverton se encontra a 10 km na direção Nordeste do BNL. Outros aeroportos mais distantes foram testados como fonte transmissora, porém devido à baixa potência de suas antenas transmissoras de VOR, só foi possível utilizar o aeroporto de Calverton.

### 5.3 Análise dos Dados

A classificação dos eventos foi feita a partir de dados adquiridos de junho a julho de 2004, utilizando os Canais 2 e 4 de Vídeo de televisão VHF e o VOR do Aeroporto de Calverton, e de abril a maio de 2005, utilizando o Canal 4 de vídeo de televisão VHF.

Nesta seção são apresentados eventos provenientes de reflexão por aviões, caudas ionizadas de meteoros, tanto sub-densas quanto super-densas, e outros eventos (“eventos estranhos”) cujas características não permitem identificar nenhuma fonte conhecida até o momento, podendo ser atribuídos a raios cósmicos ou relâmpagos.

Também serão apresentados eventos obtidos durante a chuva Lirídeos, que ocorreu de 16 a 25 de abril de 2005.

### **5.3.1 Resultados Obtidos com o VOR**

O VOR do aeroporto de Calverton foi utilizado como fonte de rádio, com modulação USB e filtro passa-banda de 2.8 kHz, com o objetivo de testar se era possível detectar sinais provenientes de meteoros em frequências bem mais altas (108 MHz a 117.95 MHz) do que as dos canais 2 a 4 de vídeo de televisão VHF (54 MHz a 72 MHz). Como foi visto no Capítulo 2, o sinal do VOR envia várias informações, sendo uma delas sua identificação em Código Morse, o que permite determinar o alcance e a diretividade da antena.

Na Figura 5.12 observa-se, em Código Morse, as letras CCC que identificam o aeroporto de Calverton, o sinal de 30 Hz emitido pelo VOR e sinais provenientes de algumas fontes entre 30 Hz e 120 Hz. A identificação dessas fontes é discutida nas seções 5.3.2 e 5.3.4. Devido a alta frequência do VOR e a curta distância entre a transmissora e a receptora, não foi possível detectar eventos causados por meteoros.

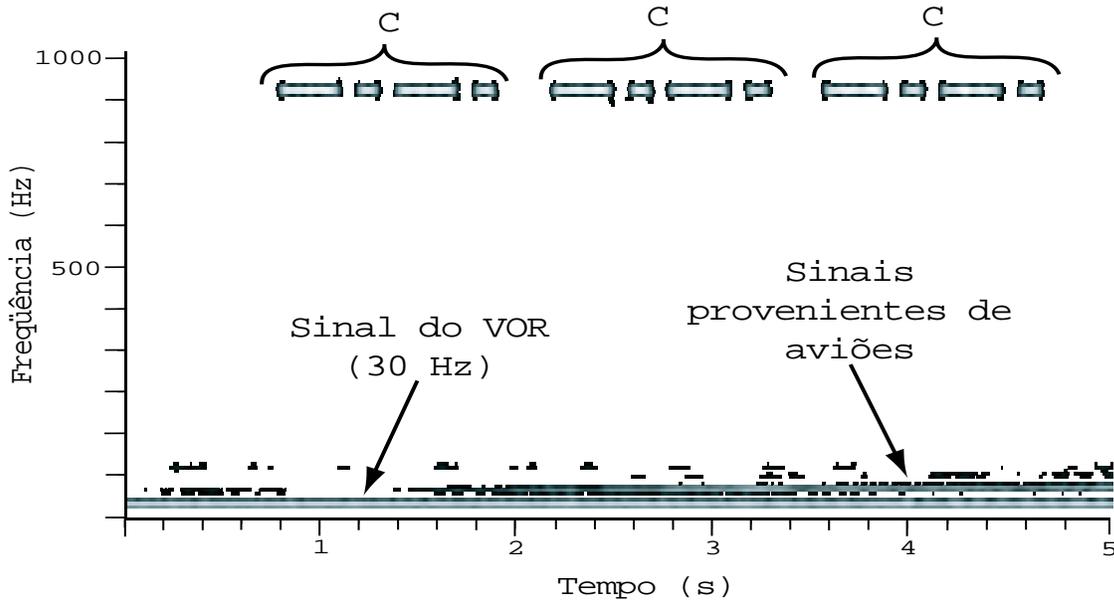


Figura 5.12: Espectrograma mostrando a singla CCC do Aeroporto de Calverton em Código Morse.

### 5.3.2 Sinais Provenientes de Aviões

Aviões refletem ondas eletromagnéticas pois os elétrons de sua estrutura metálica podem ser facilmente excitados. Quando o avião se aproxima das estações transmissora (T) e receptora (R), a frequência da onda recebida, devido ao **Efeito Doppler**, será maior que a frequência da onda emitida. Porém, se o avião estiver se afastando das estações transmissora e receptora, a frequência recebida será menor que a frequência da onda emitida. A Figura 5.13 ilustra as reflexões de ondas num avião voando a velocidade constante ao longo da trajetória retilínea horizontal situada no plano xy. A estação receptora está na origem.

A frequência  $f_r$  recebida em R é dada pela fórmula do Efeito Doppler Relativístico:

$$f_r = f_t \frac{\left(1 - \frac{\vec{r}_a \cdot \vec{v}_a}{|\vec{r}_a| c}\right) \left(1 - \frac{(\vec{r}_a - \vec{r}_t) \cdot \vec{v}_a}{|\vec{r}_a - \vec{r}_t| c}\right)}{1 - \left(\frac{v_a}{c}\right)^2} \quad (5.1)$$

Onde:

$f_t$  é a frequência da onda emitida pela estação transmissora;

$\vec{r}_a$  é o vetor posição do avião;

$\vec{v}_a$  é o vetor velocidade do avião;

$\vec{r}_t$  é o vetor posição da estação transmissora;

$c$  é a velocidade da luz.

que pode ser aproximada:

$$f_r \approx f_t \left[ 1 - \frac{\vec{r}_a}{|\vec{r}_a|} \cdot \frac{\vec{v}_a}{c} - \frac{(\vec{r}_a - \vec{r}_t)}{|\vec{r}_a - \vec{r}_t|} \cdot \frac{\vec{v}_a}{c} \right] \quad (5.2)$$

Logo:

$$\Delta f = -f_t \left\{ \left[ \frac{\vec{r}_a}{|\vec{r}_a|} + \frac{(\vec{r}_a - \vec{r}_t)}{|\vec{r}_a - \vec{r}_t|} \right] \cdot \frac{\vec{v}_a}{c} \right\} \quad (5.3)$$

Quando o avião estiver muito afastado de T e R,  $|\vec{r}_a| \gg |\vec{r}_t|$ , então a Expressão 5.3 se torna:

$$\Delta f = -2f_t \frac{\vec{r}_a}{|\vec{r}_a|} \cdot \frac{\vec{v}_a}{c} \quad (5.4)$$

onde  $\Delta f = f_r - f_t$ , e fazendo a aproximação  $|\vec{r}_a| \gg |\vec{r}_t|$ ,

$$\Delta f = \pm 2f_t \frac{v_a}{c} \quad (5.5)$$

Assim, quando o avião está muito longe de ambas estações, a frequência  $f_r$  é constante e igual a

$$f_{max} = f_t \left( 1 + 2 \frac{v_a}{c} \right) \quad (5.6)$$

se o avião está se aproximando da transmissora e da receptora ou

$$f_{min} = f_t \left( 1 - 2 \frac{v_a}{c} \right) \quad (5.7)$$

se o avião está se afastando da transmissora e da receptora.

Como o avião altera sua posição em relação a R e T durante o vôo (Figura 5.13), os ângulos  $\alpha$  e  $\varphi$ , que são o ângulo entre o vetor velocidade do avião e o vetor posição do avião, e o ângulo entre o vetor velocidade do avião e  $\vec{r}_a - \vec{r}_t$ , respectivamente,

também variam durante o vôo. Para este caso, a Expressão 5.2 pode ser reescrita como:

$$f_r = f_t \left[ 1 - \frac{v_a}{c} (\cos \alpha + \cos \varphi) \right] \quad (5.8)$$

Verificando a variação de  $f_r$  para cada situação da Figura 5.13:

- Em (I) o avião está muito distante de R e T, mas se aproximando. Logo,  $f_r = f_{max}$  (Expressão 5.6). Quando se aproximar de R e T, a Expressão 5.6 não é mais válida. Nesta região,  $90^\circ < \alpha < 180^\circ \therefore -1 < \cos \alpha < 0$ , e  $90^\circ < \varphi < 180^\circ \therefore -1 < \cos \varphi < 0$ , e utilizando a Expressão 5.8, obtemos que  $f_t < f_r < f_{max}$ ;
- Ao atingir a região (II) o avião se afasta de R mas se aproxima de T, e  $0^\circ < \alpha < 90^\circ \therefore 0 < \cos \alpha < 1$ , e  $90^\circ < \varphi < 180^\circ \therefore -1 < \cos \varphi < 0$ . Porém, nesse caso,  $|\cos \alpha| < |\cos \varphi|$ . Substituindo na Expressão 5.8 obtemos que, na região (II),  $f_r > f_t$ ;
- Quando o avião atinge o ponto P, ele se encontra no ponto aonde  $|\cos \alpha| = |\cos \varphi|$ . Então,  $\Delta f = 0$  e  $f_r = f_t$ ;
- Na região (III) o avião continua se aproximando de T e se afastando de R. Mas nessa situação  $|\cos \alpha| > |\cos \varphi|$ . Sendo assim,  $f_r < f_t$ ;
- Quando o avião atinge a região (IV) ele está se afastando de T e R. Temos que  $0^\circ < \alpha < 90^\circ \therefore 0 < \cos \alpha < 1$ , e  $0^\circ < \varphi < 90^\circ \therefore 0 < \cos \varphi < 1$ . Logo, nesse caso,  $f_r < f_t$ . No momento em que o avião estiver muito afastado de ambas estações  $f_r = f_{min}$  (Expressão 5.7).

