

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO  
CENTRO TECNOLÓGICO  
COLEGIADO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**VINICIUS CATRINQUE MARTINS**

**Estudo da adaptação de um transmissor analógico de TV  
UHF para transmissão no padrão ISDB-T**

VITÓRIA  
2016

**VINICIUS CATRINQUE MARTINS**

**Estudo da adaptação de um transmissor analógico de TV  
UHF para transmissão no padrão ISDB-T**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista com ênfase em Telecomunicações.  
Orientador: Prof. Dr. Jair Adriano Lima Silva

VITÓRIA  
2016

Martins, Vinicius Catrinque.

Estudo da adaptação de um transmissor analógico de TV UHF para transmissão no padrão ISDB-T. – 2016.

91 f.

Orientador. Jair Adriano Lima Silva.

Coorientador. Rogério Machado Bastos

Projeto de Graduação – Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Televisão. 2. Transmissão. 3. ISDB-T. I. Silva, Jair Adriano Lima. II. Universidade Federal do Espírito Santo. III. Centro Tecnológico. III. Título.

# **VINICIUS CATRINQUE MARTINS**

## **Estudo da adaptação de um transmissor analógico de TV UHF para transmissão no padrão ISDB-T**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista com ênfase em Telecomunicações.

Aprovado em 09 de dezembro de 2016.

### **COMISSÃO EXAMINADORA**

---

**Prof. Dr. Jair Adriano Lima Silva**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**  
**Orientador**

---

**Eng. Rogério Machado Bastos**  
**Coorientador**

---

**Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**

---

**Prof.<sup>a</sup> Dr.<sup>a</sup> Maria José Pontes**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**

## **AGRADECIMENTOS**

Quero começar por agradecer ao meu orientador, o Professor Doutor Jair Adriano pela confiança em mim depositada, pela sua disponibilidade, o seu apoio transmitidos ao longo deste projeto.

Um especial agradecimento à minha paixão, Dayana, que esteve ao meu lado durante o desenvolvimento e elaboração deste trabalho, por sua paciência, apoio e dedicação a cada momento deste percurso.

Finalmente, gostaria de agradecer à minha família, meus pais e minhas irmãs, por terem sempre se sacrificado por mim e garantido as condições emocionais e financeiras para alcançar meus sonhos. Por terem me acompanhado ao longo da minha formação como pessoa e como engenheiro, deixo-lhes um grande abraço.

## RESUMO

Os transmissores são parte essencial dos sistemas de distribuição terrestre de televisão, sejam eles analógicos ou digitais. Com o período migratório entre essas tecnologias aproximando-se de seu fim, as geradoras de programação sentem-se pressionadas para realizarem grandes investimentos em novos equipamentos para a transmissão de televisão digital, enquanto o meio ambiente encontra-se fadado a ser vitimado pela grande quantidade de tecnologia obsoleta que será descartada.

Este projeto de graduação aborda essa temática, encarando de um ponto de vista teórico e técnico as dificuldades que se impõem entre as duas tecnologias, abordando desde conceitos básicos à problemática do projeto de um protótipo e realização de ensaios que comprovem o desempenho do mesmo. Instabilidades frequências e distorções de amplitude destacam-se entre os impedimentos técnicos.

Para tal buscou-se o desenvolvimento de um retransmissor de televisão digital a partir de transmissores analógicos obsoletos. A partir de estudos e ensaios, um protótipo sistemático e modular foi desenvolvido, apresentando grande desempenho e surgindo como uma boa alternativa nesse momento transitório.

**Palavras chave:** Transmissor de Televisão Digital; Oscilador Local; Misturador; Filtro de Cavidade Ressonante; Retransmissor de Televisão; UHF; Rádio Frequência;

## **ABSTRACT**

*Transmitters are an essential part of terrestrial television distribution systems, whether analog or digital. With the migratory period between these technologies coming to an end, TV stations feel pressured to make major investments in new equipment to sustain coverage in digital television, while the environment is bound to be victimized by the large amount of obsolete technology that will be discarded.*

*This undergraduation project addresses this theme, facing from a theoretical and technical point of view the difficulties that arise between the two technologies, approaching from basic concepts to the problematic of the design of a prototype and realization of tests that prove the performance of the same. Frequency jitter and amplitude distortions stand out among technical impairments.*

*The goal of this development of a digital television retransmitter was sought from obsolete analogue transmitters. Based on studies and tests, a systematic and modular prototype was developed, presenting a great performance, appearing as a good alternative in this transitory moment.*

**Keywords:** *Digital Television Transmitter; Local Oscillator; Mixer; Cavity Filter; Retransmission of Television; UHF; Radio Frequency.*

## LISTA DE FIGURAS

1. Espectro de uma transmissão analógica de televisão a cores no sistema PAL.....	20
2. Diagrama em blocos de transmissor de televisão no sistema PAL .....	20
3. Diagrama em blocos de retransmissor analógico de televisão .....	21
4. Conjunto de portadoras ortogonais em sistema OFDM.....	26
5. Diagrama em blocos de um transmissor digital de televisão .....	26
6. Espectro de teledifusão digital de televisão.....	28
7. Constelação para esquema de modulação 64 QAM .....	30
8. Espectro do sinal OFDM para transmissão em FI.....	32
9. Diagrama em blocos de um sistema de transmissão no padrão ISDB-T.....	32
10. Diagrama em blocos de um sistema de retransmissão de televisão digital .....	33
11. Diagrama estrutural do retransmissor DTV .....	34
12. Diagrama de blocos do conversor PC4000 .....	36
13. Medida de qualidade do sinal digital utilizando um retransmissor analógico .....	37
14. Comparativo entre espectros de osciladores ideal e real .....	39
15. Exemplo de escorregamento de frequência .....	39
16. Medida qualitativa do escorregamento de frequência do OL.....	40
17. Delimitação da máscara do espectro de teledifusão digital terrestre .....	44
18. Estágios de filtragem e amplificação de canal na recepção DTV .....	46
19. Detalhe da constituição do estágio de recepção para o canal 22 UHF.....	48
20. Filtro <i>comblin</i> e com cinco cavidades.....	48
21. Detalhe do amplificador monolítico MAR-6SM.....	49
22. Circuito de aplicação recomendado para MAR-6SM.....	50
23. Resposta em frequência do estágio de recepção.....	51



24. Estágios do rebaixamento de frequência na recepção DTV .....	52
25. Misturador de frequências em anel de diodos.....	53
26. Cristal piezoelétrico e seu modelo elétrico .....	56
27. Oscilador local UHF para frequência 564,992857 MHz.....	59
28. Oscilador local UHF centrado na frequência 565 MHz.....	61
29. Medida persistente de máximos do espectro do OL.....	61
30. Circuito do filtro UHF de ajuste duplo após adaptações.....	62
31. Comparativo entre associações de ressonadores em sistemas de filtragem.....	63
32. Espectro OFDM de transmissão após o filtro de FI .....	64
33. Diagrama de constelação após o filtro de FI .....	65
34. Elementos integrantes da etapa de processamento de sinal .....	66
35. Etapas envolvidas no controle automático de ganho do sinal em FI .....	67
36. Oscilador local UHF centrado na frequência 559 MHz.....	68
37. Diagrama de constelação do símbolo OFDM demodulado do canal UHF 21 .....	69
38. Elementos integrantes da etapa de amplificação de potência para transmissão .....	70
39. Diagrama alto nível do segundo estágio de amplificação de potência.....	71
40. Resposta no domínio da frequência de um filtro passa faixa <i>compline</i> de saída.....	72
41. Distribuição gráfica das grandezas envolvidas na definição da MER .....	74
42. Retransmissor digital modular preparado para ensaios e testes de performance .....	76
43. Espectro OFDM de saída do retransmissor digital centrado no canal UHF 21 .....	76
44. Diagrama de constelação na saída do retransmissor digital centrado no canal UHF 21 .....	77
45. Medida da MER para cada segmento do espectro OFDM de transmissão .....	78

## LISTA DE SIGLAS

$\Omega$	<i>Ohm</i>
ABERT	Associação Brasileira de Rádio e Televisão
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ATSC	<i>Advanced Television System Comitee]</i>
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
CNR	<i>Channel to Noise Ratio</i>
COFDM	<i>Coded Orthogonal Frequency-division Multiplexing</i>
dBm	<i>Decibel-milliwatts</i>
dBc	<i>Decibel-carrier</i>
DTV	<i>Digital Television</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcast</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
F	<i>Farad</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FI	Frequência Intermediária
H	<i>Henry</i>
HZ	<i>Hertz</i>
ISDB-T	<i>Integrated Services Digital Broadcast – Terrestrial</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
MER	<i>Modulation Error Rate</i>
NBR	Norma Brasileira Regulamentadora
MUSE	<i>Multiple sub-Nyquist Sampling Encoding</i>
NTSC	<i>National Television System Comitee</i>
OCXO	<i>Oven Controlled Crystal Oscillator</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-division Multiplexing</i>
OL	Oscilador Local
PAL	<i>Phase Alternating Line</i>
PAL-M	<i>Phase Alternating Line – System M</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RBW	<i>Resolution Bandwidth</i>
RF	<i>Radiofrequency</i>

SBTVD	Sistema Brasileiro de Televisão Digital
SET	Sociedade de Engenharia de Televisão
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
TMCC	<i>Transmission and Multiplexing Configuration Control</i>
TS	<i>Transport Stream</i>
UHF	<i>Ultra-High Frequency</i>
V	<i>Volts</i>
VBW	<i>Video Bandwidth</i>
VHF	<i>Very-High Frequency</i>
VSF	<i>Vestigial Side Band</i>
W	<i>Watts</i>
$W_{\text{rms}}$	<i>Watt – Root mean square</i>

# SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO</b> .....	<b>13</b>
1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO .....	13
1.2. OBJETIVO GERAL.....	14
1.3. OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	14
1.4. METODOLOGIA.....	14
1.5. CONTRIBUIÇÃO .....	15
<b>2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> .....	<b>16</b>
2.1. BREVE HISTÓRICO DA TELEDIFUSÃO .....	16
2.2. EVOLUÇÃO DAS TRANSMISSÕES TELEVISIVAS NO MUNDO.....	18
2.3. TECNOLOGIA DA TELEDIFUSÃO ANALÓGICA NO BRASIL.....	21
<b>2.3.1. Modelo de um transmissor analógico de televisão</b> .....	<b>22</b>
<b>2.3.2. Modelo de um retransmissor analógico de televisão</b> .....	<b>23</b>
<b>2.3.3. Faixa de frequência destinada à teledifusão</b> .....	<b>24</b>
2.4. PROGRESSÃO À TELEDIFUSÃO DIGITAL .....	25
<b>2.4.1. Modelo de um transmissor digital de televisão</b> .....	<b>28</b>
<b>3. APRESENTAÇÃO DE AVALIAÇÃO DO PROTÓTIPO</b> .....	<b>30</b>
3.1. NORMATIZAÇÃO BRASILEIRA DE TRANSMISSÕES DIGITAIS .....	30
<b>3.1.1. O multiplexador de segmentos OFDM</b> .....	<b>31</b>
<b>2.3.2. O transmissor OFDM do padrão ISDB-T</b> .....	<b>32</b>
3.2. PROTOTIPAGEM ESTRUTURAL .....	36
<b>3.2.1. Equipamentos utilizados</b> .....	<b>38</b>
3.3. PROBLEMAS CHAVE E SUAS ABORDAGENS .....	38
<b>3.3.1. Escorregamento de frequência</b> .....	<b>41</b>
<b>3.3.2. Filtro de máscara crítica</b> .....	<b>46</b>
<b>4. DESENVOLVIMENTO E ENSAIOS EXPERIMENTAIS</b> .....	<b>49</b>
4.1. RECEPÇÃO DO SINAL DTV .....	49
4.1.1. Filtragem de canal.....	49
4.1.2. Rebaixamento de frequência .....	54
4.1.3. Avaliação do sinal em FI e deterioração do sinal de recepção.....	67

4.2. PROCESSAMENTO DO SINAL .....	69
4.3. AMPLIFICADOR DE SAÍDA .....	72
<b>5. ANÁLISE DOS RESULTADOS .....</b>	<b>76</b>
5.1. MEDIDA DA QUALIDADE DO SINAL DE TELEDIFUSÃO .....	76
5.2. ANÁLISE CRÍTICA.....	78
<b>6. CONCLUSÃO.....</b>	<b>82</b>
<b>7. REFERÊNCIAS .....</b>	<b>84</b>
<b>8. APÊNDICE .....</b>	<b>88</b>
8.1. TABELA I - Canalização da faixa UHF para serviços de teledifusão .....	88
8.2. TABELA II - Parâmetros do sistema de transmissão .....	89
8.3. TABELA III - Parâmetros do segmento OFDM .....	90
8.4. TABELA IV - Especificações técnicas do conversor PC4000 .....	91
8.5. TABELA V - Especificações técnicas do transmissor LD4250.....	9

# 1. INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Nesse trabalho aplicam-se os conceitos de comunicação sem fio (presentes nas disciplinas de Princípios de Comunicação de Comunicação de Dados), de antenas e linhas de transmissão (Eletromagnetismo), de filtros (Eletrônica Aplicada) e de circuitos osciladores e amplificadores (Eletrônica Básica)

O tema proposto enquadra-se no campo de atuação do aluno, tendo esse optado pela especialização em telecomunicações do curso de Engenharia elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo e realizado estágio em uma emissora de televisão regional no ambiente de transmissão e retransmissão de rádio e televisão.