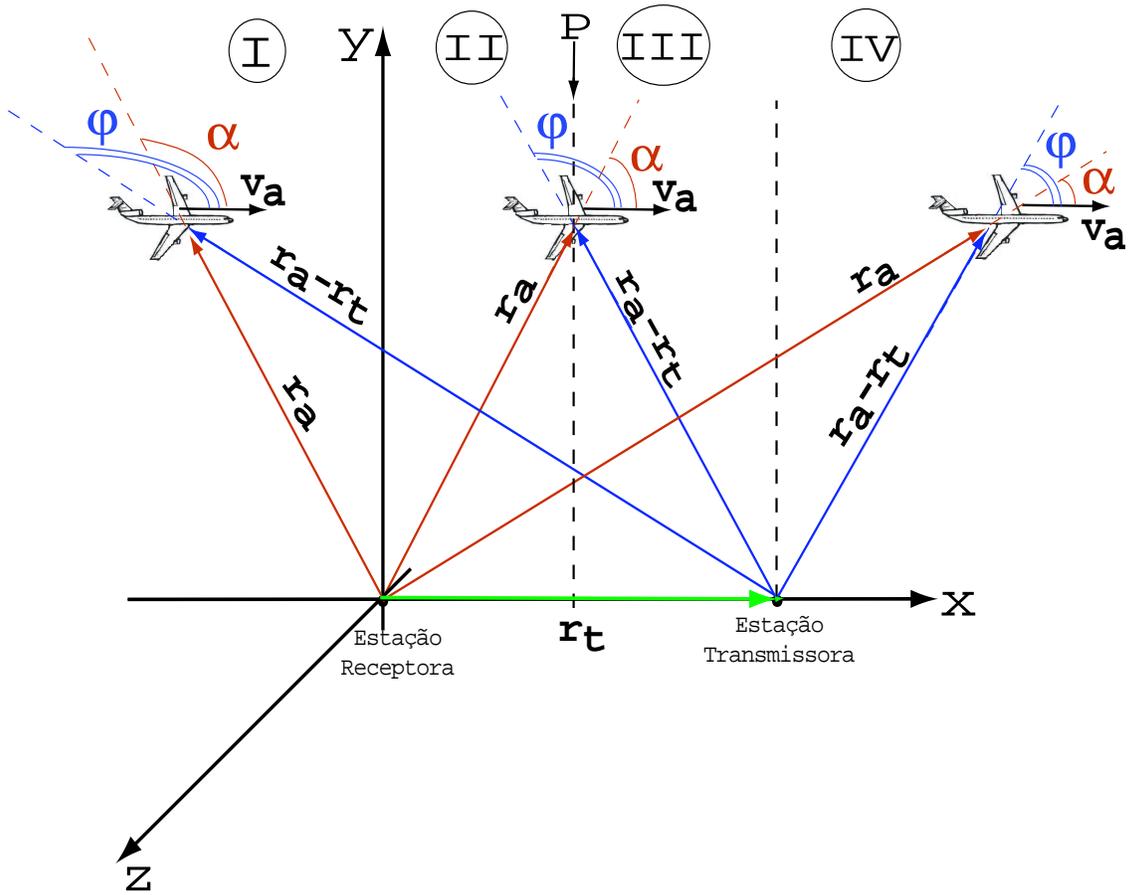


Figura 5.13: Reflexões num avião com trajetória retilínea e horizontal, no plano  $xy$ , passando pelas estações transmissora (T) e receptora (R), estando muito distante mas se aproximando de ambas (I); se afastando de R e se aproximando de T (II); o avião é equidistante das estações (P); se afastando de R e se aproximando de T (III); se afastando de ambas estações (IV).

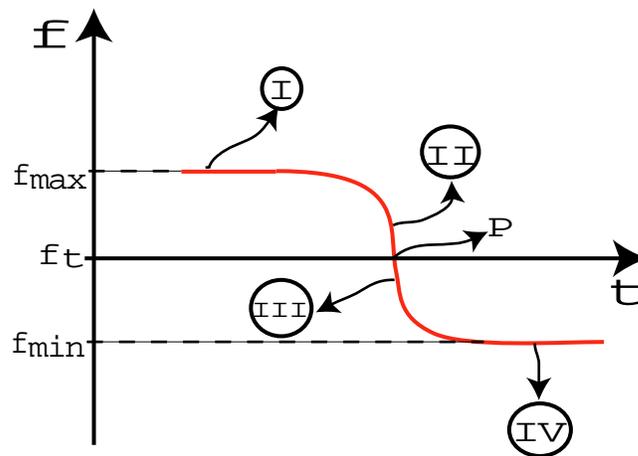


Figura 5.14: Espectrograma do sinal produzido pelas reflexões no avião da Figura 5.13.

A Figura 5.15 mostra sinais detectados obtidos com a seleção do VOR do aeroporto de Calverton durante um período de aproximadamente 900 segundos. Os eventos (a) e (b) são sinais de curta duração que cobrem várias regiões de frequência e que são discutidos na seção 5.3.4. Em (c) temos o sinal de 30 Hz emitido pelo VOR (modulação AM) e em (d) seu terceiro harmônico, com frequência de 120 Hz. O evento (e) é proveniente de reflexão causada por um avião que não parece estar com velocidade e trajetória retilínea, como no caso do avião da Figura 5.14. O evento (e) pode ser explicado supondo que o avião, em fase de aceleração e muito distante da transmissora e da receptora, começa a ser detectado no instante  $t \simeq 130$  s, se afastando das estações. A frequência  $f_r$  aumenta, portanto, até o patamar ser atingido em  $t \simeq 230$  s, indicando uma aproximação, com velocidade constante, consecutiva a uma mudança de direção. Já os eventos (f) e (g) são provenientes do mesmo avião, que refletiu tanto a onda modulante em 30 Hz, como seu primeiro harmônico. Estes eventos possuem comportamento parecido com a Figura 5.14.

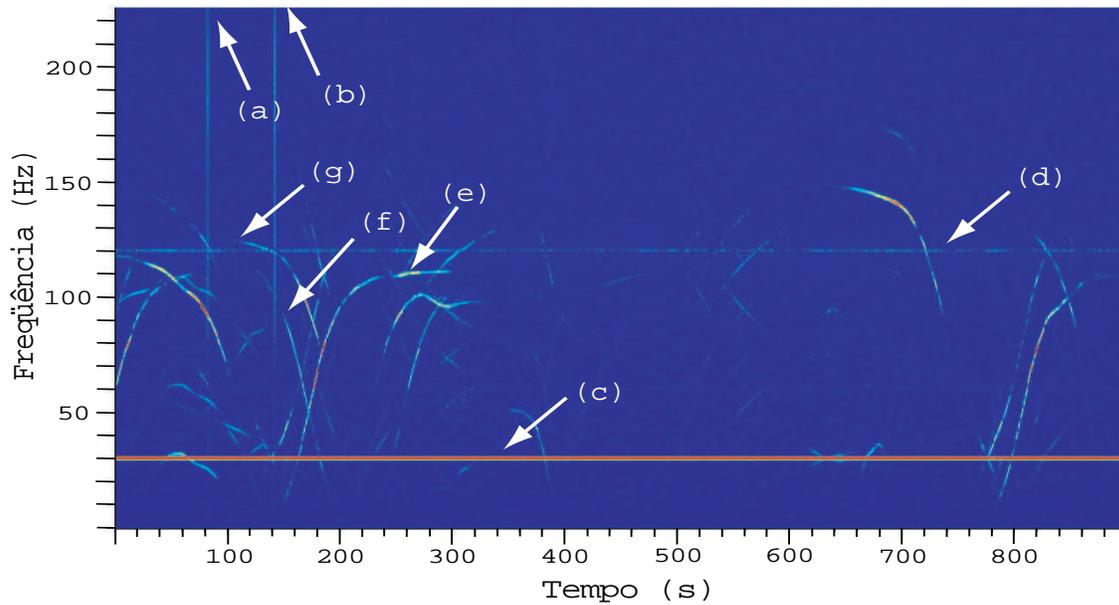


Figura 5.15: Espectrograma de eventos obtidos sintonizando o receptor no aeroporto de Calverton. (a) e (b): eventos “estranhos”; (c) onda modulada em amplitude com frequência de 30 Hz; (d) terceiro harmônico da onda modulada em amplitude com frequência de 120 Hz; (e) avião em fase de desaceleração; (f) e (g) avião com comportamento do tipo ilustrado na Figura 5.14, refletindo ondas de frequência 30 e 60 Hz, respectivamente.

No espectrograma tridimensional da Figura 5.16, nota-se que a amplitude dos sinais como função da frequência, varia para cada evento. Essas variações são devidas aos movimentos do avião em torno da sua trajetória, movimentos estes que mudam a a localização e a área da parte do avião onde ocorre a reflexão da onda eletromagnética.

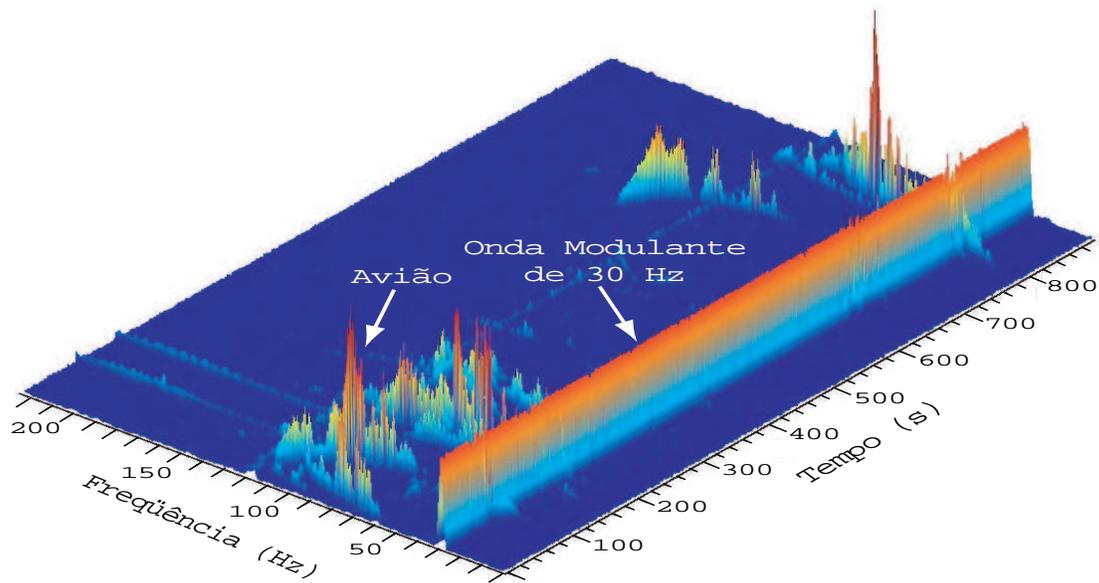


Figura 5.16: Espectrograma em três dimensões, com amplitude do sinal no eixo z, da Figura 5.15.

Sintonizando a frequência do VOR do aeroporto de Calverton obtivemos vários eventos causados por reflexões em aviões, mas nenhum evento causado por reflexões em caudas ionizadas de meteoros. Provavelmente, devido ao fato que a densidade de elétrons no metal do avião é muito maior que a densidade de elétrons nas caudas de meteoros (Equação 3.11), os aviões são capazes de refletir ondas de frequências bem mais altas do que as refletidas pelas caudas de meteoros.

Sinais obtidos sintonizando a frequência do Canal 4 de vídeo de televisão VHF podem ser vistos nas Figuras 5.17 e 5.18. Os eventos do tipo (a) são aviões que se aproximam das estações transmissora e receptora. Observa-se que, ao contrário do que acontece quando sintoniza-se o VOR de Calverton (Figura 5.15), não é possível detectar sinais provenientes de aviões muito afastados da transmissora e da receptora quando o Canal 4 de vídeo é utilizado. Durante a tomada de dados com o Canal 4 de vídeo, nenhum evento do tipo (e) da Figura 5.15 foi observado, talvez porque a geometria “transmissora–receptora” não permitia detectar aviões levantando vôo e mudando de direção. O evento (b) é proveniente de reflexões causadas pela cauda ionizada de um meteoro. O evento (c) é, provavelmente, causado pela reflexão na parte frontal da cauda ionizada de um meteoro. Eventos do tipo (b) e (c) serão analisados em detalhe na seção 5.3.3.

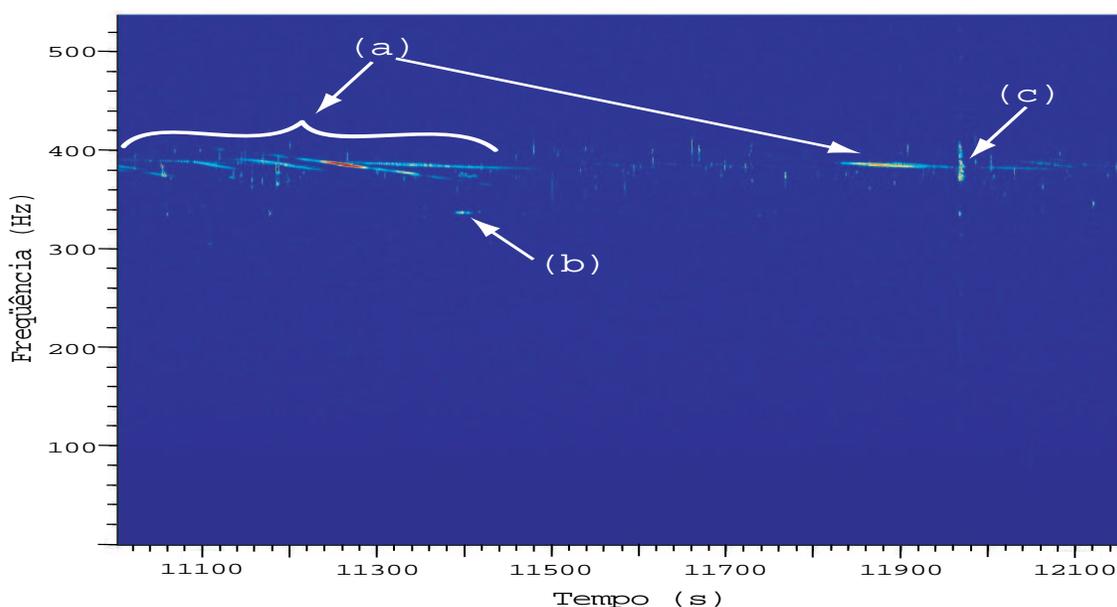


Figura 5.17: Espectrograma bidimensional de eventos adquiridos sintonizando o Canal 4 de Vídeo (67.25 MHz). (a) aviões; (b) meteoro de longa vida; (c) parte frontal da cauda ionizada de um meteoro.

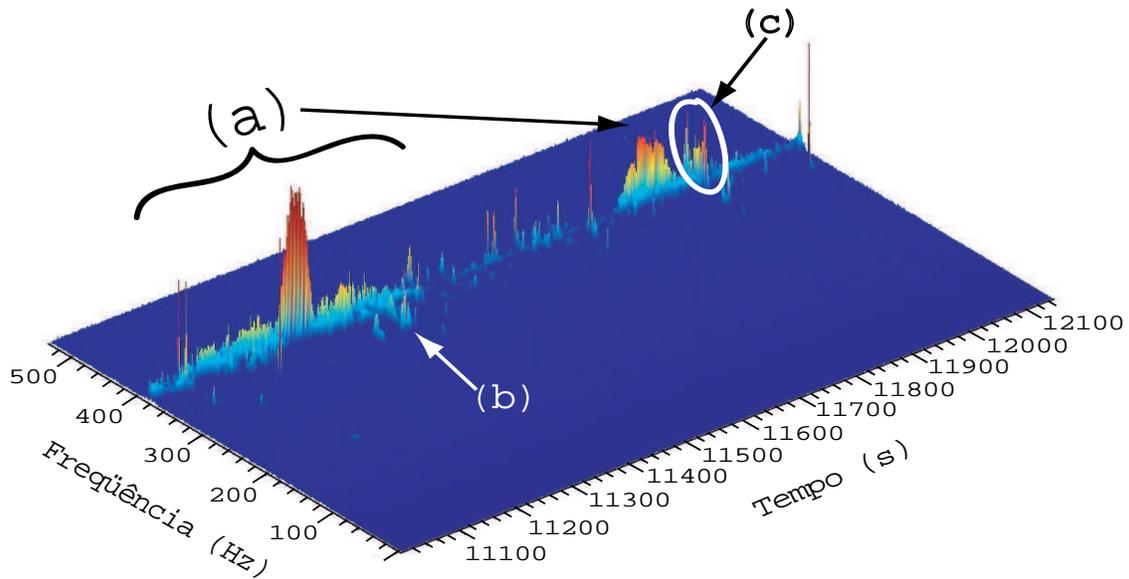


Figura 5.18: Espectrograma em três dimensões correspondente a Figura 5.17.

### 5.3.3 Observação de Meteoros

Para determinar a velocidade do meteoro necessitamos conhecer a distância do receptor ao ponto de reflexão e deste ao transmissor, assim como o ângulo de espalhamento. Para tal, é necessário saber a altitude da reflexão, o que só é possível com a utilização de no mínimo três estações de detecção, e que todas detectem o mesmo evento. Como até o momento só dispomos de uma estação, não foi possível determinar esses parâmetros.

A seguir, são apresentados eventos provenientes de meteoros com caudas do tipo sub-densa e super-densa, e os resultados da tomada de dados durante a incidência da chuva Lirídeos.

#### Sinais Provenientes de Caudas Sub-densas

Noventa por cento dos meteoros que penetram na atmosfera terrestre criam uma cauda cuja ionização é sub-densa e que, em geral, dura alguns décimos de segundos [2]. As Figuras 5.19 e 5.20 mostram o espectrograma em duas e em três dimensões, respectivamente, com eventos de caudas sub-densas. No espectrograma em três di-

mensões (Figura 5.20), pode-se observar um comportamento similar ao simulado na Figura 3.4, para caudas sub-densas. Como visto no Capítulo 3, o sinal cresce muito rapidamente, correspondendo a passagem pela primeira zona de Fresnel e a queda exponencial do sinal é resultado da difusão da cauda sub-densa na atmosfera. O tempo de subida é proporcional a velocidade, e o tempo de decaimento é proporcional a altitude do meteoro [2].

Na Figura 5.19 pode-se notar três eventos de meteoros com caudas sub-densas, que refletiram ondas de luminescência do canal 4 de vídeo de frequências diferentes (380 Hz e, aproximadamente, 600 Hz). Isto pode ser devido, ou a diferentes frequências de ondas de luminescência enviadas por uma transmissora, como visto no Capítulo 2, ou a sintonia de duas transmissoras diferentes do canal 4 de televisão VHF, tendo em vista que, para não haver interferência, as frequências das portadoras de vídeo de transmissoras próximas não têm os valores exatos da Tabela 2.3.

Ambos os meteoros (a) e (b) da Figura 5.19 refletiram na frequência de 380 Hz, com duração aproximada de 0.1 e 0.3 segundos, respectivamente. O evento (a) possui frequência menor que a frequência da onda da portadora, o que indica que ele está se afastando das estações transmissora e receptora. Já o evento (b), com frequência maior que a frequência da portadora, está se aproximando das estações. A duração do evento (c), da ordem de 2 s, é bem longa para uma cauda sub-densa. Não se sabe se este meteoro está se afastando ou se aproximando da receptora, pois não se pode determinar com precisão a frequência da portadora.

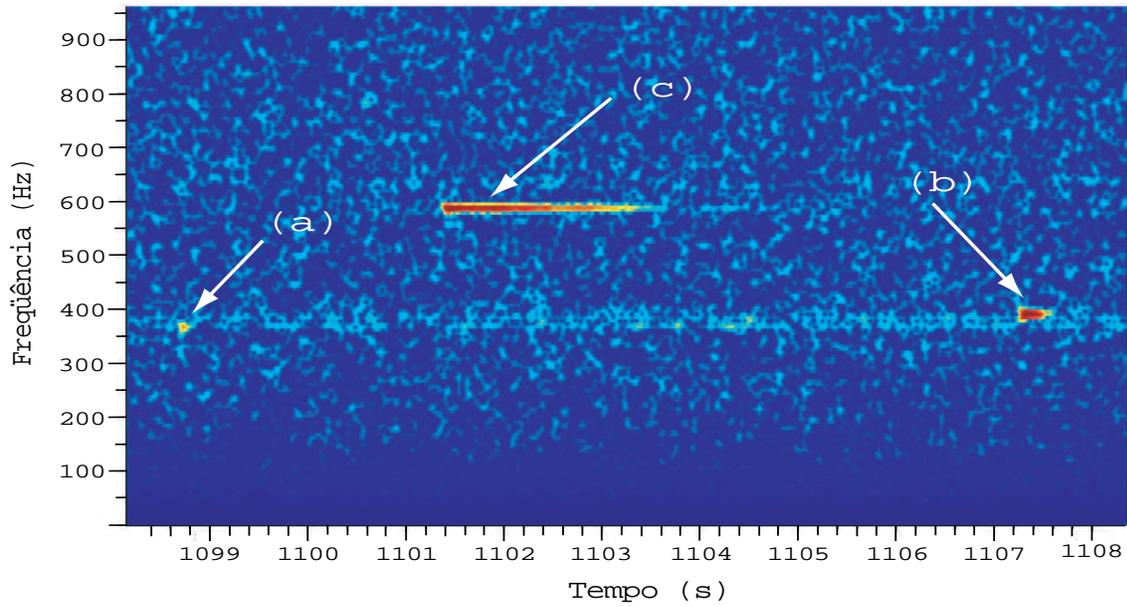


Figura 5.19: Espectrograma de três sinais associados a caudas sub-densas e adquiridos com o Canal 4 de Vídeo (67.25 MHz). (a) meteoro se afastando; (b) meteoro se aproximando; (c) longa cauda sub-densa.