Por sua vez, o professor orientador é docente no Laboratório de Telecomunicações e responsável pelas disciplinas Princípios de Comunicação e Comunicação de Dados, à nível de graduação na mesma instituição. Destaca-se ainda ministrar as disciplinas de Comunicação Digital e Transmissão de Sinais Multiportadora em Sistemas Ópticos, à nível de pós graduação.

O coorientador tem credencial de engenheiro de telecomunicações pelo Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL). Hoje, atua como coordenador do Departamento de Transmissão e Retransmissão de Rádio e TV na Rede Gazeta de Comunicações.

Alcançando seus objetivos, a realização desse trabalho busca impedir que os transmissores analógicos UHF tornem-se completamente obsoletos a partir do desligamento definitivo da televisão analógica no Brasil, previsto para meados de 2023, garantindo assim uma sobrevida para esses equipamentos e reduzindo o volume de lixo eletrônico resultante da transição do sistema de teledifusão analógico para digital.

## 1.2 OBJETIVO GERAL

Consiste no objetivo geral deste trabalho o desenvolvimento de um protótipo funcional e sistemático de um retransmissor de sinal de televisão digital (DTV) a partir da reutilização de um transmissor analógico UHF, bem como o domínio da teoria de eletrônica de radiofrequência.

## 1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Para alcançar o propósito desse trabalho supracitado será necessária a realização das seguintes tarefas:

- Compreender as exigências normativas referentes à transmissão no sistema brasileiro de televisão digital.
- Decifrar os problemas inerentes ao reaproveitamento de tecnologia, desenvolvendo soluções para os mesmos e testando-as.
- Garantir que a qualidade do sinal de teledifusão seja mantida durante o processo de retransmissão.
- Demonstrar teoricamente os conceitos abordados nesse trabalho.
- Desenvolvimento em uma plataforma modular que facilite a reprodução dos resultados.

## 1.4 METODOLOGIA

O desenvolvimento deste trabalho pode ser bem discriminado em duas etapas. Primeiramente será realizada uma revisão bibliográfica acerca de transmissores analógicos UHF comerciais e de transmissores para televisão digital no padrão ISDB-T, seguida de uma avaliação minuciosa dos aspectos conflitantes entre as duas tecnologias. Na sequência, um modelo de adaptação será proposto e a sua

viabilidade de replicação sistemática será avaliada. Esta etapa servirá como preparação para a realização dos trabalhos práticos. Finalmente, em laboratório, serão realizados a montagem, os ajustes e a caracterização do protótipo em bancada para avaliação da adequação do *transposer* digital desenvolvido ao modelo levantado ao fim da revisão bibliográfica.

## 1.5 CONTRIBUIÇÃO

O tema abordado neste trabalho situa-se na convergência de duas grandes áreas da Engenharia Elétrica, a eletrônica e a telecomunicação, onde encontramos tecnologias estabelecidas há anos trabalhando em conformidade com inovações tecnológicas e técnicas que surgem a cada dia. O estudo desse domínio no universo do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo é escasso, portanto a execução desse trabalho fundamenta um caminho e serve de incentivo para que se comece fortificar os estudos sobre esse assunto.

Em relação aos resultados desse trabalho, apontarão um caminho a se seguir sucedendo-se o desligamento do sistema de televisão analógica no Brasil, uma vez que tal fato resultará em grandes quantidades de lixo tecnológico oriundo da incompatibilidade entre os sistemas analógico e digital. Trata-se portanto do desenvolvimento de soluções simples e acessíveis para empresas manterem a qualidade de seus serviços e isonomia de cobertura face aos desafios econômicos e geográficos que colocam-se em seus caminhos.

Unindo as explicações acima, essa necessidade pode ser encarada como a possibilidade de se criar um laboratório prático para os conhecimentos do campo de eletrônica de sistemas de alta frequência.



## 2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A correta compreensão do tema desenvolvido nesse trabalho exige a compreensão histórica de conceitos específicos ao ambiente televisivo, uma vez que se trata de uma tecnologia centenária que se encontra em constante evolução. Nesse capítulo trataremos do surgimento da televisão no cenário mundial e sua posterior difusão em território nacional, com destaque à transição entre os sistemas de teledifusão analógico ao digital sob uma perspectiva das técnicas de transmissão.

### 2.1. BREVE HISTÓRICO DA TELEDIFUSÃO

Durante o último século o mundo passou por inúmeras transformações em todos os aspectos que envolvem nossa sociedade, sejam eles de cunho ambiental ou sociocultural, geográfico ou político, porém nenhum deles sofreu uma revolução tão opulenta quanto a tecnologia, encurtando distâncias e distorcendo a percepção do tempo. Enquanto no início do século XX meses eram necessários para notícias espalharem-se pelo mundo, hoje em questão de segundos opiniões são formadas e repassadas sem fronteiras. Porém, um elemento continua comum, a ansiedade das pessoas para buscar mais e alcançar mais é tão grande em uma fração de segundo com o era em um punhado de meses. Em meio a essa agitação, surge a televisão, a qual evoluiu para atender democraticamente as necessidades de informação e entretenimento de famílias espalhadas por todo o globo, tornando-se com o passar dos anos o meio de comunicação mais presente em nossos lares.

Em meados do século XIX os mais variados experimentos nos campos da eletricidade e propagação de sinais levaram ao surgimento de ideias que foram as bases da tecnologia que culminou na invenção do conceito de televisão. Paul Gottlieb Nipkow obteve êxito em 1885 ao enviar imagens através de um par de fios utilizando para tal um disco metálico rotativo, com características geométricas adequadas, como transdutor (Fullard, 2015). Durante os anos 1920 esse modelo foi a base do produto que ficou conhecido como televisor mecânico, onde televisores

com 30 linhas de resolução foram comercializados quase que exclusivamente nos Estados Unidos e no Reino Unido. Nesse mesmo período John Longie Bird, engenheiro escocês, realizou a primeira transmissão televisiva a partir de seu laboratório, em Londres. Durante os anos 1930 o modelo mecânico de televisão já se encontrava em declínio dada suas limitações de resolução, culminando na completa transição para o modelo eletrônico já em 1939, que continua em uso até os dias atuais (Creative Commons, acesso em 08 set. 2016).

Outro importante passo na evolução tecnológica que permitiu a criação de televisores como conhecemos hoje foi a invenção do tubo de raios catódicos (TRC) pelo físico alemão Karl Ferdinand Braun (1897), que consiste em uma tela de material fotosensível capaz de emitir luz no espectro visível quando atingida por um feixe de elétrons. Um ponto de transição dos televisores mecânicos para aqueles eletrônicos foram os experimentos do cientista russo Boris Rosing em 1907 que utilizou um TRC associado ao *scanner* mecânico de Nipkow para desenhar os moldes de um novo sistema de televisão. Registros históricos atribuem à Philo Taylor Farnsworth, quando tinha apenas 21 anos, a criação do primeiro modelo funcional de um sistema eletrônico de televisão já em 1927, livre do *scanner* mecânico (Jezek, acesso em 08 set. 2016). Com melhor qualidade de imagem, menos ruído, tamanho compacto e menores limitações visuais, o sistema eletrônico mostrou-se muito superior a seu antecessor, rapidamente substituindo-o.

Desde o princípio de sua comercialização todos os televisores eram preto e branco, com a televisão a cores, como a conhecemos hoje, vindo a ser desenvolvida anos mais tarde devido ao período sombrio vivido pelo mercado tecnológico durante os anos concorrentes à Segunda Guerra Mundial. Apenas em 1953 as transmissões televisivas a cores foram regularizadas. Apesar do incentivo governamental aos sistemas de televisão coloridos, devido ao estado de incerteza na política mundial, outros vinte anos foram necessários para que esse padrão espalhasse-se pelo mundo. Por exemplo, nos Estados Unidos a quantidade de conjuntos de televisão a cores somente ultrapassou a de televisores preto e branco em 1972 (Creative Commons, acesso em 08 set. 2016).

Perseguindo o desenvolvimento acelerado da indústria de semicondutores que impulsionou o mercado e inseriu a tecnologia de estado sólido no campo da

eletrônica, em meados dos anos 1980 vários sistemas de televisão, analógicos e digitais, passaram a ser testados no que seria uma preparação para novamente incitar esse mercado que havia permanecido navegando em águas calmas por décadas. Essas avaliações culminaram na transição mundial dos sistemas de televisão para um padrão nativo digital, processo que se iniciou em 2006 em Luxemburgo e tem abraçado todo o mundo.

Acompanhando as novas necessidades sociais e impulsionada pela transformação tecnológica, toda cadeia midiática, estendendo-se desde a produção de conteúdo, passando pela difusão da informação e culminando nos televisores na sala dos telespectadores, foi alterada de forma acelerada e irreversível. Tendo toda evolução sido guiada por um único preceito: “quão imersiva a experiência de assistir televisão pode se tornar?” Enquanto a evolução dos captadores de imagem e televisores é igualmente abrangente e interessante, nesse trabalho focaremos, desse ponto em diante, na transformação sofrida pelos sistemas de radiodifusão de modo a atender um mercado cada vez mais exigente.

## 2.2. EVOLUÇÃO DAS TRANSMISSÕES TELEVISIVAS NO MUNDO

De uma maneira geral, podemos dizer que o ambiente de imersão televisivo é fruto de um conjunto de procedimentos – produção, edição, transmissão e recepção – que se sucedem para transportar uma imagem até a sala do telespectador. Com o passar dos anos a evolução tecnológica dos modelos de equipamentos de captação de imagem bem como de reprodução das mesmas pelos televisores comerciais impulsionaram, por consequência, a modernização dos meios de distribuição de programação.

Quando o objeto televisão não passava de um conceito e ambição dos inventores da época, os captadores de imagem baseavam-se nas propriedades fotossensíveis do elemento químico selênio para traduzir em sinais elétricos a realidade apanhada por suas lentes. Portanto, a transmissão de uma programação ao televisor consistia em transportar uma sequência de impulsos elétricos através de um par metálico de condutores. Esse modelo foi utilizado em 1926 por John Baird naquela que ficou

conhecida como a primeira transmissão bem sucedida da história. A partir de seu laboratório, localizado na região metropolitana de Londres, ele transmitiu imagens dinâmicas, com 16 linhas de resolução, através de linha telefônica até o *Royal Institution* de Londres (Hogan. 1954).

Insatisfeito com o alcance de sua invenção, dado o público limitado que seria capaz de atingir, John Baird continuou o desenvolvimento de sistemas de transmissão de sinal de televisão. Seguindo o exemplo de um sistema de comunicação bastante difundido e consolidado à época, o rádio, ele passou a desenvolver sistemas de difusão televisiva via ondas de rádio, técnica universalmente conhecido como teledifusão. No ano de 1927, John Baird foi capaz de realizar a primeira teledifusão a longa distância. Ele foi capaz de realizar uma transmissão entre Londres e Glasgow, na Escócia. Porém não parou por aí, alguns meses mais tarde proporcionou a primeira transmissão transatlântica da história, entre seu laboratório e Nova Iorque. Essas seriam a base para o principal modelo de distribuição de televisão no mundo, conhecido como televisão terrestre analógica.

A radiodifusão televisiva terrestre analógica foi então adotada pelas primeiras emissoras a possuírem uma programação contínua de televisão no mundo, a BBC (Reino Unido) e CBS (Estados Unidos). Nesse sistema, a imagem e o som são codificados em um sinal analógico no qual a mensagem transmitida pelo sinal de radiodifusão é composto por variações em amplitude e frequência numa portadora do espectro *Very High Frequency* (VHF) ou *Ultra High Frequency* (UHF)<sup>1</sup>.

Não havendo outro meio sequer para a entrega de sinal de televisão aos telespectadores até a década de 1950 quando a televisão a cabo passou a ser bastante utilizada. Um pouco mais tarde, em meados dos anos 1960 outro sistema de distribuição começou a florescer no mundo, a televisão via satélite. Esses sistemas surgiram como alternativa para um sinal de maior qualidade para as residências muito distantes das torres de transmissão das emissoras, situação onde o sinal de televisão entregue pelo sistema terrestre analógico é vastamente degradado.

Com a crescente exigência por maior qualidade de imagem por parte dos telespectadores e anunciantes, os sistemas de televisão passaram por uma nova

---

<sup>1</sup> Vide página 19.

revolução tecnológica alavancada pela digitalização dos sistemas de produção de conteúdo, com a introdução de câmeras e ilhas de edição digitais. Buscando receber e decodificar esses vídeos os televisores também evoluíram. Entretanto, o sistema de teledifusão analógico, vigorando há quase um século, não seria capaz de acompanhar o aumento do tráfego de informação no sinal de televisão, o que acarretou na criação do sistema de distribuição de televisão terrestre digital.

Dentre as principais vantagens do sistema digital sobre o analógico podemos citar o uso mais eficiente do espectro de frequências, disponibilidade de maior capacidade de teledifusão, melhor qualidade de imagens e menor custo para operação (Dambacher, 1998). Dadas toda essa superioridade os sistemas digitais foram amplamente pesquisados e testados durante o final do século XX, culminando no movimento de transição da televisão terrestre analógica para digital que tomou o mundo no princípio do século XXI. Segundo Cordeiro, até meados de 2015, apenas 48 países já haviam desativado seus sistemas de teledifusão analógicos (acesso em 11 set. 2016).

Mais recentemente novas tecnologias de distribuição do sinal de televisão tem sido incentivadas mundialmente, principalmente com o objetivo de desocupar o espectro de frequências, dentre elas IPTV e Web TV (distribuição de programação através da *internet*), *video on demand* e *pay-per-view*, porém os sistemas de teledifusão terrestre continuam sendo muito mais utilizados globalmente. Por exemplo, segundo Kenny, Foster e Suter, estima-se que 40% dos lares com televisores no mundo utilizem somente televisão terrestre, enquanto 3 em cada 4 televisores no globo estão conectados à esse sistema (acesso em 11 set. 2016).