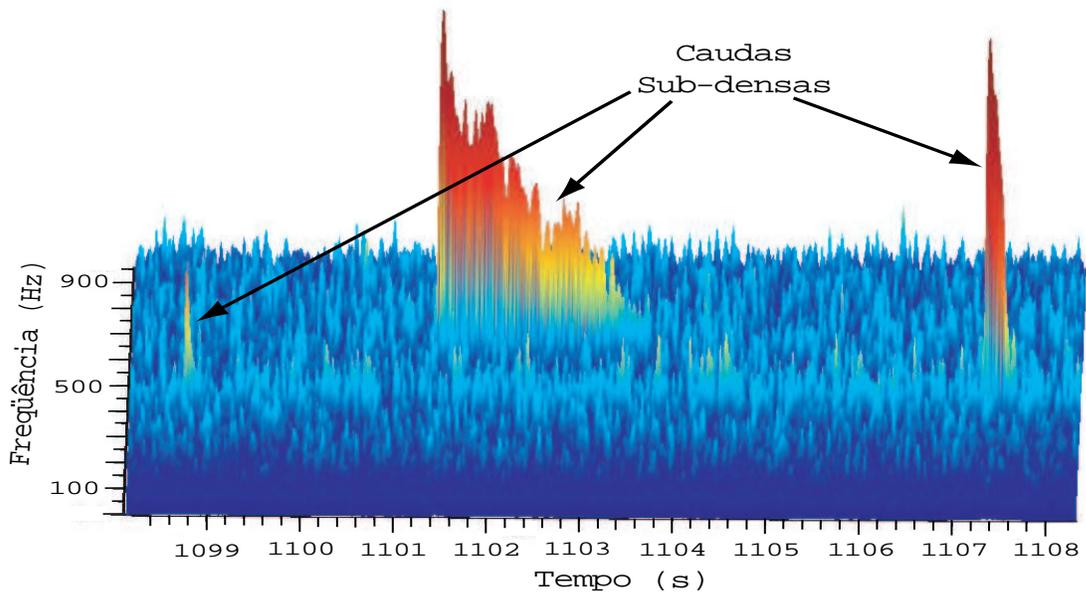


Figura 5.20: Espectrograma em três dimensões correspondente aos sinais da Figura 5.19.

## Sinais Provenientes de Caudas Super-densas

Cerca de 10 % dos meteoros possuem caudas super-densas com tempo de vida variando de décimos de segundos até dezenas de segundos.

As Figuras 5.21 e 5.22 mostram o espectrograma em duas e três dimensões, respectivamente, de sinais adquiridos sintonizando o canal 4 de vídeo. A evolução temporal da amplitude do evento (a) da Figura 5.21 pode ser visto na Figura 5.22, onde observa-se que após um crescimento rápido, a amplitude oscila, caracterizando uma reflexão por cauda super-densa (ver Figura 3.4). Já o evento (b), de aproximadamente 0.1 segundo de duração, pode ser, tanto uma reflexão numa cauda sub-densa, ocorrida poucos instantes antes da reflexão na cauda super-densa (a), como uma fragmentação da cauda super-densa (a) causada por ventos na atmosfera.

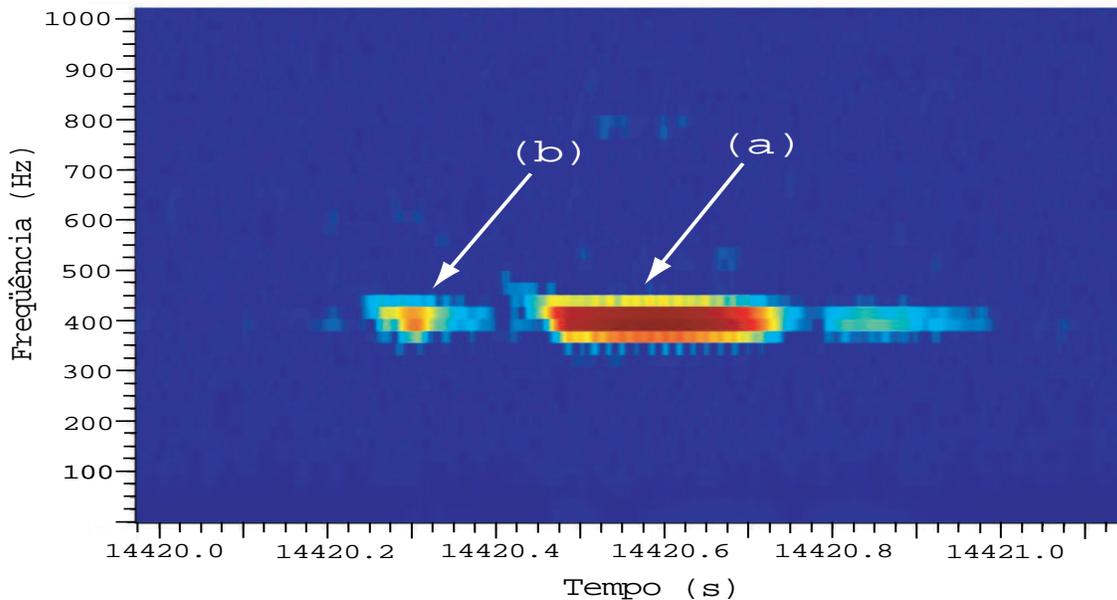


Figura 5.21: Espectrograma de sinais adquiridos com a sintonia do Canal 4 de Vídeo (67.25 MHz). (a) cauda super-densa; (b) cauda sub-densa ou fragmentação da cauda super-densa (a) causada por ventos atmosféricos.

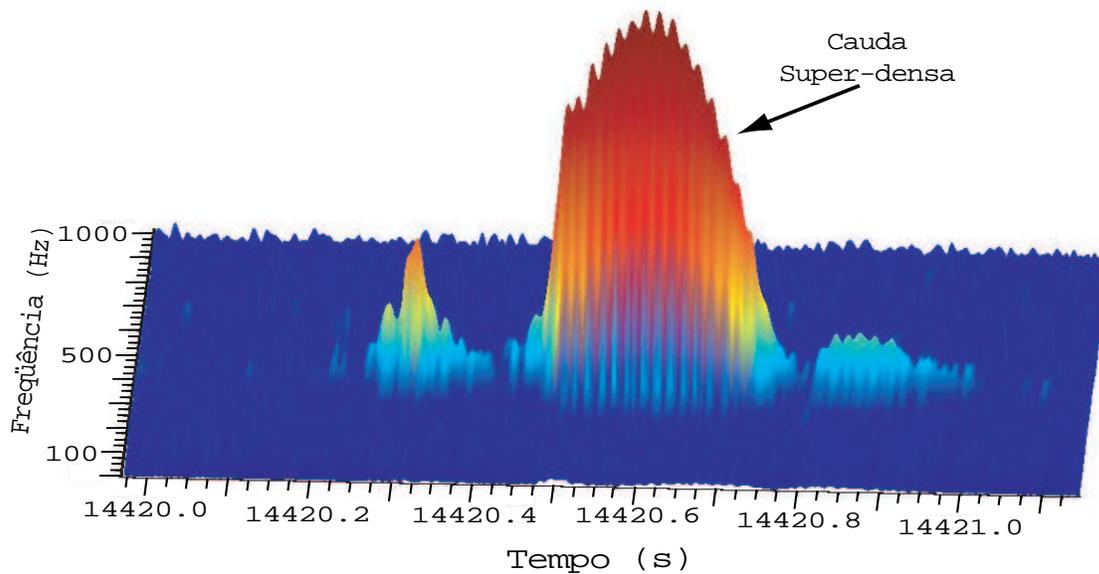


Figura 5.22: Espectrograma em três dimensões dos sinais da Figura 5.21.

Um exemplo claro de cauda super-densa, de aproximadamente 3 segundos de duração, encontra-se nos espectrogramas em duas e três dimensões das Figuras 5.23 e 5.24, respectivamente. Observa-se o Efeito Doppler devido à reflexão na parte frontal da cauda ionizada do meteoro na Figura 5.23. Na Figura 5.24 nota-se o efeito dos ventos atmosféricos que criam pontos de reflexão múltiplos. A interferência de ondas provenientes de diferentes pontos de reflexão produzem as oscilações observadas neste espectrograma.

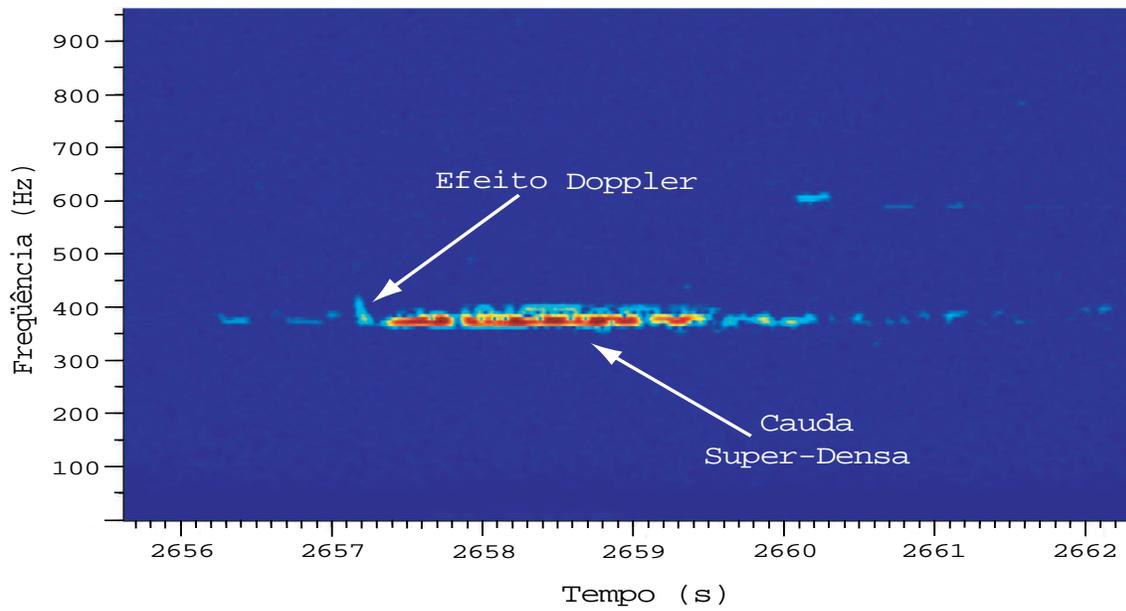


Figura 5.23: Espectrograma de um evento de cauda super-densa de longa duração, adquirido com o Canal 4 de Vídeo (67.25 MHz).

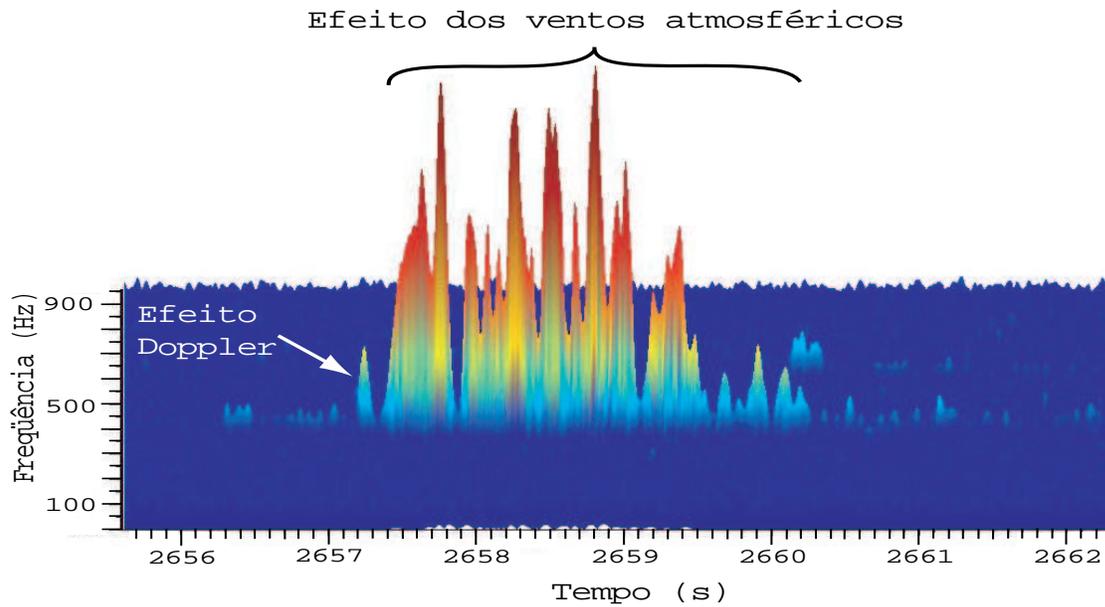


Figura 5.24: Espectrograma tridimensional do sinal da Figura 5.23.

## Lirídeos

Foram tomados dados durante a chuva Lirídeos, que ocorreu no período de 16 a 25 de Abril. Como foi exposto no Capítulo 3, a incidência de meteoros não é constante ao longo do dia. A maior incidência ocorre na parte da manhã, o horário do máximo de incidência dependendo da latitude.

Os dados foram adquiridos utilizando o programa Spectrum Lab, descrito no Capítulo 4. A dependência temporal da amplitude, obtida por FFT (*Fast Fourier Transform*), é gravada *online*. Para analisar os dados, os eventos foram selecionados utilizando os seguintes critérios:

- **Duração total do evento** – Comparando a duração dos sinais produzidos por aviões (Figuras 5.15 e 5.17) e por meteoros (Figuras 5.19, 5.21, 5.23), observa-se que os sinais provenientes de aviões são mais longos que os sinais provenientes de caudas ionizadas de meteoros, que duram no máximo algumas dezenas de segundos.
- **Duração do evento até atingir sua amplitude máxima** – Comparando as variações de amplitude de sinais de aviões (Figuras 5.16 e 5.18) com as de meteoros (Figuras 5.20, 5.22 e 5.24), observa-se que os sinais provenientes de aviões levam mais tempo para atingir a amplitude máxima. Aplicando esse critério de seleção, é possível recuperar sinais de meteoros que, por algum motivo, têm duração de várias dezenas de segundos.

Essa seleção de eventos permitiu obter o histograma (Figura 5.25) da contagem de eventos por hora ao longo de vários dias. Observa-se que a incidência de meteoros passa por um máximo durante o dia, por volta de 11 horas da manhã (horário local). A frequência máxima de eventos ocorreu no dia 22 de Abril, com uma incidência de mais de 200 meteoros por hora, como previsto pelos astrônomos. Observa-se também, um aumento na incidência de meteoros no dia 25 de Abril. Esse aumento ocorreu devido à existência de uma segunda chuva de meteoros, no mesmo período da

Lirídeos, a Pi-puppids, que alcançou seu máximo no dia 25 de Abril, com mais de 100 eventos por hora. A técnica de espalhamento para frente de ondas eletromagnéticas mostrou seu potencial, pois foi muito difícil observar a chuva Pi-puppids, considerada de baixa atividade, com outros métodos.

É interessante notar que a chuva Lirídeos ocorreu por cinco dias consecutivos. Considerando que a distância média entre a Terra e o Sol é de aproximadamente  $1.5 \times 10^8 \text{ km}$ , este período de observação implica em uma extensão do campo de meteoros de aproximadamente  $13 \times 10^6 \text{ km}$ . Seria muito interessante refazer as medidas nos próximos anos para observar se esse campo de meteoros está se alterando devido a difusão, efeitos gravitacionais e outros fatores.

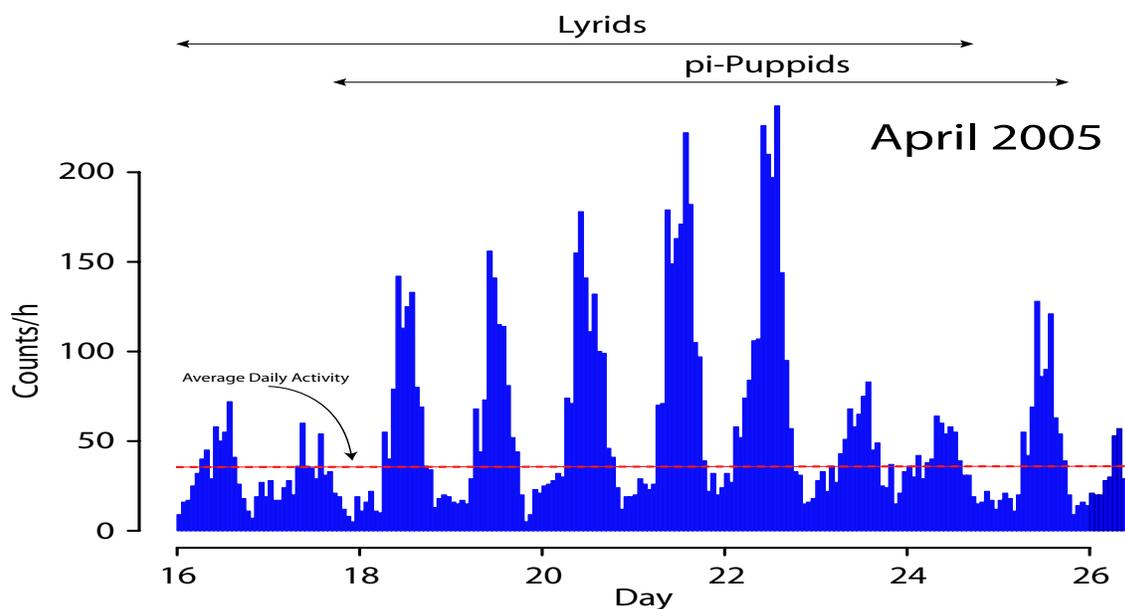


Figura 5.25: Histograma da taxa horária das chuvas Lirídeos e Pi-puppids, que ocorreram de 16 a 25 de Abril de 2005.

### 5.3.4 “Eventos estranhos”

Durante as tomadas de dados de 2004 e 2005 foram observados vários “eventos estranhos” que até o momento não conseguimos explicar. Para tentar entender a resposta do sistema de aquisição de dados a um sinal de curta duração foi feita uma calibração, descrita na seção 5.1. A Figura 5.26 mostra o espectrograma tridimensional do sinal obtido quando se gera um pulso de  $50 \mu s$  de duração. Observa-se que a amplitude do sinal é máxima em torno de 3 kHz, com um máximo secundário em torno de 10 kHz. Este pulso, gerado no laboratório, foi utilizado para comparação com sinais naturais.

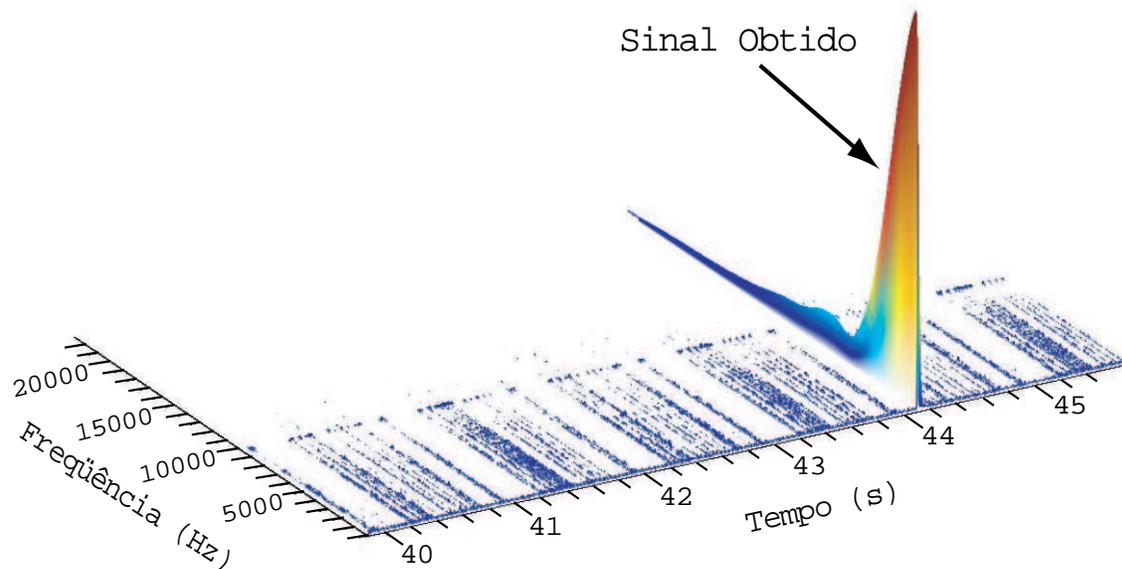


Figura 5.26: Espectrograma tridimensional de um evento adquirido com a captação de um pulso gerado de  $50 \mu s$ .

Nos dados adquiridos em 2004, com o VOR de Calverton, obtivemos vários sinais de curta duração como os dois eventos (a) e (b) das Figuras 5.15 e 5.16. Porém, percebe-se que esses eventos possuem a mesma intensidade para todas as frequências, comportamento este bem diferente do observado no evento da Figura 5.26, gerado no laboratório. É possível os sinais naturais (a) e (b) sejam provenientes de relâmpagos, mas não podemos confirmar nada até o momento. Ainda com a sintonia do VOR de Calverton, foram obtidos vários eventos como o mostrado nas Figuras 5.27 e 5.28. Nota-se que esse evento possui uma forte intensidade em baixas frequências, decrescendo exponencialmente com uma oscilação em frequência de aproximadamente 600 a 700 Hz, indicando uma possível origem artificial.

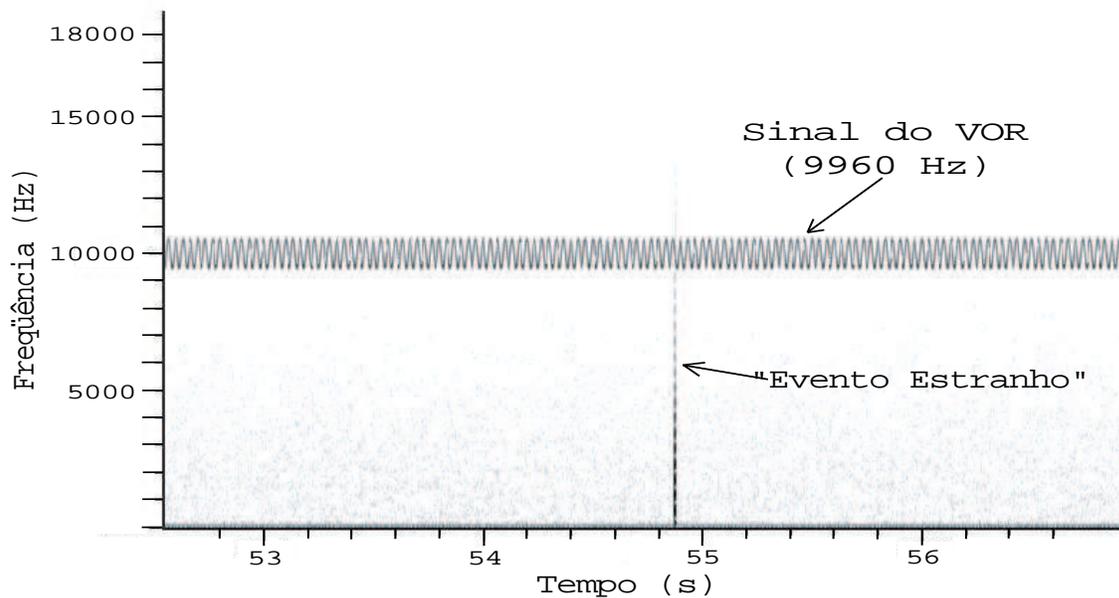


Figura 5.27: Espectrograma de um evento adquirido com o VOR do aeroporto de Calverton.