Devido à corrente desenvolvimentista que sucedeu a 2ª Guerra Mundial e ao espírito de desconfiança e desunião difundido pelo mundo, vários sistemas terrestre analógicos para a nova televisão a cores foram desenvolvidos em diferentes partes do mundo. Dentre eles podemos destacar o NTSC (sistema americano) e o PAL (sistema europeu). Desse ponto em diante focaremos única e exclusivamente nos sistemas televisivos difundidos no Brasil, onde foi adotado o padrão PAL-M, uma variação do sistema europeu.

## 2.3 TECNOLOGIA DA TELEDIFUSÃO ANALÓGICA NO BRASIL

Os Estados Unidos foram pioneiros no desenvolvimento de sistemas de televisão à cores no mundo. Após um período de estagnação da evolução tecnológica no ambiente de televisão que sucedeu à Segunda Guerra Mundial, foram eles os primeiros a colocar em prática, em 1953, um sistema contínuo de teledifusão a cores, o NTSC. O sistema PAL, do qual o Brasil adotaria uma variação a partir de 1972, foi desenvolvido muito mais tarde pelos laboratórios Telefunken, na Alemanha em 1963, para resolver os problemas apresentados pelo sistema americano durante sua década de debutante, tratando-se portanto de um sistema muito similar a esse (Schlyter, acesso em 15 nov. 2016).

Após o alto investimento feito pelas emissoras de televisão para estabelecer suas estações transmissoras monocromáticas durante a primeira metade do século XX e o grande número de televisores desse modelo distribuídos pelos lares mundo a fora, uma diretriz incorruptível guiou a criação do modelo de televisão à cores: independente do sistema que vigorasse, ele deveria ser compatível com o estado da arte difundido pelo mundo a época. Portanto, para entendermos o padrão de teledifusão analógico atual, precisamos avaliar brevemente o sistema monocromático que vigorou no mundo por tantos anos.

Com liberdade de argumentação, vamos pensar no transmissor analógico de televisão como uma caixa com entradas e saídas, sendo estas uma reprodução daquelas. O transmissor recebe um sinal de vídeo em seus terminais de entrada que é utilizado para modular em amplitude uma onda portadora, portando a informação do vídeo passa a estar contida nessa portadora. Suas entradas também aceitam um sinal de áudio, o qual é modulado em frequência sobre uma outra portadora de nível adequado. Por fim, também se contabiliza um estágio onde os sinais visual (vídeo) e aural (áudio) são combinados.

Historicamente, os primeiros captadores de imagem utilizavam sensores de baixa qualidade capazes apenas de diferenciar entre o brilho das cores, também chamado luminância<sup>2</sup>, que trata-se da informação presente na portadora de vídeo. A evolução

---

<sup>2</sup> **Luminância** é uma medida da densidade da intensidade de luz refletida numa dada direção.

tecnológica permitiu a captação de cores e, por conseguinte, sua transmissão. De modo a garantir a compatibilidade entre os sistemas, a crominância<sup>3</sup> passou a ser transmitida utilizando-se técnicas de modulação de banda lateral da portadora de vídeo. Os princípios aqui listados deram origem a todos os sistemas de televisão a cores em seus primórdios e continuam a ser usados até os dias atuais (Dhake, 1995).

### **2.3.1 Modelo de um transmissor analógico de televisão**

Dadas as características supracitadas, o sinal de transmissão analógico de televisão ocupa um comprimento de banda de 6 MHz do espectro para teledifusão. A parcela de vídeo do sinal transmitido estende-se desde 1,25 MHz abaixo do início de cada canal, não podendo a banda lateral superior da portadora de vídeo ultrapassar 4,2 MHz acima do início do canal.

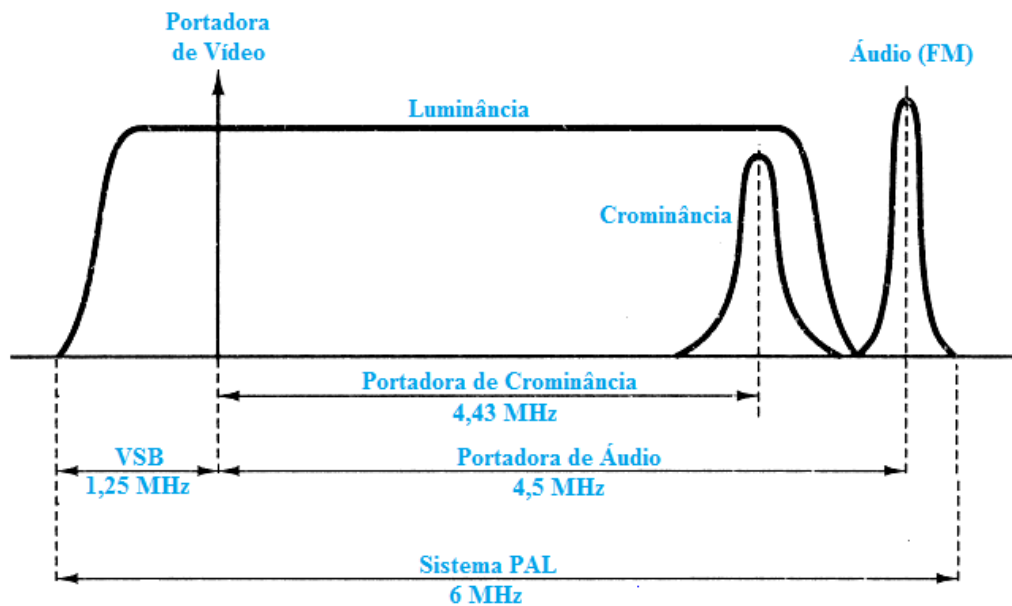
Dada a dimensão extenuante da largura de banda de sinais de vídeo e a quantidade significativa de componentes de baixa frequência, o uso da modulação de banda lateral vestigial (VSB) é adotada para a transmissão de dada portadora, o que por sua vez permite a utilização de demodulador por detecção de envelope no receptor, simplificando-o. A banda lateral vestigial modulada é alocada na parte inferior do sinal. A subportadora de crominância é transmitida 4,43 MHz acima do início do canal, empregando-se por tal técnicas de modulação de amplitude em quadratura. A subportadora de áudio é posicionada 4,5 MHz acima da portadora de vídeo e transmitida por técnicas de modulação em frequência (FM). A [Figura 1] ilustra a constituição do sinal analógico de televisão.

Portanto, para a difusão de um sinal de televisão analógico nos moldes acima, o sistema de transmissão à cores consiste de três zonas fundamentais: a produção dos sinais luminância (Y) e crominância (U e V), o codificador de cores e os moduladores aural e visual (Gupta, 2006).

Uma etapa de amplificação do sinal pode ser adicionada de acordo com a delimitação da área de cobertura do transmissor em questão.

---

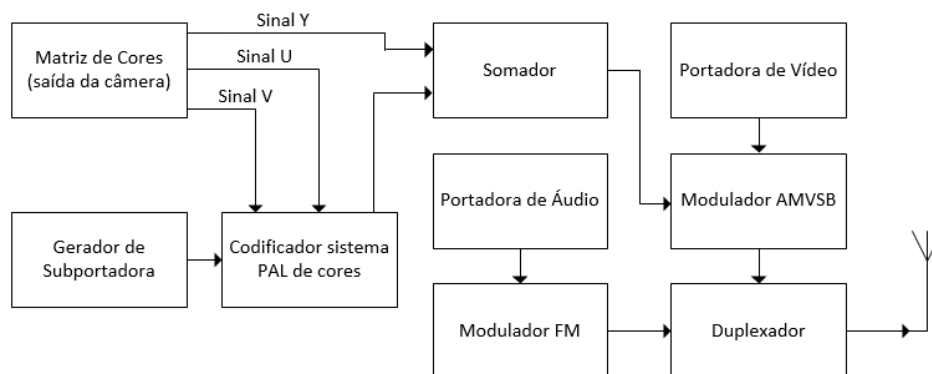
<sup>3</sup> **Crominância** é o sinal utilizado em vídeo para transportar a informação de cor da imagem



**Figura 1** – Espectro de uma transmissão analógica de televisão a cores no sistema PAL. Fonte: [S.n.]

### 2.3.2 Modelo de um retransmissor analógico de televisão

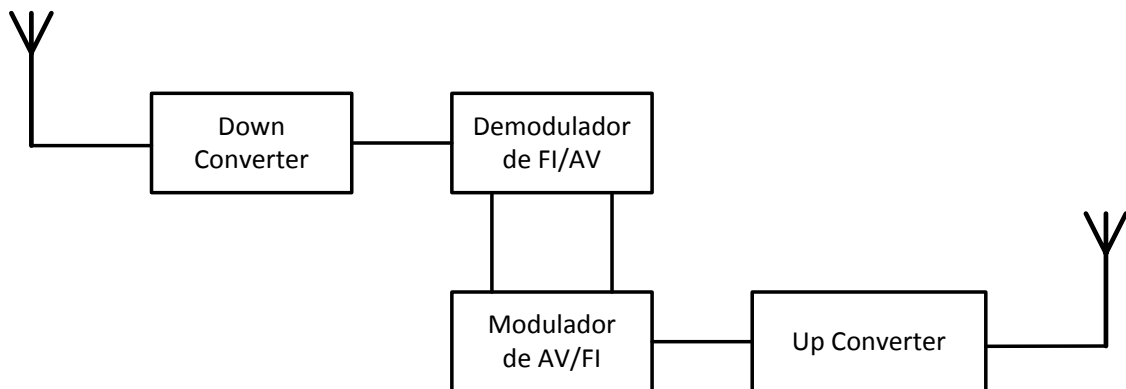
No escopo desse trabalho a concepção teórica por trás de um retransmissor de televisão digital aproxima-se mais dos objetivos colocados em prática. Enquanto em uma cadeia transmissora busca-se a obtenção do envelope do canal de teledifusão, conforme a [Figura 1], a partir de sinais de vídeo e áudio de referência, por sua vez, em uma cadeia retransmissora busca-se a obtenção do mesmo envelope para teledifusão a partir da recepção do sinal teledifundido por outra estação transmissora.



**Figura 2** – Diagrama em blocos de transmissor de televisão no sistema PAL. Fonte: [Gupta, 2007]



De acordo com o Manual de Transmissores e Retransmissores da fabricante Linear, a recepção do sinal inicia-se pela conversão (*down conversion*) do sinal do canal de teledifusão para uma frequência mais baixa (frequência intermediária ou FI), permitindo o transporte do mesmo por distâncias maiores. Para o sistema PAL-M a FI é tipicamente definida como 41,75 MHz. O sinal de FI, consistindo no envelope do canal de teledifusão rebatido para uma frequência mais baixa, é demodulado para a obtenção dos sinais de áudio de vídeo. Após as devidas compensações de nível desses sinais, eles são novamente modulados em FI antes de serem elevados (*up conversion*) à frequência do novo canal de teledifusão. A [Figura 3] trás um diagrama do fluxo de sinais nesse sistema.



**Figura 3** – Diagrama em blocos de retransmissor analógico de televisão.

### 2.3.3 Faixa de frequência destinada à teledifusão

Na década de 1950 as primeiras transmissões televisivas aconteceram em território nacional. Desde o princípio a transmissão terrestre de televisão foi o modelo a vigorar no Brasil, porém essa foi uma época de disseminação dos mais variados meios de comunicação no país o que exigia uma regulamentação do uso das frequências de radiodifusão, para tornar pacífica a coexistência entre a televisão e demais modalidades que necessitavam fazer uso do espectro.

No dia 26 de julho de 1949 foi publicada no diário oficial da união a Portaria nº 692 que estabelecia normas para a utilização da faixa de frequências de VHF. Definindo o uso de 12 canais para os serviços de televisão. A faixa definida estende-se desde

54 MHz a 88 MHz e de 174 MHz a 216 MHz, estando definido nesse intervalo os canais de teledifusão de 2 a 13, cada um dispondo de uma banda de frequência de 6 MHz. Tabela de canalização para serviços de teledifusão disponível na sessão Apêndice – tabela I.

A pequena quantidade de canais regulamentados na faixa de VHF tornou imperativa a criação de novos canais destinados ao serviço de teledifusão. Na década de 1990 iniciou-se a transmissão televisiva na faixa de UHF, canais de 14 a 69, compreendido entre as frequências de 470 MHz e 806 MHz (Silva, 2008). Uma das motivações que levou ao uso do espectro nessa faixa é também uma vantagem em relação à faixa VHF, as ondas eletromagnéticas na faixa UHF sofrem menor reflexão ionosférica, porém maior atenuação atmosférica, o que facilita na delimitação das regiões de cobertura das emissoras de televisão.

O século XXI trouxe novos participantes interessados no uso do espectro para fins comerciais, novos serviços de telecomunicações são inseridos no mercado a cada dia, em sua grande maioria no ramo de dados móveis. Iniciando pela concessão da faixa de 900 MHz para os serviços GSM e posteriormente as faixas 1900/2100 MHz para a telefonia 3G. Na última década a inserção da telefonia 4G obrigou os órgãos reguladores a encontrarem uma solução regulamentar tais serviços em um espectro já super populado. De maneira emergencial, a banda de 2600 MHz foi destinada a esse serviço, porém devido a complicações tecnológicas – a frequência elevada dificulta a penetração do sinal e toda área urbana – uma solução rápida tornou-se imperativa. A alternativa foi a cessão de parte da faixa de UHF destinada aos serviços de televisão às empresas de telecomunicação, mais precisamente a faixa definida pelos canais de 52 a 69 (718 a 862 MHz). Essa reestruturação do uso da radiofrequência acelerou o processo já em andamento de desligamento dos canais analógicos e consequente migração para um modelo de teledifusão digital.

## 2.4 PROGRESSÃO À TELEDIFUSÃO DIGITAL

Após a incorporação de cores aos sistemas televisivos e a digitalização das ilhas de produção de programação, o ambiente de comunicação audiovisual presenciou

outro salto evolutivo quando da digitalização da cadeia de transmissão, deixando-se a codificação analógica de lado e focando na codificação dos sinais de áudio e vídeo em níveis lógicos. Conforme discutiremos mais adiante, essa mudança também permitiu o acréscimo de serviços à programação por meio da transmissão de dados digitais.

Tratando-se de um dos países com maior imersão na cultura midiática, o Japão iniciou ainda na década de 1970 pesquisas visando a digitalização da teledifusão. Logo imaginaram um modelo que provou-se não muito distante da realidade vivida hoje. Por meio de um processo de transmissão codificada de dados seria possível o processamento direto da informação, tornando-a ágil e agregando uma gama de novos serviços para o telespectador (Stolfi, 2004).

Um consórcio formado pela teledifusora nacional japonesa NHK e mais de cem emissora de televisão locais iniciaram em 1987 o desenvolvimento de um projeto que culminou na criação do sistema *Multiple sub-Nyquist Sampling Encoding* (MUSE), que consistia na amostragem dos sinais de vídeo em uma taxa inferior ao Teorema de Nyquist permitindo a maximização da transmissão de dados em uma largura de banda pré definida. Esse sistema foi utilizado na primeira transmissão de televisão analógica em alta definição numa resolução de 16x9 com 1125 linhas de vídeo em ciclos de 60 Hz, utilizando para tal um canal de transmissão de 20 MHz, o que configura a maior dificuldade à época, realizar a difusão de programas em alta definição por meio dos canais de transmissão regulamentados de 6 MHz.

Para atender as peculiaridades de cada mercado de maneira coerente com suas realidades, cada país buscou uma solução para a distribuição do sinal de televisão digital que melhor lhe conviesse.

Conforme Pereira e Bezerra (2008), concorrente ao desenvolvimento japonês, iniciou-se em 1986 o projeto de digitalização da teledifusão terrestre na Europa, que culminou na apresentação para o mundo em 1994 do sistema europeu de televisão em alta definição, o *Digital Video Broadcast* (DVB), o qual serviu de base para a finalização do padrão japonês. Em 1997 o conglomerado japonês divulgou o desenvolvimento de um novo processo de transmissão capaz de suportar até treze programas concorrentes em um único canal de 6 MHz. Este serviço foi lançado oficialmente em 2003 recebendo o nome de padrão *Integrated Services Digital*

*Broadcast – Terrestrial (ISDB-T)*. Para completar a criação dos três principais padrões de transmissão digital terrestre, que serviram de base para o processo de digitalização das teledifusões em todo o mundo, os Estados Unidos realizaram sua primeira transmissão plenamente digital em 1998 utilizando para tal o padrão *Advanced Television System Comittee (ATSC)*.

Iniciaram-se em 1994, no Brasil, os estudos para implantação de um sistema de televisão terrestre de alta definição em modelo digital. Um grupo de estudos constituído pela Sociedade Brasileira de Engenharia de Televisão (SET), pela Associação Brasileira de Rádio e Televisão (ABERT) e pela Universidade Presbiteriana Mackenzie realizou uma série de testes com os principais sistemas digitais consolidados na época – ATSC, DVB e ISDB-T. Após uma sequência exhaustiva de testes, o sistema ISDB-T mostrou-se desempenho superior aos demais em recepções domésticas, uma vez que, de acordo com Bolaños e Vieira (2004) cerca de 22% das residências brasileiras utilizavam uma antena de recepção interna, e flexibilidade à adoção de receptores móveis.

Em 26 de junho de 2006 o Ato Presidencial nº 5.820 decide pela adoção de uma variação do padrão japonês como base para o sistema brasileiro de televisão digital, o ISDB-Tb. Dentre as principais diferenças entre os sistemas ISDB-T e o ISDB-Tb destacam-se a adoção de técnicas de codificação de vídeo que permitem menores taxas de transmissão e a adoção de máscaras críticas para teledifusão com largura de banda de 6 MHz para proteger os canais em frequência adjacente, dada a convivência entre televisão analógica e digital em território nacional.

Dentre as principais melhorias aportadas pela digitalização dos sistemas de televisão destacam-se as melhorias nas qualidades de imagem (evolução de 480 linhas de resolução para 1080) e som (redução de ruídos inseridos por interferentes de baixa frequência), melhor aproveitamento do espectro (a adoção de sistemas de codificação digital robustos permite a convivência em canais adjacentes, fato impossível quando no sistema analógico), acessibilidade pela adoção de receptores portáteis e interatividade com o usuário.

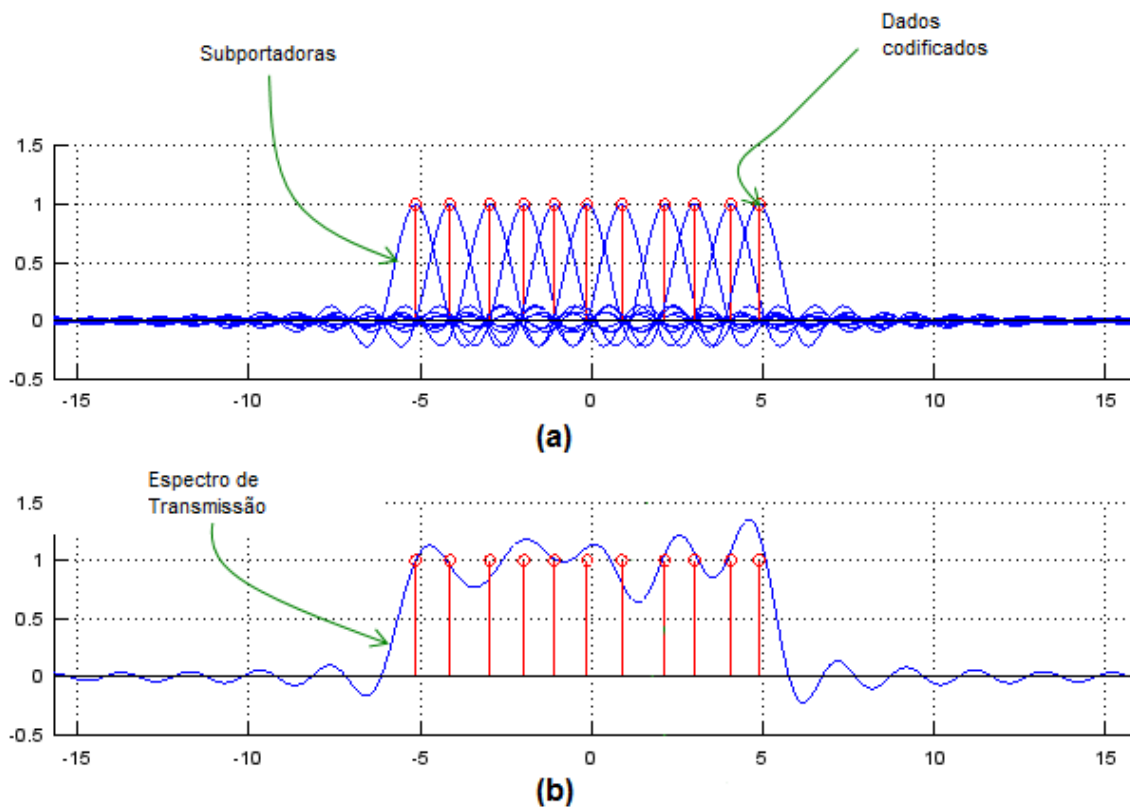
A agregação de serviços de variados formatos e a busca por convivência pacífica num espectro de frequência já densamente povoado levou o grupo de desenvolvimento do sistema brasileiro de televisão definir regras para os sistemas

difusores mais rigorosas que aquelas existente para os sistemas analógicos. A Norma Brasileira 15.601 de 30 nov. 2007 registrada pela Associação Brasileira de Normas Técnicas busca determinar as diretrizes de concepção para os transmissores digitais de televisão.

#### **2.4.1 Modelo de um transmissor digital de televisão**

Da mesma maneira que os transmissores analógicos de televisão utilizam uma frequência intermediária entre os estágios de modulação para minimizar os efeitos das características construtivas do equipamento sobre o processamento de sinais e evitar alterações da banda passante com a variação de frequência, os moduladores digitais geram um sinal em FI centralizado em 31,75 MHz onde encontram-se codificadas as informações de vídeo, áudio e dados de serviço. Porém, dada a quantidade expressiva de informação necessária à transmissão digital, esse modelo de televisão necessita de técnicas de modulação mais eficiente, de modo que no padrão ISDB-Tb a técnica de modulação *Orthogonal Frequency-division Multiplexing* (OFDM) foi adotada no modulador de FI.

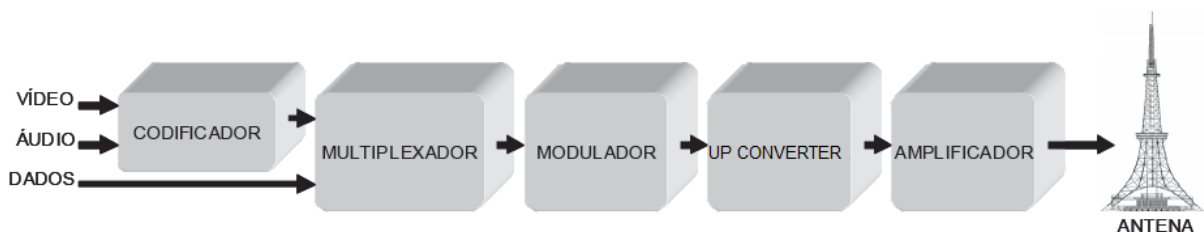
A utilização de modulação OFDM permite um fluxo elevado de dados sobre uma grande quantidade de portadoras, cada uma transportando uma pequena quantidade de informação. Dentre as principais vantagens desse sistema destacam-se a eficiência espectral, a imunidade à interferências e ao desvanecimento. Trata-se de uma técnica baseada na multiplexação por divisão em frequência, bastante utilizada para transmissão em fibras óticas, onde a utilização de várias frequências de transmissão permitem altas taxas de transmissão. Esse mesmo conceito descreve a modulação OFDM, que utiliza um conjunto de frequências adequadamente espaçadas para garantir ortogonalidade entre as portadoras, de modo que para a frequência central de uma dada portadora, o espectro das demais apresenta cruzamento em zero [Figura 4-a]. Para a transmissão terrestre de televisão no padrão ISDB-Tb existem dois modos de transmissão OFDM, os modos 2K e 8K, consistindo respectivamente num total de 2048 e 8192 portadoras. O espectro somado de um sinal de televisão digital aparece na [Figura 4-b].



**Figura 4 – (a)** Conjunto de portadoras ortogonais em frequência de um sinal modulado em OFDM. **(b)** Espectro em frequência resultante da soma das portadoras em sinal modulado em OFDM.

Quando em sistemas de teledifusão, é acrescentada à modulação OFDM a codificação de canal com a finalidade de tornar a transmissão mais robusta à ocorrência de erros, permitindo que esses sejam corrigidos pela inserção de informação redundante ao sinal transmitido, resultando na técnica chamada *Coded OFDM* (COFDM).

De maneira similar aos transmissores analógicos, o sinal modulado em FI é elevado à frequência do canal de transmissão e posteriormente amplificado para ser transmitido. A [Figura 5] traz um diagrama de blocos de um transmissor digital de televisão.



**Figura 5 –** Diagrama em blocos de um transmissor digital de televisão.

### 3. APRESENTAÇÃO E AVALIAÇÃO DO PROTÓTIPO

Nessa sessão iniciaremos pelo estudo da Norma Brasileira Nº 15.601 que delimita as características técnicas a serem atendidas quando da transmissão de sinal digital de televisão, de maneira a restringir o escopo desse trabalho e determinar os valores de referência para os ensaios. Durante esse processo os desafios para a realização do mesmo serão apontados, bem como as soluções propostas e as teorias que as sustentam. De maneira a manter a coerência entre os temas e evitar a recorrência de termos, a análise dos resultados obtidos e do desempenho do protótipo também será considerada nessa sessão.