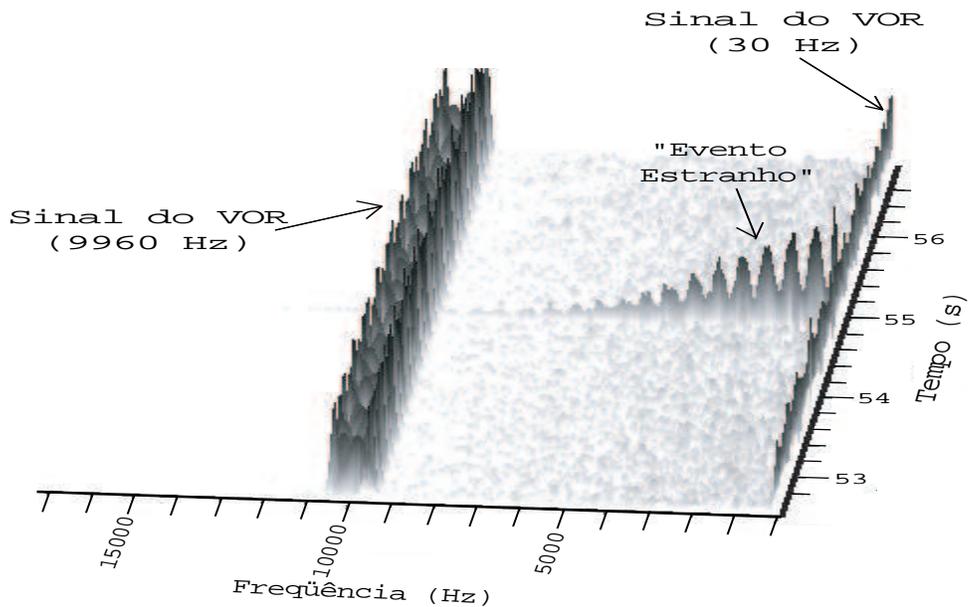


Figura 5.28: Espectrograma em três dimensões do evento da Figura 5.27.

Nos dados adquiridos em 2005 com o Canal 4 de vídeo de televisão de VHF, com demodulação USB e filtro de 6 kHz, foram também observados vários eventos provenientes de fontes desconhecidas, tais como o da Figura 5.29. Nas Figuras 5.29 (a), 5.29 (b) e 5.31 temos a envoltória e os espectrogramas em duas e três dimensões, respectivamente, de um sinal de aproximadamente  $770\mu s$  de largura. A amplitude deste sinal é máxima em torno de 1000 Hz e decresce rapidamente para valores mais altos de frequência. Observa-se, na Figura 5.29 (b), a presença de frequências acima de 6 kHz, apesar do filtro passa-banda do receptor, se estendendo até aproximadamente 21 kHz. Nota-se, na Figura 5.30, que a amplitude do sinal possui um comportamento similar ao de sinais provenientes de caudas super-densas. Talvez este comportamento seja um indicativo de alta densidade de carga eletrônica.

Observa-se uma grande semelhança de comportamento entre as amplitudes deste sinal (Figura 5.31) e do pulso gerado no laboratório (Figura 5.26).

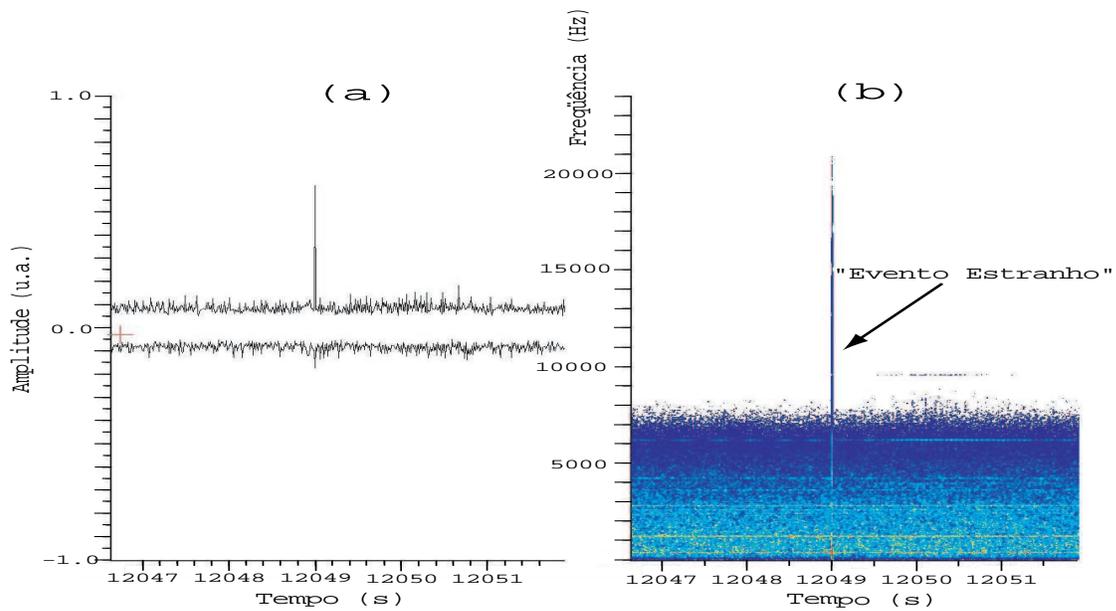


Figura 5.29: Evento adquirido com o Canal 4 de Vídeo (67.25 MHz). a) Envoltória do sinal. b) Espectrograma.

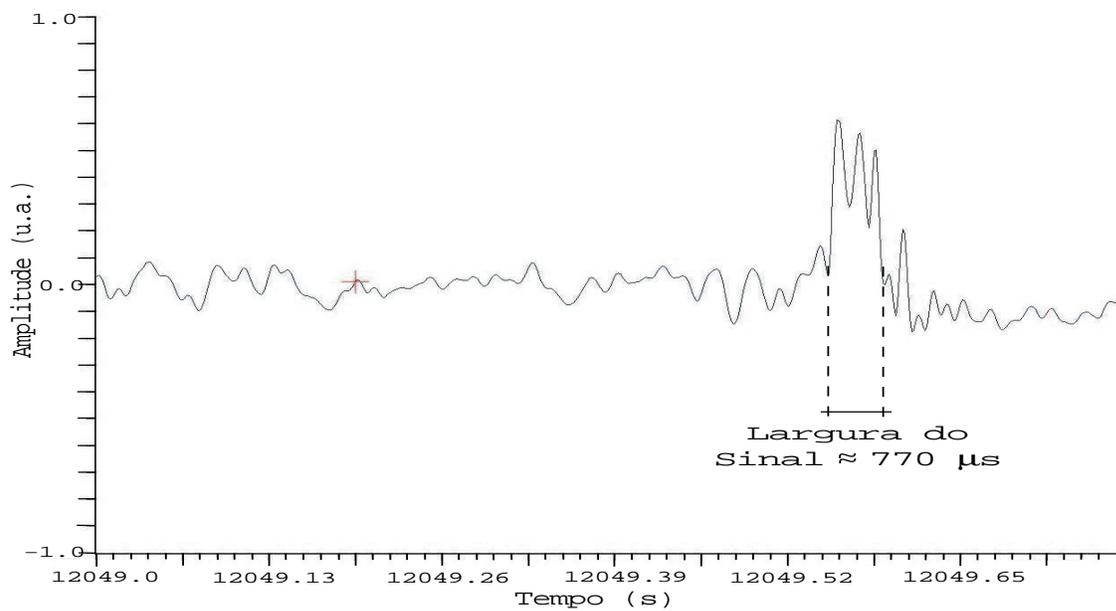


Figura 5.30: Envoltória da parte superior do evento da Figura 5.29, com uma escala de tempo maior.

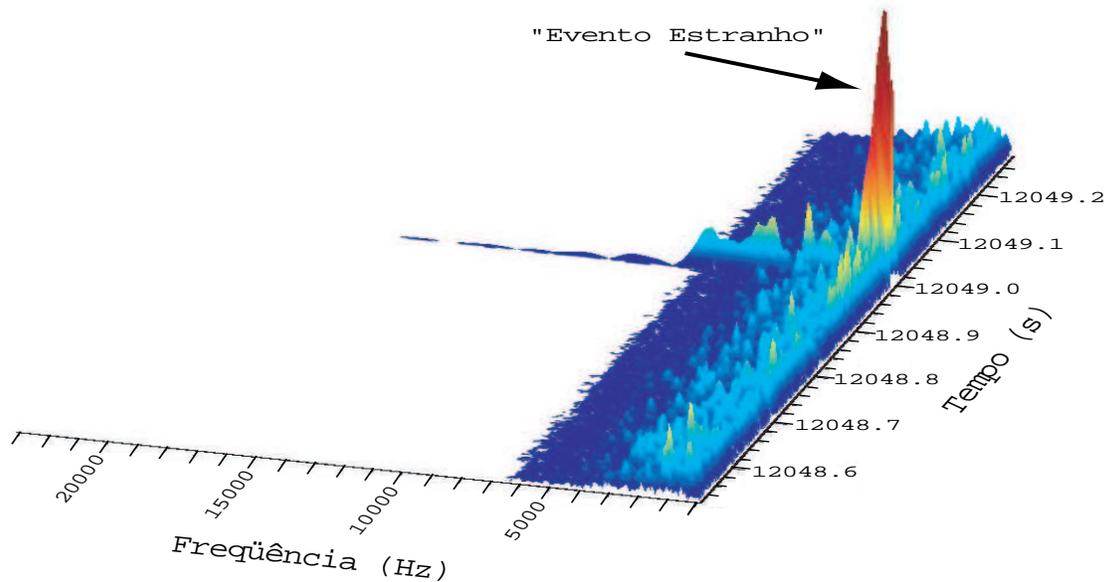


Figura 5.31: Espectrograma em três dimensões do evento da Figura 5.29.