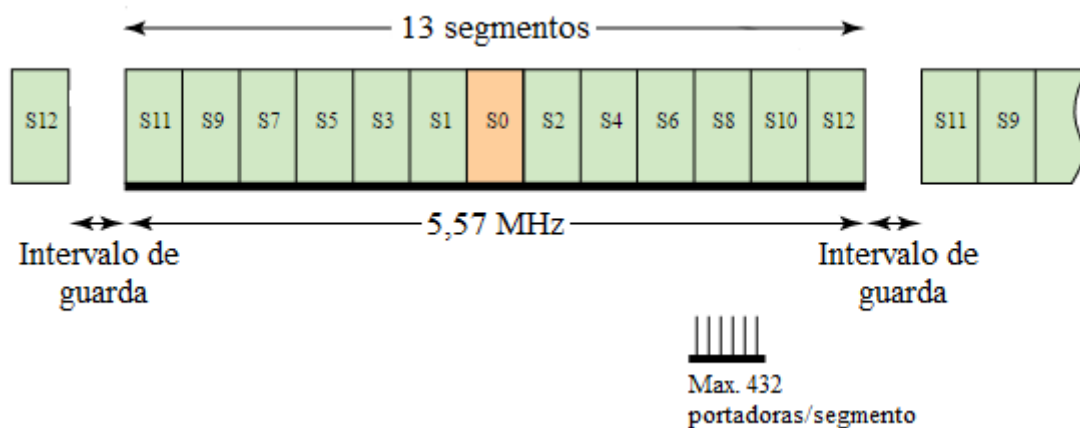
#### 3.1. NORMATIZAÇÃO BRASILEIRA DE TRANSMISSÕES DIGITAIS

A norma brasileira Nº 15.601, corrigida e publicada pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) em 07 de abril 2008, especifica o sistema de transmissão do sistema brasileiro de televisão digital terrestre (SBTVD), compreendendo o sistema de codificação de canal e modulação, e descrevendo o processamento de sinal no modulador e os processos de demodulação na recepção. No escopo desse trabalho, a compreensão das normas permite que o protótipo desenvolvido trabalhe em conformidade com as características técnicas dos receptores domésticos disponíveis no mercado e, acima de tudo, fornece as margens para avaliação de resultados dos ensaios.

A NBR 15.601 discrimina os elementos integrantes do sistema de transmissão de televisão digital [Figura 5] e busca regular os serviços de distribuição terrestre, permitindo assim uma coexistência pacífica entre as emissoras de televisão e a garantia de universalidade de tecnologias ao telespectador, em outras palavras, que um receptor de televisão não conheça fronteiras em território nacional.

Quando da etapa de transmissão, os sinais individuais de vídeo e de áudio, comumente chamados *Transport Stream* (TS), são previamente codificados em conjunto para a obtenção da mídia a ser transmitida, resultando assim em um único TS para transmissão. O espectro da radiodifusão digital consisti obrigatoriamente de

13 blocos de subportadoras OFDM sucessivos codificados diferenciadamente e à transmissão desses conjuntos dá-se o nome de transmissão hierárquica [Figura 6]. O estágio multiplexador compreende a inserção de técnicas avançadas que conferem à televisão digital sua incomparável qualidade de sinal e diversidade de serviços - quando comparada aos sistemas analógicos – dentre elas podemos citar os códigos corretores de erro interno e externo, o entrelaçamento em frequência, composição de quadros e modulação OFDM por transformada inversa de Fourier. Por fim a portadora deve ser modulada utilizando-se técnicas de modulação em quadratura ou por deslocamento de fase que permitem que a mensagem transportada pela sequência de bits seja impressa sobre as subportadoras OFDM através da transformada inversa de Fourier, para ser transmitida após um estágio de amplificação de potência.



**Figura 6** – Espectro de radiodifusão digital consistindo de 13 segmentos OFDM, onde cada segmento compreende até 432 subportadoras.

### 3.1.1 O multiplexador de segmentos OFDM

Pensando nos segmentos OFDM ilustrados na [Figura 7], conforme descrito anteriormente, cada canal de teledifusão consiste em uma banda de frequência disponível de 6 MHz, de modo que cada segmento ocupa  $\frac{1}{14}$  da largura desse canal, uma vez que  $\frac{1}{14}$  é reservada para a separação entre canais adjacentes, portanto cada segmento restringe-se a 428,571428 KHz. Os segmentos são agrupados a fim de permitir a coexistência de diferentes programas em um único canal de teledifusão. O arranjo mais difundido implica em submeter esse grupo de segmentos ao processo de entrelaçamento de frequência, onde o segmento *S0* é



destinado à transmissão de um serviço portátil enquanto os demais segmentos destinam-se à distribuição terrestre de televisão. No padrão ISDB-T estão previstos três opções de espaçamento entre as subportadoras OFDM que visam oferecer flexibilidade aos sistemas de transmissão para se adequar às peculiaridades geográficas nos mais variados ambientes de transmissão, a essas variações dá-se o nome de modo de operação, o que implica em uma quantidade variável de subportadoras OFDM. No caso do SBTVD o espaçamento de frequência deve ser de aproximadamente 4, 2 ou 1 KHz, respectivamente para os modos 1 (108 subportadoras), 2 (216 subportadoras) e 3 (432 subportadoras). O modo de operação 3 é o mais difundido em território nacional. Na etapa de multiplexação os fluxos TS são agrupados e arranjados de maneira a ser distribuídos entre os diferentes níveis hierárquicos, respeitando a divisão das subportadora OFDM inerente a cada modo de operação.

### **3.1.2 O transmissor OFDM do padrão ISDB-T**

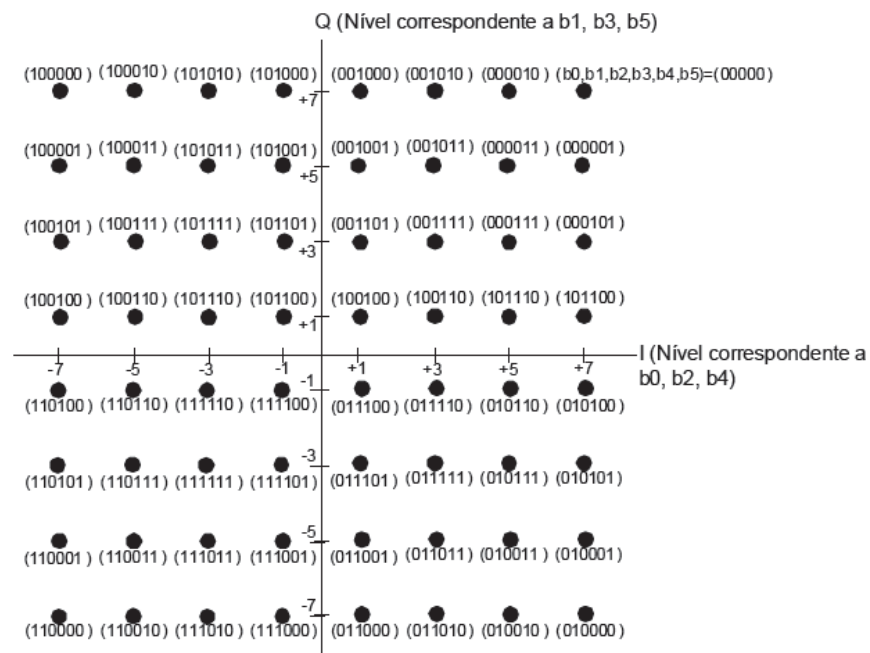
Ao conjunto de técnicas empregadas pelos sistemas de transmissão DTV, seja com o intuito de aumentar a robustez do sinal ou de permitir agregar mais serviços, dá-se o nome de codificação de canal. As camadas hierárquicas, compostas por um ou mais segmentos OFDM, recebem esquemas de codificação de canal individualizados, onde o esquema de modulação de portadora e os parâmetros dos códigos corretores de erro interno e externo podem ser especificados para cada camada hierárquica.

Dois níveis de códigos corretores de erro e entrelaçadores de bit e em frequência integram a etapa de codificação de canal no SBTVD com o intuito de corrigir a ocorrência de erros até uma quantidade de bits limite e impedir a ocorrência de erros em rajada, respectivamente.

A codificação externa consiste em um código de Reed Solomon definido no espaço de Corpos Finitos de alfabeto  $2^8$ , enquanto a codificação interna é um código convolucional de profundidade configurável. A esses códigos dá-se o nome de FEC (*Forward Error Correction*). Trata-se da inserção sistemática de informação

redundante aos dados transmitidos que permitem ao receptor corrigir os erros que venham a ocorrer durante a transmissão.

Os bits provenientes da codificação de canal são mapeados em símbolos por técnicas de modulação lineares. O padrão ISDB-Tb determina a utilização de modulação de amplitude em quadratura de ordens, 4, 16 e 64 [Figura 7] permitindo elevadas taxas de transmissão de dados.



**Figura 7** – Constelação para esquema de modulação 64 QAM, o mais difundido nos sistemas de transmissão brasileiros.

As técnicas de entrelaçamento são adotadas para maximizar a eficácia dos códigos FEC, melhorando o desempenho do sistema em ambientes onde ocorrem ruídos impulsivos. Para assegurar a correta decodificação na transmissão hierárquica um sinal contendo informação das técnicas de codificação adotadas é transmitido a cada quadro OFDM. A esse sinal dá-se o nome de *Transmission and Multiplexing Configuration Control (TMCC)*

A transmissão dos símbolos é então organizada em quadros OFDM para transmissão. O sinal OFDM para transmissão pode ser obtido utilizando-se a

transformada inversa Fourier aos símbolos entrelaçados com frequência de amostragem de 8,126984 MHz, permitindo-se variação máxima de  $\pm 0,3$  Hz/MHz.

Cada uma das subportadoras OFDM transporta um símbolo linear, de modo que o espaçamento entre as subportadoras  $\Delta_p$ , que garante a ortogonalidade em frequência, pode ser determinado uma vez que o modo de operação seja conhecido. Para o modo 3 temos:

$$\Delta_p = \frac{BW_s}{432} = \frac{428,571428}{432} = 0,992 \text{ kHz} \quad (\text{Eq. 1})$$

onde  $BW_s$  é a largura do segmento OFDM. De maneira similar a duração dos símbolos ativos  $t_s$  pode ser determinada.

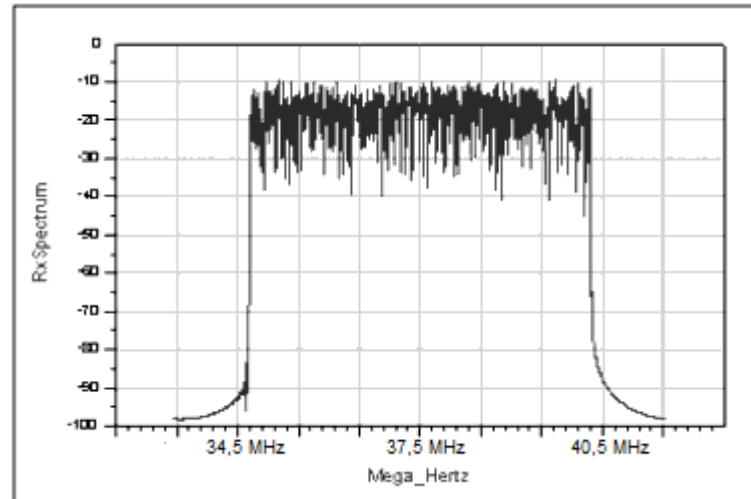
$$t_s = \Delta_p^{-1} = 1008 \mu\text{s} \quad (\text{Eq. 2})$$

A cada símbolo OFDM um tempo ocioso é inserido de maneira cíclica a fim de combater a interferência intersimbólica proveniente da sobreposição de símbolos. Esse tempo deve assumir uma das seguintes frações -  $1/4$ ,  $1/8$ ,  $1/16$  ou  $1/32$  - da duração de um símbolo.

A transmissão do sinal é organizada em quadros, os quais consistem em 204 símbolos OFDM, que por sua vez são constituídos por um número de portadoras que varia com de acordo com o modo de operação acrescidos do intervalo de guarda do sistema. Supondo ainda operação em modo 3 e intervalo de guarda  $1/8$ , a duração de um quadro de transmissão pode ser calculada por:

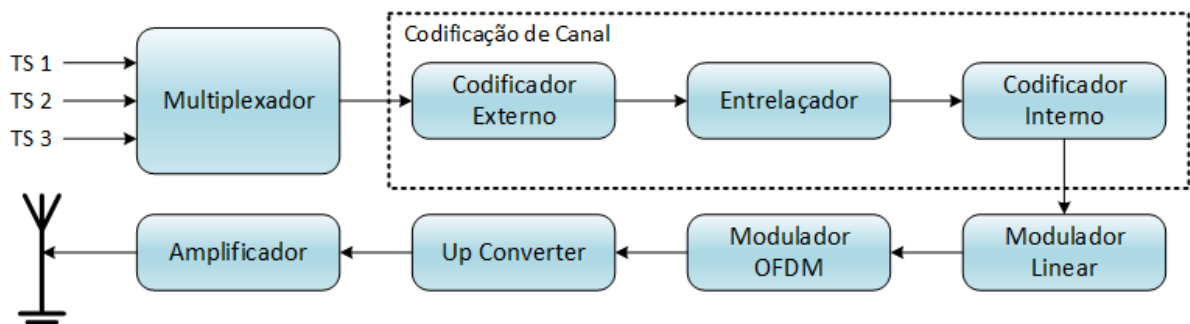
$$t_q = 204 \times (t_s + \Delta_g) = 231,336 \text{ ms} \quad (\text{Eq. 3})$$

O sinal OFDM para transmissão é então uma conversão analógica dos símbolos digitais em banda básica de 6 MHz na frequência intermediária de 37,5 MHz [Figura 8]. Esse sinal é então elevado à frequência do canal de teledifusão e amplificado para transmissão.



**Figura 8** – Espectro do sinal OFDM para transmissão em frequência intermediária. A utilização de técnicas de entrelaçamento espalha a informação de maneira que as subportadoras do sinal assumem distribuição semelhante ao ruído branco Gaussianiano.

Podemos agora esboçar os subsistemas de um transmissor de televisão digital no padrão brasileiro:



**Figura 9** – Diagrama em blocos de um sistema de transmissão de televisão digital no padrão ISDB-Tb.

Os valores característicos para os variados modos de operação e diferentes esquemas de codificação de canal encontram-se disponíveis nas Tabelas II e III na sessão Apêndice.

### 3.2. PROTOTIPAGEM ESTRUTURAL

Considerando a forma final do sinal de transmissão da televisão digital conforme descrito na sessão anterior, trata-se em sua essência de uma portadora analógica compreendida no canal de teledifusão UHF, o qual é indiferente à morfologia do sinal, transportando símbolos digitais codificados. Portanto, é imediato concluir que a eletrônica de alta frequência estabelecida no último século mantém-se compatível com o sinal digital de televisão nos dias atuais.

Quando nos voltamos ao objetivo geral desse trabalho e analisamos em conjunto os blocos inerentes a um transmissor analógico de televisão e a estrutura de um sinal digital de televisão emitido por um transmissor construído conforme normatização vigente, podemos estruturar um retransmissor DTV em blocos da seguinte maneira.



**Figura 10** – Diagrama em blocos de um sistema de retransmissão de televisão digital.

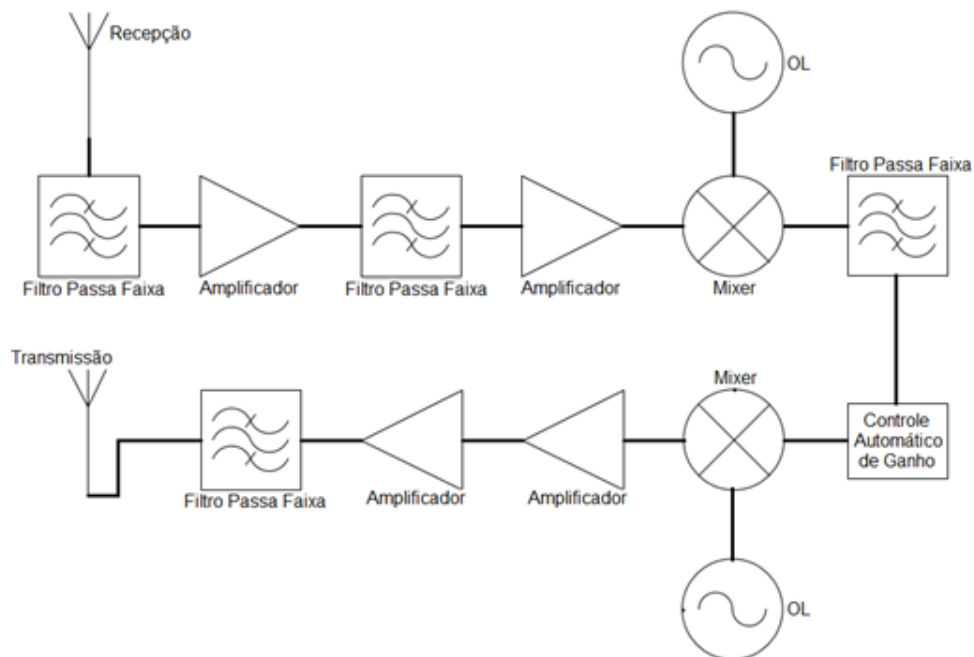
Na etapa de recepção o canal de teledifusão onde se encontra o sinal que se deseja retransmitir precisa ser discriminado e elevado a um nível de potência de referência. As antenas para recepção e transmissão na faixa de UHF, mesmo quando projetadas para operar em um canal específico, não apresentam grande seletividade em frequência, de modo que canais adjacentes ao desejado também são captados com um nível considerável. Para aumentar a seletividade do canal de entrada e reduzir os efeitos interferentes, o sinal de entrada precisa ser filtrado no canal desejado. Etapas de filtragem e amplificação do sinal de entrada são alternadas para distanciar a informação útil do ruído branco captado na recepção.

Conforme discutiremos mais adiante, mesmo realizar pequenos deslocamentos de frequência nos sujeita a perceber graus elevados de interferência, entretanto logo na

etapa de conversão de canal o sinal de televisão recebido é levado a uma frequência intermediária bem inferior aos limites do espectro UHF para posteriormente ser elevado ao canal de teledifusão objetivo para minimizar esse efeito interferente.

Sejam os níveis de sinal na recepção e no tratamento muito baixos, o sinal DTV ocupando o novo canal UHF precisa ser amplificado antes de ser transmitido. O cascadeamento de amplificadores permite que ganhos mais elevados sejam alcançados e o processo de transmissão seja mais eficiente. Para efeito de convivência com canais adjacentes, o sinal de transmissão deve ser filtrado para dirimir espúrios em frequências fora do canal de teledifusão.

A [Figura 11] ilustra de maneira estrutural os estágios envolvidos na retransmissão de um sinal de televisão digital.



**Figura 11** – Diagrama estrutural do retransmissor DTV.

Nas próximas sessões o estudo e implantação de cada bloco desse protótipo serão evidenciados, bem como os desafios encarados para alcançar a compatibilidade entre as tecnologias analógica e digital.

### 3.2.1. Equipamentos utilizados

O protótipo retransmissor digital foi desenvolvido sobre a plataforma de um transmissor analógico de televisão, o qual consiste nos seguintes equipamentos:

- Conversor de Torre do fabricante Linear Modelo PC4000, canal 22;
- Transmissor de TV do fabricante Linear Modelo LD4250, canal 67.

Tal conversor de torre foi escolhido por apresentar estrutura favorável à construção do estágio de recepção e rebaixamento de frequência do sinal de televisão digital. Por sua vez, o transmissor de televisão analógico de 15W dispõe de uma arquitetura modular que permite acompanhar a evolução dos trabalhos gradativamente. Especificações técnicas desses equipamentos encontram-se nas tabelas IV e V na sessão Apêndice.

Para a realização dos ensaios foram utilizados os seguintes instrumentos de medida:

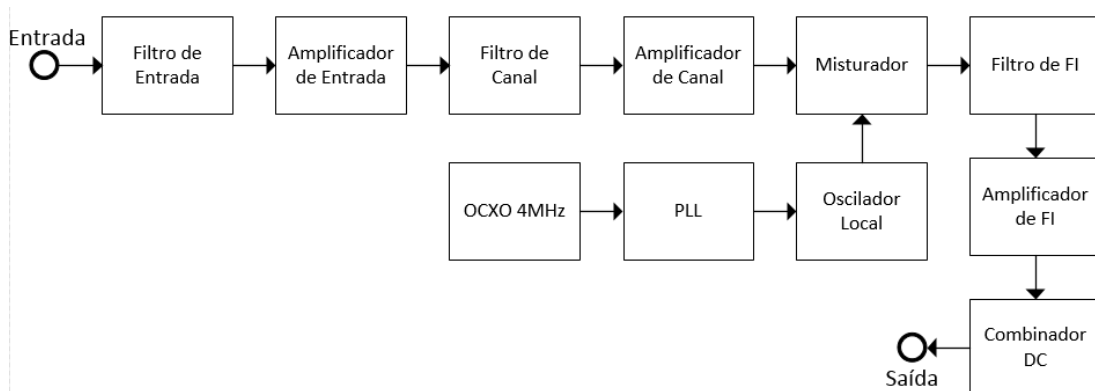
- Analisador portátil de televisão ETH 8 GHz do fabricante Rohde & Schwarz;
- Analisador de sinal digital de teledifusão MS8901A do fabricante Anritsu;
- Analisador de espectro 8593E do fabricante Hewlett Packard;
- Contador universal de frequência 8315B do fabricante Hewlett Packard.

## 3.3. PROBLEMAS CHAVE E SUAS ABORDAGENS

Para começar a vislumbrar os percalços e dificuldades da retransmissão digital por um equipamento concebido única e exclusivamente para o universo da televisão analógica, devemos analisar a resposta do sistema a uma excitação digital prévia a qualquer alteração construtiva. Para tal um arranjo similar aquele da [Figura 11] foi organizado.

O conversor de torre PC4000 possui um filtro de canal de entrada de dois polos e baixa perda por inserção ajustado para a faixa do canal de entrada desejado (para o equipamento em questão ajustado de fábrica para o canal 20). O sinal filtrado é

amplificado por um esquema de amplificação híbrido com baixa figura de ruído, alto ganho e elevado ponto de compressão. Essa sequência é repetida para aumentar a seletividade de entrada do equipamento. O canal de entrada é filtrado e entregue ao conversor de FI, onde o misturador de frequência recebe simultaneamente os sinais do oscilador local (OL) e do canal de recepção (RF). Na saída do misturador, o sinal resultante do batimento de frequências, sinal em FI na faixa de 41 a 47 MHz, é filtrado e amplificado. A OL é gerada por um oscilador PLL (*Phase Locked Loop*) sintetizado a partir de um OCXO (*Oven Controlled Crystal Oscillator*) na frequência de 4 MHz. Ao final do processamento do sinal, a informação presente no canal de recepção é disponibilizada centrada na FI. A [Figura 12] ilustra esse processamento.



**Figura 12** – Diagrama de blocos do conversor PC4000.

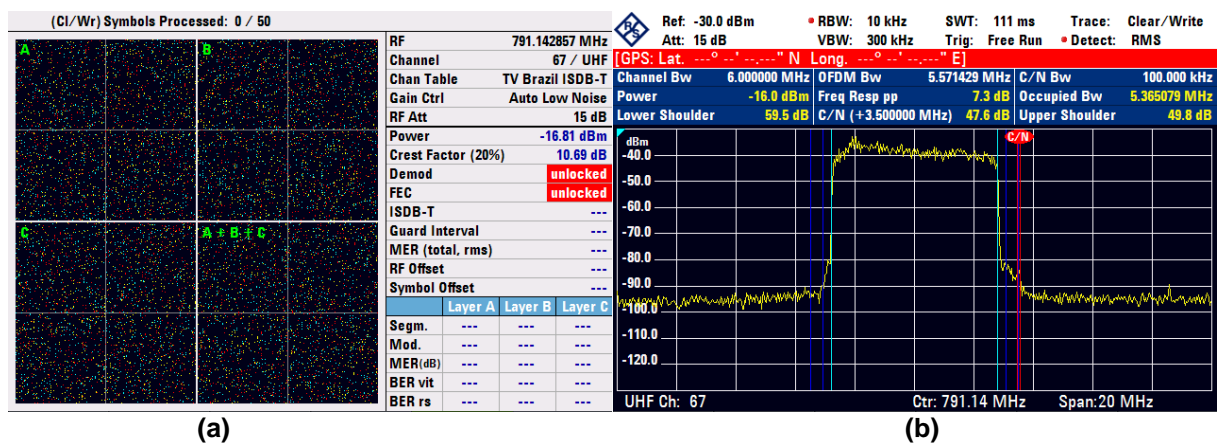
Conforme será abordado mais adiante nesse desenvolvimento, o deslocamento frequencial por *mixagem* de sinais resulta em uma grande quantidade de espúrios distantes harmonicamente da frequência de referência utilizada. A densidade elevada de energia presente no entorno do espectro desejado coloca grandes restrições sobre o filtro utilizado para selecionar o sinal na frequência buscada, em outros termos, implica em filtros com elevado fator de qualidade, que por sua vez são complexos e de tamanho elevado. Utilizando-se uma FI e dois estágios de deslocamento é possível diminuir o impacto desses espúrios sobre o sinal e por consequência as restrições sobre a filtragem seletiva.

O transmissor LD4250 configurado para receber o sinal de entrada em FI possui um estágio de amplificação de FI na entrada a fim de fornecer ao estágio de elevação de frequência um nível de sinal constante de -20 dBm. O *Up Converter* eleva a



informação contida na FI à frequência do canal de transmissão (para o equipamento em questão ajustado de fábrica para o canal 67). Uma última etapa de amplificação fornece uma potência de transmissão da ordem de  $15 W_{rms}$ . Sistema bastante similar àquele da [Figura 3].

Para a realização dos testes iniciais, uma antena UHF para recepção doméstica foi utilizada junto ao conversor PC4000, cujo sinal em FI foi entrada para o transmissor analógico. A saída do transmissor foi atenuada em 57 dB e aferida com o analisador de sinal de televisão ISDB-T ETH-K160. A [Figura 13] ilustra o resultado obtido.



**Figura 13** – (a) Sinal recebido e mensurado pelo analisador de sinal de televisão ISDB-T quando da retransmissão imediata de um sinal digital de televisão por meio de um sistema retransmissor para sinal de televisão analógico. (b) Espectro do sinal recebido compreendido no canal UHF 67.

O canal 22 da faixa de teledifusão na região metropolitana da Grande Vitória é ocupado pela TV Gazeta do Espírito Santo, canal virtual 4.1.

De maneira bem direta constatamos que a tecnologia concebida para o sistema analógico de televisão é naturalmente incompatível com o sistema digital de televisão, uma vez que mesmo que as portadoras OFDM para transmissão sejam processadas pelo equipamento, o sinal torna-se indecifrável, impossível de ser demodulado. A leitura de potência de -16,10 dB, valor que acrescido da atenuação de entrada implica em uma potência eficaz de 40,9 dBm, ou 12,3 W, indicando que o conjunto conversor-transmissor está em correta operação.

A [Figura 13-b] evidencia o processamento do espectro OFDM de transmissão de um sinal de televisão digital. Entretanto a ortogonalidade em frequência entre as

subportadoras OFDM acarreta em alta eficiência espectral (espectro do sinal com distribuição normal no canal de teledifusão) exige uma precisa sincronização de frequência entre o transmissor e o receptor, uma vez que qualquer desvio de frequência compromete a ortogonalidade entre as portadoras, fato que resulta em interferência intersimbólica (ISI) e consequente impossibilidade de decodificação da informação (Junior, 2008).