As Figuras 5.32, 5.33 e 5.34 mostram a envoltória e os espectrogramas em duas e três dimensões, respectivamente, de um outro sinal obtido com o canal 4 de vídeo, com demodulação USB e filtro de 6 kHz. O sinal apresenta uma largura de aproximadamente  $750\mu s$  e abrange frequências até 14 kHz. Nota-se, na Figura 5.32, uma amplitude que exhibe um comportamento similar ao de um meteoro de cauda subdensa, o que poderia indicar uma reflexão num chuveiro cósmico de baixa densidade de cargas elétricas.

A diferença de amplitude entre os sinais das Figuras 5.31 e 5.34 pode ser devida a diferenças de energia, ângulo de incidência ou altura dos chuveiros cósmicos. Para termos certeza que estes eventos são provenientes de raios cósmicos, necessitamos estabelecer coincidências entre sinais obtido com o sistema de detecção a rádio e sinais de cintiladores.

Fontes de ruído também podem ser responsáveis por este tipo de sinal, como por exemplo, faíscas elétricas produzidas por carros e motores elétricos. A detecção simultânea de um sinal de curta duração em duas estações diferentes seria uma maneira de eliminar tais eventos espúrios.

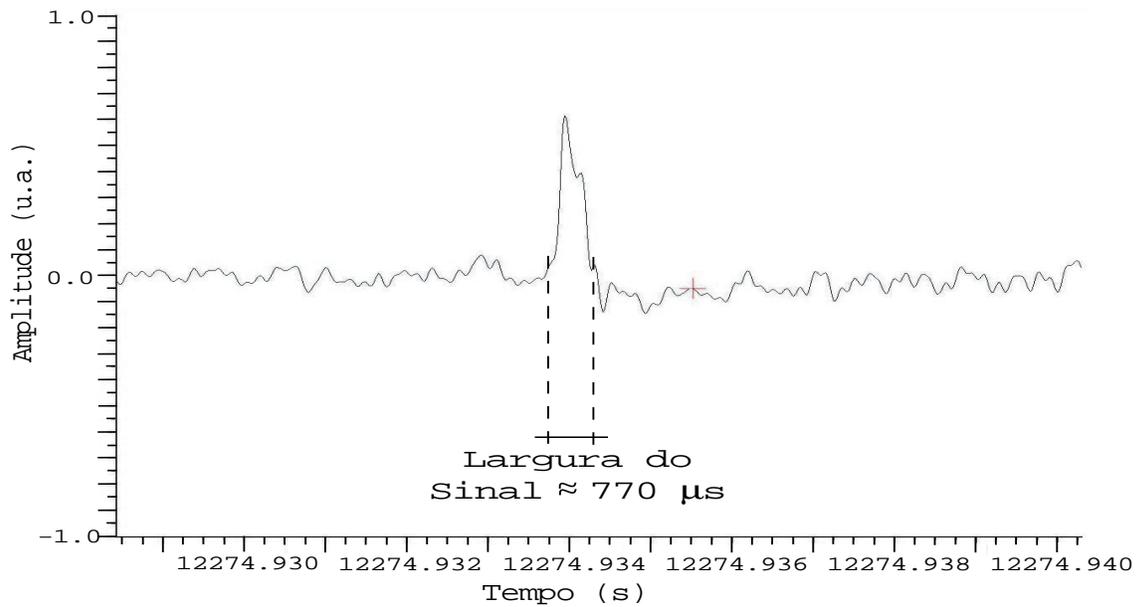


Figura 5.32: Envoltória da parte superior de um evento adquirido com o Canal 4 de Vídeo (67.25 MHz).

Examinando os eventos das Figuras 5.26, 5.29 e 5.33, percebe-se que todos esses sinais de curta duração ocupam uma larga banda de frequência, sem efeito aparente do filtro do receptor. Levando este efeito em consideração, foi feita a análise dos “eventos estranhos” selecionado uma faixa de frequência acima do filtro. No caso foram selecionadas as frequências entre 6500 Hz a 7500 Hz. A Figura 5.35 mostra a contagem de eventos por hora ocorridos nesta faixa de frequência, que foram obtidos ao longo de um período de vinte e quatro horas. Observa-se que estes eventos, ao contrário dos meteoros (Figura 5.25), não apresentam variação significativa na contagem por hora, cuja média é de  $(15.1 \pm 3.5)$ . Entretanto, como estes eventos não foram adquiridos em coincidência com o sinal das placas cintiladoras, sua origem cósmica não pode ser comprovada.

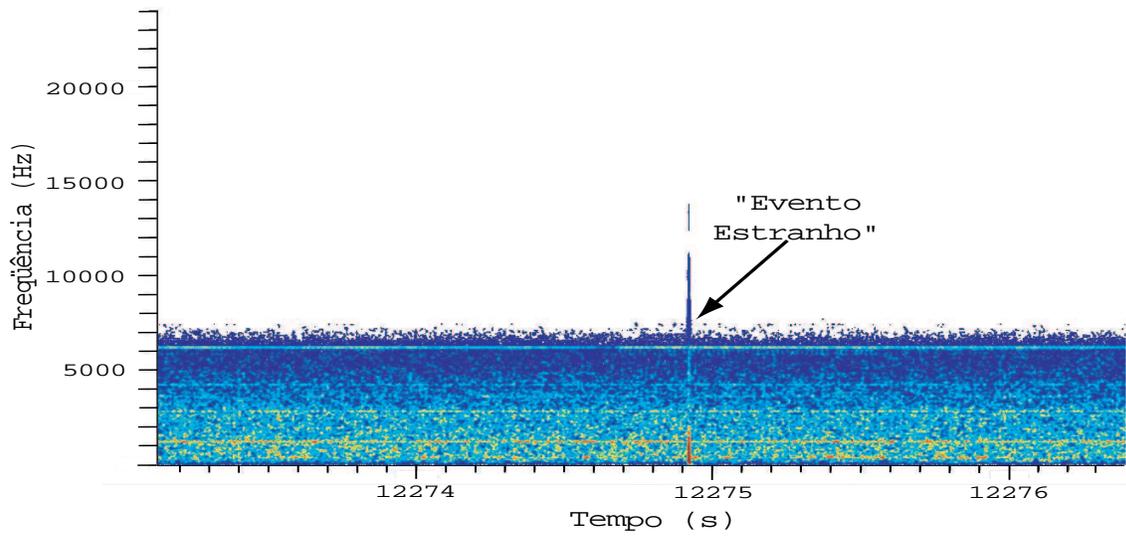


Figura 5.33: Espectrograma do evento da Figura 5.32.

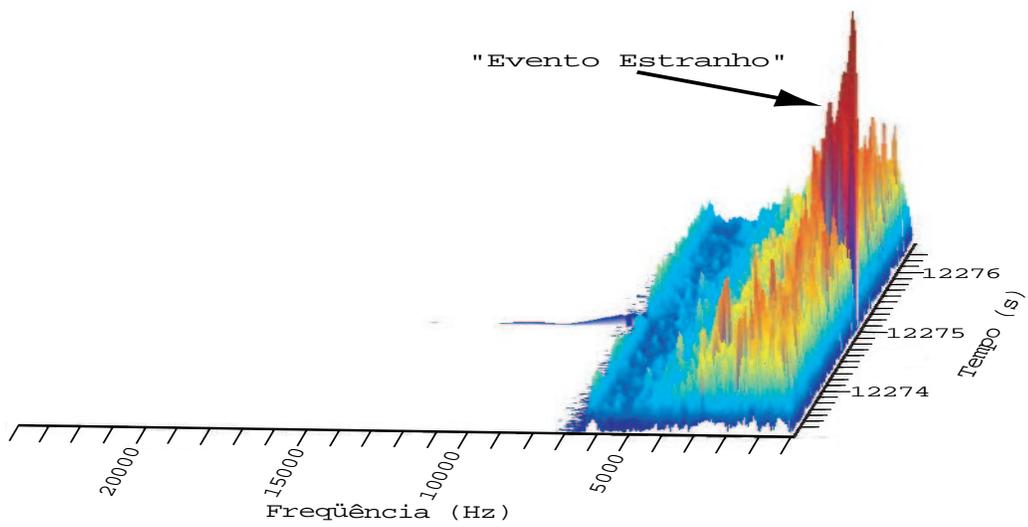


Figura 5.34: Espectrograma em três dimensões correspondente ao evento da Figura 5.32.

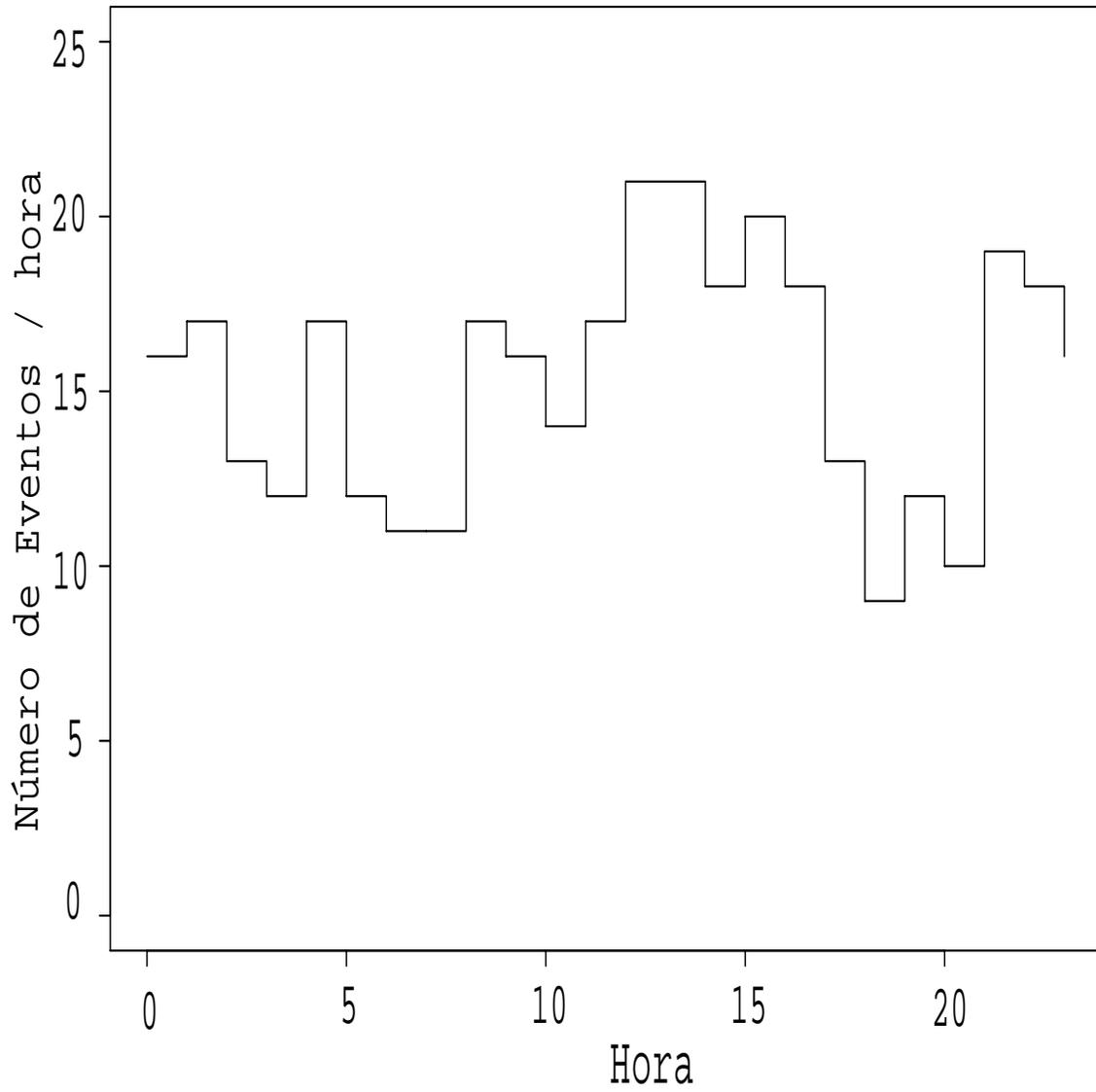


Figura 5.35: Taxa dos eventos de curta duração, na faixa de 6500 a 7500 Hz.