Um outro fator que acarretaria ISI na recepção seria a existência de multipercursos, o que causaria o espalhamento temporal dos símbolos, porém devido à duração relativamente longa do símbolo OFDM esse efeito é bastante reduzido. Somando-se a isso a existência de um intervalo de guarda entre símbolos consecutivos, podemos concluir que o efeito do alargamento temporal pouco contribui para a ocorrência de interferência intersimbólica na recepção. Portanto, o primeiro problema chave para a retransmissão do sinal digital é a falta de sincronismo em frequência entre o transmissor e o receptor.

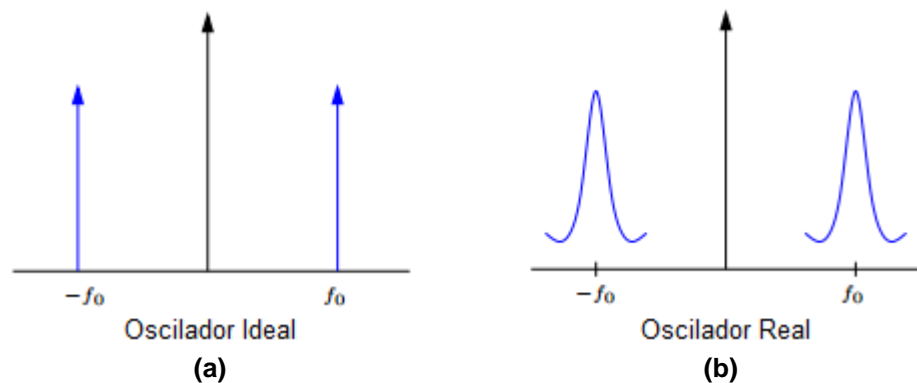
Enquanto no universo de um arranjo experimental o espectro UHF encontra-se desocupado, para aplicações comerciais a realidade é bastante diferente. No ambiente de teledifusão, várias emissoras partilham o espectro e devem viver em harmonia mesmo quando em canais adjacentes. Para tal é imprescindível que o sinal teledifundido tenha seu espectro limitado ao canal alocado para o serviço junto aos órgãos reguladores. A [Figura 13-b] destaca a representação do sinal de transmissão no domínio da frequência, onde podemos identificar na parte superior do espectro a existência de uma saia lateral de transmissão ultrapassando o limite, no ensaio realizado, do canal 67 UHF. Corrigir e conter a emissão de espúrios é uma das exigências para a validade desse trabalho.

### **3.3.1. Escorregamento de frequência**

Desbancada a possibilidade da interferência no estágio de recepção ser consequência da existência de multipercursos, a investigação da falta de sincronismo entre transmissor e receptor apontou um ponto crítico quando trabalhamos com conversão de frequências. Uma vez que o sinal ao nível da recepção consiste na programação de uma emissora de televisão disponível em

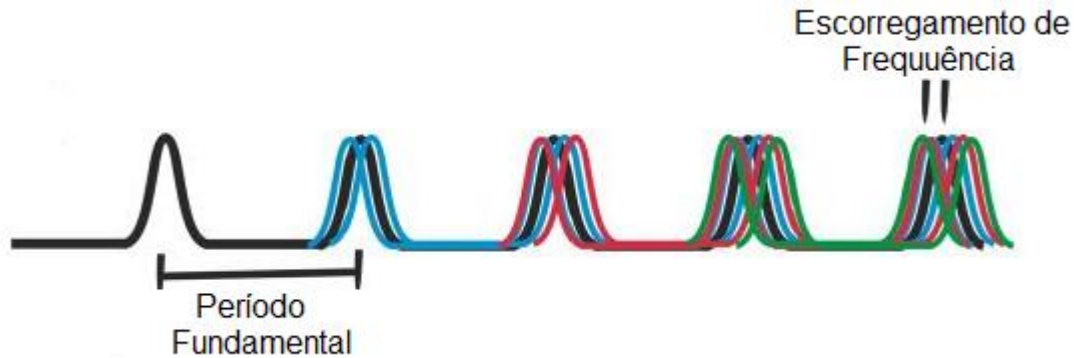
escala regional, a estabilidade temporal desse sinal é comprovada diariamente na casa de cada telespectador. Portanto, a perda de sincronismo decorreu do tratamento do sinal no sistema de retransmissão preparado para ensaio.

Considere um oscilador ideal de frequência  $f_0$ . O espectro desse oscilador tem a forma de uma função impulsiva, centrada nas frequências  $-f_0$  e  $+f_0$  [Figura 14-a]. Entretanto, osciladores reais apresentam um espalhamento espectral em torno da frequência central [Figura 14-b]. A existência desse derramamento de energia pode desencadear problemas nos misturadores de frequência em ambos transmissores e receptores (Pulikoonattu, 2007). A esse espalhamento dá-se o nome ruído de fase.



**Figura 14** – (a) Osciladores ideais apresentam espectro definido por uma função impulsiva (b) Osciladores reais apresentam espalhamento espectral em torno da frequência central.

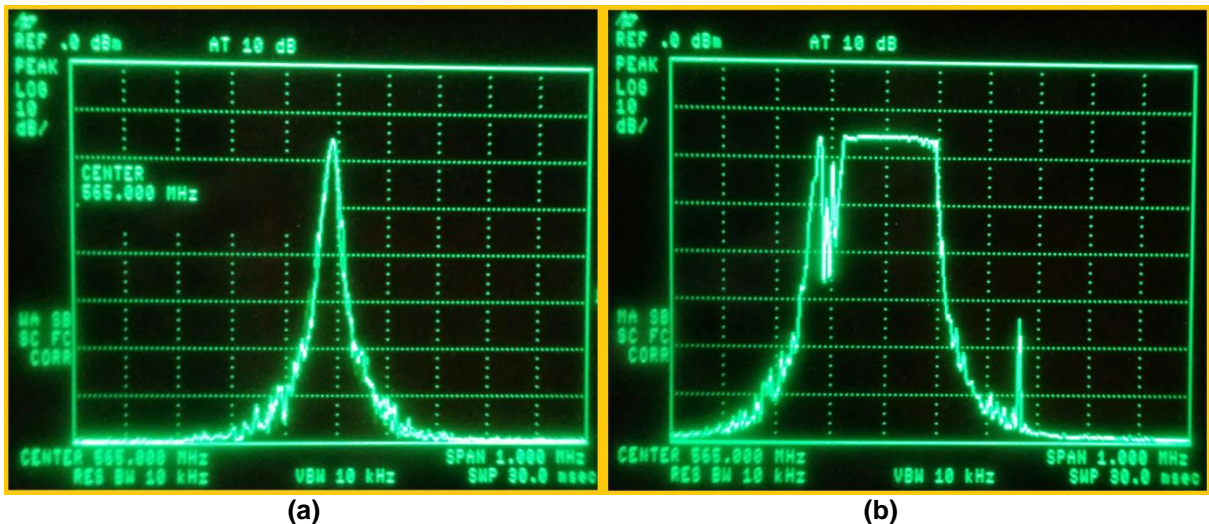
No caso da infraestrutura de recepção montada, assim como na maioria dos casos, a informação contida no sinal de recepção é recuperada inicialmente por um rebaixamento de frequência, onde ambas a fase e a frequência do sinal são recuperadas por um sistema PLL (*Phase Locked Loop*), baseado em um oscilador local. Altos níveis de ruído de fase oriundas do oscilador local fazem com que a portadora recuperada a partir da recepção varie do sinal originalmente transmitido. Dentre as principais instabilidades de curta duração destacam-se variações de frequência do oscilador local, inerentes à dinâmica e comportamento transiente dos sistemas PLL (Pulikoonattu, 2007). A essas oscilações de frequência dá-se o nome escorregamento de frequência (do inglês, *frequency jitter*).



**Figura 15** – Escorregamento de frequência em sinal gerado por oscilador local. As curvas coloridas em torno do espectro limitado pela linha preta ilustra a variação frequencial sofrida pelo oscilador.

O escorregamento de frequência pode ser avaliado como uma instabilidade do sinal ou no domínio do tempo, por exemplo, utilizando-se para isso um diagrama de olho onde vários pequenos segmentos do sinal são sobrepostos de modo que as tensões equivalentes são sobrepostas e variações de amplitude e deslocamentos temporais tornam-se destacados, ou no domínio da frequência, onde uma análise qualitativa do espectro de frequência nos permite detectar oscilações de amplitude e frequência fundamental. Devido à disponibilidade de recursos técnicos, o segundo método foi escolhido para fundamentar esse trabalho.

Da [Figura 16] podemos constatar a grande instabilidade do oscilador local baseado no sistema PLL presente no conversor PC400. A [Figura 16-a] representa o espectro de frequência do sinal oriundo do oscilador. Utilizando uma função inerente ao analisador de espectro, torna-se viável a persistência do sinal na tela do equipamento. Mantendo-se um tempo de análise igual a 60 segundos a [Figura 16-b] foi obtida, onde o escorregamento de frequência é evidente. O espectro de frequência do oscilador excursiona em torno da frequência central de 564 MHz, configurando assim grande instabilidade.



**Figura 16** – (a) Medida instantânea do espectro do oscilador local. (b) Medida com persistência de máximos executada durante 60 segundos.

Analisando a ocorrência de escorregamento de frequência sob a perspectiva do rendimento da transmissão de televisão digital conforme descrito na sessão anterior, a existência de elevados percentuais de ruído de fase em um oscilador local tem grande impacto na etapa de decodificação da informação modulada nos símbolos OFDM, implicando em elevada taxa de erro de bits (BER) devido à deterioração da relação sinal sobre ruído (SNR), conforme constatado em um ensaio primário [Figura 13].

Considerando que o oscilador local gere um sinal senoidal de frequência  $f_0$ , podemos modelá-lo matematicamente em níveis elétricos e no domínio do tempo por:

$$v(t) = v_0(1 + \alpha(t)) \sin(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (\text{Eq. 4})$$

onde  $v(t)$  é o nível elétrico do sinal na saída do oscilador,  $v_0$  é a amplitude desse sinal,  $\alpha(t)$  é a variação da amplitude em função do tempo e  $\varphi(t)$  é o ruído de fase em função do tempo. A frequência instantânea de  $v(t)$  pode ser obtida derivando-se sua fase.

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [2\pi f_0 + \varphi(t)] \quad (\text{Eq. 5})$$

A partir da [Equação 5] podemos determinar o deslizamento de frequência relativo  $y(t)$  do sinal de referência.

$$y(t) = \frac{f(t) - f_0}{f_0} = \frac{1}{2\pi f_0} \frac{d}{dt} [\varphi(t)] \quad (\text{Eq. 6})$$

Podemos derivar agora o deterioramento do SNR devido ao deslizamento de frequência. Consideramos inicialmente a inexistência de fatores que afetem o desempenho do gerador. O sinal gerado seria:

$$v(t) = v_0 \sin(t) \quad (\text{Eq. 7})$$

e sua variação temporal dada por:

$$\frac{d}{dt} [v(t)] = v_0 2\pi f_0 \cos(2\pi f_0 t) \quad (\text{Eq. 8})$$

onde o valor assumido por essa função determina o erro resultante de um deslizamento de frequência desse sinal.

$$v_{\text{erro}} = 2\pi v_0 y(t) \quad (\text{Eq. 9})$$

Vamos definir  $J$  como sendo o valor quadrático médio da função  $y(t)$ . A degradação do SNR como consequência do deslizamento de frequência é determinada.

$$SNR = 20 \log \left( \frac{v_0}{v_{\text{erro}}} \right) = -20 \log(2\pi f_0 J) \quad (\text{Eq. 10})$$

Uma modificação causada pela resposta no tempo do sistema de conversão de frequência que implique em modificações do símbolo OFDM pode causar a sobreposição entre subportadoras adjacentes e consequente perda de ortogonalidade. A esse fenômeno chamamos interferência intersimbólica. Supondo um desvio de frequência  $\Delta f$ , que no tempo representa um erro  $\Delta t = 1/\Delta f$ , podemos modelar matematicamente essa inconsistência.

Para a composição do espectro OFDM, podemos escrever a amostra das subportadoras como:

$$y(t) = \mu \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k p(t - kT_b) \quad (\text{Eq. 11})$$

Onde  $\mu$  é um fator de escala adimensional,  $T_b$  o espaçamento que garante ortogonalidade entre as portadoras e  $p(t)$  o pulso que descreve a subportadora. No caso de sistemas OFDM,  $p(t)$  pode ser modelado pela função *sinc*.