Ao longo deste capítulo foi apresentada a calibração do sistema de detecção, a tomada e a análise dos sinais provenientes de aviões, de caudas sub-densas e super-densas de meteoros, da chuva de meteoros Lirídeos e de “eventos estranhos” que podem ser de origem cósmica. O próximo capítulo sugere futuras mudanças que podem ser feitas no sistema de aquisição para otimizar e melhorar a *performance* do método de detecção de meteoros através de espalhamento para frente (*forward scattering*) de ondas eletromagnéticas.

# Capítulo 6

## Conclusões e Próximos Passos

Ao longo deste trabalho foi montado, calibrado e utilizado um sistema de detecção de ondas eletromagnéticas VHF refletidas por cargas elétricas. Provou-se possível detectar meteoros com caudas ionizadas de ambos os tipos, sub-denso e super-denso, usando o método de espalhamento para frente de ondas eletromagnéticas. Detectou-se a Chuva de Meteoros Lirídeos, ocorrida de 16 a 25 de Abril de 2005. As características de reflexões provocadas por meteoros, aviões e, possivelmente raios cósmicos, foram comparadas. Levando-se em consideração as diferenças entre reflexões provenientes de meteoros e de aviões, foi possível estabelecer critérios para rejeitar sinais de aviões, o que permitiu uma análise rápida da incidência de meteoros ao longo do dia. Os astrônomos, mesmo já familiarizados com o método de espalhamento para frente, não dispõem de dados sobre esta incidência durante a chuva Lirídeos.

Para estimar a velocidade e altura dos meteoros detectados, necessitamos de detecção simultânea do mesmo evento com pelo menos mais duas estações, o que deve acontecer até o final do ano nos Estados Unidos. O sistema de detecção no Instituto de Física da Universidade Federal do Rio de Janeiro está em fase final de construção e devemos adquirir dados ainda este ano nesta estação.

A calibração do sistema mostrou que pacotes de onda que possuam duração

$t \geq 1 \mu s$  são detectados pelo sistema. Entretanto, verificou-se que as limitações técnicas do sistema atual de aquisição não permitem obter informações confiáveis no que diz respeito à largura e a amplitude de sinais de curta duração, como os provenientes de reflexão de ondas VHF por raios cósmicos. Outrossim, a calibração indicou um método de seleção de eventos do tipo “raios cósmicos”, o que tornou possível uma tomada de dados durante vinte e quatro horas. Observou-se que, ao contrário do ocorrido na contagem da incidência de meteoros, eventos atribuídos a raios cósmicos não apresentam uma variação significativa na taxa de contagem, com uma média de eventos de aproximadamente 15 eventos por hora. Para que esta análise seja conclusiva, necessitamos de coincidência entre o sinal de reflexão de ondas eletromagnéticas e o sinal de um conjunto de detetores de partículas.

Para melhorar a qualidade das tomadas de dados, alguns *hardwares* e *softwares* utilizados atualmente precisam ser modificados:

1. **Antena** – Está sendo estudada a utilização da antena tipo LOFAR (*Low-Frequency Array*), que é omnidirecional, com alto ganho e atua numa ampla faixa de frequência.
2. **Receptor** – Necessita-se de um receptor, controlado por computador, com desabilitação do Controle Automático de Ganho (AGC) para impedir que o receptor altere as características do sinal recebido. Seria interessante controlar várias antenas com o mesmo receptor, para comparar o desempenho destas.
3. **Sistema de Aquisição de Dados** – Para tomada e análise de dados *online*, o uso do LabView permitirá progressos significativos em relação aos *softwares* atuais.

Seria interessante registrar sinais de meteoros durante vários meses ou anos, para observar possíveis mudanças nas características de chuviros existentes ou descobrir novos chuviros, tendo em vista que este tipo de estudo não foi feito até o momento. Seria interessante o estudo relativo a relâmpagos, como no Quênia, que é um local

que possui alta incidência de relâmpagos. Para concluir, o estudo de eventos de raios cósmicos utilizando este método parece promissor. O baixo custo do sistema ( $\approx 4000U\$$ ), sua fácil instalação e a ampla região coberta são fatores positivos para este método.

# Bibliografia

- [1] G. R. Sugar, *Radio propagation by reflection from meteor trails*, Proceedings of the IEEE 52:116-136, 1964.
- [2] J. M. Wislez, *Forward scattering of radio waves off meteor trails*, Proceedings of the International Meteor Conference, 83-98, September 1995.
- [3] L. Foschini, *On the interaction of radio waves with meteoric plasma*, Astronomy and Astrophysics, 341, 634-639, 1999.
- [4] J. D. Mathews, *Radio science issues surrounding HF/VHF/UHF radar meteor studies*,
- [5] A. V. Gurevich, K. P. Zybin, *Runaway Breakdown and the Mysteries of Lightning*, Physics Today, Vol. 58, Num. 5, 37-43, 2005.
- [6] A. V. Gurevich, L. M. Duncan, A. N. Karashtin, K. P. Zybin, *Radio emission of lightning initiation*, Physics Letters A, Vol. 312, Num. 3-4, 228-237.
- [7] P. W. Gorham, *On the possibility of radar echo detection of ultra-high energy cosmic ray - and neutrino - induced extensive air showers* , Astroparticle Physics 15:177-202, 2001.
- [8] Ellynne Kutschera, *Brookhaven National Laboratory*, Comunicação Interna.
- [9] D. O. Damazio, T. Falcone, N. Mehta and H. Takai, *A Simple and Cost Effective Passive Radar Technique for Ultra High Energy Cosmic Ray Detection* , Nuclear Physics B (Proc. Suppl.) 134:217-219, 2000.

- [10] T. Falcone, *The Mariachi scintillator shower array*, *Master in Arts and Teaching*, 2004.
- [11] *Wikipedia – The Free Encyclopedia*, [http://en.wikipedia.org/wiki/Electromagnetic\\_spectrum](http://en.wikipedia.org/wiki/Electromagnetic_spectrum).
- [12] W. C. Elmore, M. A. Heald, *Physics of Waves*, *Dover Publications, Inc., New York*.
- [13] S. Haykin, *Communication System New York*, *J. Wiley & Sons*, 1994.
- [14] D. R. Bates, *The Earth and it's Atmosphere*, *New York, Basic Books*, 1957.
- [15] Enciclopédia Mirador.
- [16] H. J. Weber, G. B. Arfken, *Mathematical Methods for Physicists*.
- [17] *The ARRL Handbook for Radio Communications 2004*, *The American Radio League*, 2003.
- [18] *The ARRL Antenna Book*, *The American Radio League*, 2002.
- [19] *Icom PCR-1000*, <http://www.icomamerica.com/products/receivers/pcr1000/>
- [20] *Icom America Inc. 2380 116th Ave NE Bellevue, WA 98004 – USA*.
- [21] *Delta 1010LT 10-In/10-Out PCI Virtual Studio*, [http://www.midiman.net/products/en\\_us/Delta1010LT-main.html](http://www.midiman.net/products/en_us/Delta1010LT-main.html)
- [22] *M-Audio USA, 5795 Martin Rd. Irwindale, CA 91706 – USA*.
- [23] *Deluo GM-X205 GPS receiver*, [http://www2.bnl.gov/~damazio/log/gps/GM-X205\\_UG\\_revB.pdf](http://www2.bnl.gov/~damazio/log/gps/GM-X205_UG_revB.pdf)
- [24] *EverMore Technology Inc. 2F, No. 7, R&D Road 1, Science-Based Industrial Park, Hsinchu, Taiwan, 310, R.O.C.*, <http://www.emt.com.tw>

- [25] *Intelligent Reference/TM-4 – Copyright ©2005, Spectrum Instruments, Inc.*, <http://www.spectruminstruments.net/products/tm4/tm4.html>
- [26] *Agilent 33250A Function/Arbitrary Waveform Generator*, <http://www.testequity.com/products/854/>
- [27] *LabVIEW is a registered trademark of National Instruments Corporation. Product and company names listed are trademarks or trade names of their respective manufacturers*, <http://www.ni.com/labview/>
- [28] *RTLlinux is a registered trademark of FSMLabs*, <http://www.fsmlabs.com/index.php>
- [29] *Freeware Version of TalkPCR*, <http://www.mahy.demon.co.uk/talkpcr/talkpcr.htm>
- [30] *Freeware Version*, <http://www2.bnl.gov/~damazio/log/software/software.shtm>
- [31] *Spectrum Lab V2.4 b32*, Wolfgang Büscher, <http://www.qsl.net/dl4yhf/spectral1.html>
- [32] *Matlab – Copyright ©1994-2005, The MathWorks, Inc.* <http://www.mathworks.com/products/matlab/>
- [33] *Freeware Version 7.11-1*, <http://ccrma.stanford.edu/software/snd/>
- [34] *R: A Language and Environment for Statistical Computing, R Development Core Team, R Foundation for Statistical Computing, Vienna, Áustria, 2005, ISBN 3-900051-07-0*, <http://www.R-project.org>
- [35] Helio Takai, *Brookhaven National Laboratory*, Comunicação Interna.
- [36] <http://paginas.terra.com.br/lazer/py4zbx/teoria/digitaliz.htm>

# Livros Grátis

( <http://www.livrosgratis.com.br> )

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)  
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)  
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)  
[Baixar livros de Matemática](#)  
[Baixar livros de Medicina](#)  
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)  
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)  
[Baixar livros de Meteorologia](#)  
[Baixar Monografias e TCC](#)  
[Baixar livros Multidisciplinar](#)  
[Baixar livros de Música](#)  
[Baixar livros de Psicologia](#)  
[Baixar livros de Química](#)  
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)  
[Baixar livros de Serviço Social](#)  
[Baixar livros de Sociologia](#)  
[Baixar livros de Teologia](#)  
[Baixar livros de Trabalho](#)  
[Baixar livros de Turismo](#)