Considere ainda que no instante  $t_i$  verifica-se o erro temporal  $\Delta t$ , de modo que:

$$t = t_i - \Delta t \quad (\text{Eq. 12})$$

Para efeito de simplificação, podemos considerar o início da transmissão,  $t_i = 0$ . Então, na ausência de ruído podemos reescrever a [Eq. 11] .

$$y(t) = \mu \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \text{sinc}[2B_0(\Delta t - kT_b)] \quad (\text{Eq. 13})$$

onde  $B_0$  é a banda de transmissão respeitando a largura de faixa de *Nyquist* que garante, em condições ideais, a ausência de ISI. Utilizando a identidade inerente ao teorema de *Nyquist*,  $2B_0T_b = 1$ , temos:

$$y(t) = \mu A_0 \text{sinc}(2B_0\Delta t) + \mu \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} A_k \text{sinc}(2B_0\Delta t - k) \quad (\text{Eq. 14})$$

$$y(t) = \mu A_0 \text{sinc}(2B_0\Delta t) + \mu \frac{\sin(2\pi B_0\Delta t)}{\pi} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} \frac{(-1)^k A_k}{2B_0\Delta t - k} \quad (\text{Eq. 15})$$

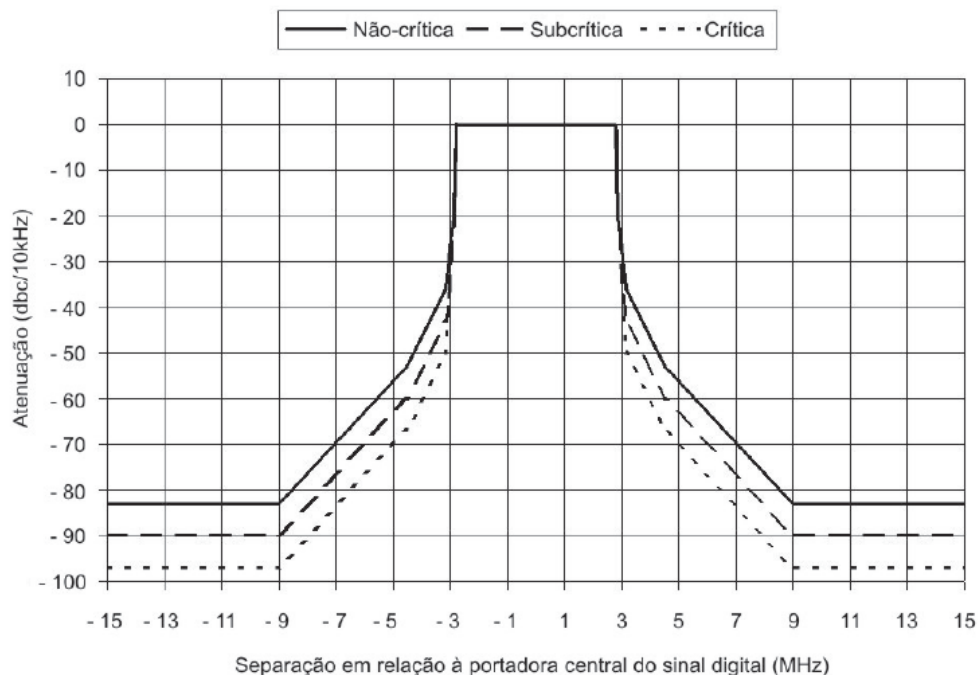
Vem da [Equação 15] que no instante  $t_i = 0$  o sinal recebido consiste em uma primeira parcela que define o símbolo desejado mais uma segunda parcela indesejada. Esse segundo termo define matematicamente a ISI causada pelo desvio de frequência  $\Delta f$ .

Como discutiremos nas próximas sessões, baixos valores de SNR implicam na ocorrência de erros de demodulação, tornando impossível a decodificação do sinal e correta recepção do sinal. Voltando-se à [Figura 13], conclui-se que apesar do elevado sinal de recepção a decodificação do sinal não foi possível devido ao deslizamento de frequência excessivo sofrido nos dois misturadores de rebaixamento e de elevação de frequência do sinal para os estágios de recepção e transmissão, respectivamente.

Para corrigir esse efeito degenerativo, o primeiro desafio abordado é definido como a substituição dos osciladores locais para os misturadores de frequência.

### 3.3.2. Filtro de máscara crítica

Está presente na NBR 15.601 delimitações para os níveis de espectro alocado fora da banda do canal UHF alocado para o serviço, para tal etapas de filtragem adequadas devem ser empregadas. A [Figura 17] indica os valores mínimos de atenuação para emissões espúrias fora da banda de 6 MHz em relação à densidade de potência média do sinal de televisão digital.



**Figura 17** – Delimitação da máscara do espectro de teledifusão digital terrestre.



Na imagem são definidos os limiares para três máscaras espectrais, não crítica, subcrítica e crítica, sendo as duas primeiras destinadas a regiões com baixa ocupação dos canais UHF, enquanto a última aplica-se principalmente a grandes centros urbanos. No caso desse trabalho foi considerada os níveis de potência delimitados para obtenção de máscara crítica.

Conforme definido na norma, o espectro e pontos de corte devem ser medidos utilizando-se um analisador de espectro ajustado para abertura de frequência (*span*) de 20 MHz, resolução de largura de banda (RBW) de 10 kHz e largura de banda de vídeo (VBW) de 300 Hz (ABNT, 2008).

A partir de uma análise rápida da [Figura 13-b] podemos perceber que o espectro de transmissão não obedece aos valores definidos para máscara crítica. No ponto de corte 3,5 dB acima da frequência central do canal a atenuação em relação ao nível médio do sinal é de apenas 47,6 dB (marcador C/N, grandeza que mensura a relação entre a potência média do canal válido e a potência do ruído – CNR, na imagem), em contrapartida a norma exige que o nível de potência seja no mínimo 55 dB inferior ao valor médio.

Portanto, o segundo desafio desse trabalho consiste no aprimoramento dos estágios de filtragem do sinal durante as etapas de processamento, mantendo em vista o enquadramento dentro da máscara crítica.

## 4. DESENVOLVIMENTO E ENSAIOS EXPERIMENTAIS

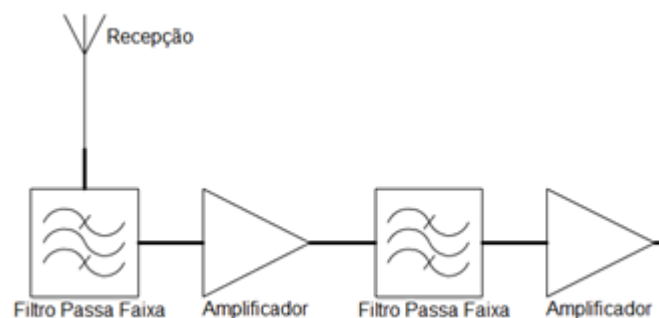
Uma vez delimitados os pontos a ser investigados durante o desenvolvimento desse trabalho, um estudo acerca da otimização da estabilidade dos osciladores locais e sobre os filtros UHF disponíveis nos conduziu à realização de um protótipo adequado à retransmissão de um serviço de teledifusão digital terrestre. Nessa sessão os passos envolvidos no aprimoramento de cada estágio ilustrado na [Figura 11] encontram-se detalhadamente elucidados.

### 4.1. RECEPÇÃO DO SINAL DTV

O processo de recepção do sinal engloba os estágios de filtragem de canal de entrada e posterior rebaixamento de frequência, que engloba os elementos misturador de frequência e oscilador local.

#### 4.1.1. Filtragem de canal

A filtragem de canal consiste em um sequência de filtros e amplificadores de canal a fim de reduzir a quantidade de ruído no sinal de recepção, dado o baixo nível de sinal envolvido nesse processo.



**Figura 18** – Estágios de filtragem e amplificação de canal na recepção DTV.

O fenômeno conhecido como ressonância é um dos mais importantes e difundidos conceitos físicos, podendo encontrá-lo nas mais diversificadas áreas. Ressonância

ocorre quando um conjunto sujeito a oscilações periódicas apresenta uma geometria ou arranjo que implique que um sinal, por meio de reflexão, esteja em concordância de fase consigo mesmo, o que implica que sua amplitude cresça até um valor máximo (Piette, 2010).

Apesar de todo ressonador poder ser representado por uma associação de indutâncias, capacitâncias e resistências, do ponto de vista analítico, existe uma grande diferença entre o funcionamento de uma cavidade e um filtro capacitivo. Enquanto para esses o volume ocupado pelos componentes é completamente irrelevante e somente o valor absoluto de suas características elétricas importam, para aqueles suas características construtivas são de maior importância. Esses diferentes sistemas são chamados, respectivamente, constantes localizadas e distribuídas.

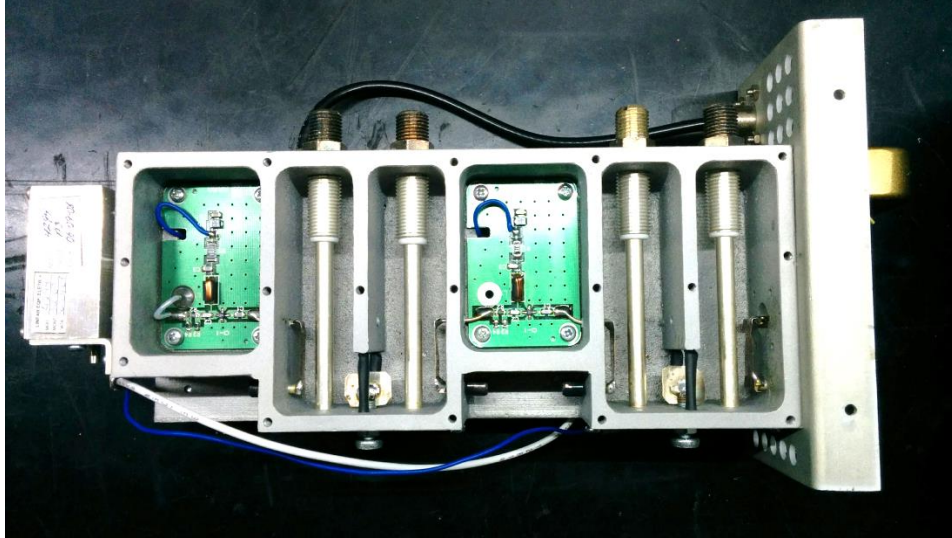
A escolha entre sistemas ressonantes baseados em constantes localizadas ou distribuídas baseia-se única e exclusivamente na frequência de ressonância desejada. Apesar destes apresentarem sempre um fator de qualidade<sup>4</sup> superior àqueles, essa diferença torna-se mais evidente a medida que busca-se frequência mais elevadas, portanto para sistemas operando no espectro UHF a tecnologia adotada baseia-se em sistemas de constantes distribuídas.

Filtros de cavidade ressonante fazem uso desse princípio para rejeitar frequência fora do seu espectro de ressonância. São bastante utilizados na faixa entre 40 e 960 MHz (compreendido o espectro UHF), tendo como grande diferencial a sua ótima linearidade em resposta para variados níveis de potência, podendo ser aplicados para níveis elevados de potência. Adiciona-se a isso o fato de que várias cavidades podem ser facilmente adicionadas em cascata amplificando imensamente suas virtudes. Os filtros de constantes distribuídas podem ser divididos em categorias principais: *compline*, *hairpin*, *anéis*, *patch*, interdigital, linhas com acoplamento capacitivo e acoplamento paralelo (Matias, 2011).

No caso desse trabalho, o conversor de modelo PC4000 possui dois filtros passa faixa no estágio de recepção de canal. Esses filtros são do tipo *compline*, formados por duas cavidades ressonantes cada [Figura 19].

---

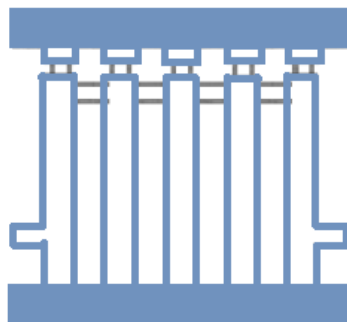
<sup>4</sup> Fator de qualidade de um filtro (Q) é um parâmetro adimensional que descreve a eficiência do ressonador em termos da perda de potência e banda de ressonância do mesmo.



**Figura 19** – Detalhe da constituição do estágio de recepção para o canal 22 UHF. Dois estágios de filtragem *comblines* (cavidades em forma de “U”) tornam a recepção mais seletiva.

Filtros *comblines* são um tipo de filtro coaxial consistindo em uma série de ressonadores acoplados paralelamente, em curto circuito em uma extremidade e terminado por uma capacitância na outra [Figura 20]. A utilização de capacitâncias de terminação permite uma redução drástica no tamanho do filtro, implicando em cavidades de comprimento inferior à um quarto de onda da frequência de ressonância.

O comprimento típico de um filtro *comblines* situa-se entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$  elétricos em relação à frequência central de ressonância. A capacitância ajustável permite que uma vasta gama de frequências seja obtida a partir de um ajuste simples. Um múltiplo de quarto de onda da frequência ressonante corresponde a  $90^\circ$  elétricos.



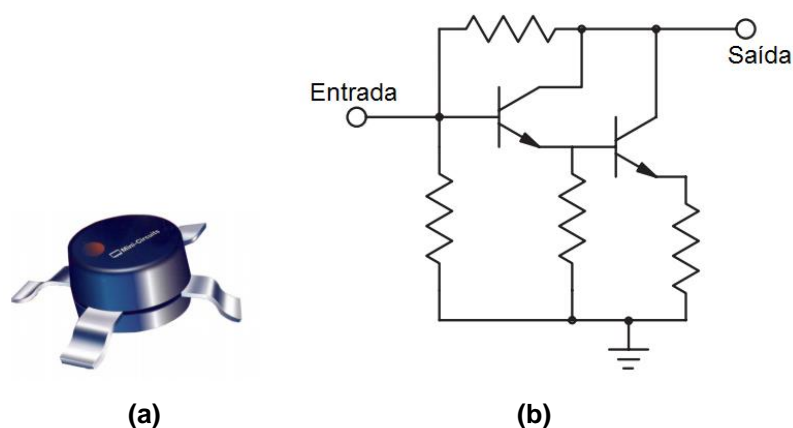
**Figura 20** – Filtro *comblines* com cinco cavidades.

Uma comparação rápida entre as [Figuras 19 e 20] permite identificar o filtro utilizado, onde as capacitâncias de terminação são parafusadas ao corpo da cavidade podendo ser ajustadas para modificar as características do filtro.

Antenas de recepção, mesmo quando apresentando pequenos ângulos de abertura (alta diretividade), por exemplo, antenas Yaggi, não possuem ganho superior a 25 dB no horizonte, o que implica em níveis de potência extremamente baixos na entrada da cadeia de recepção.

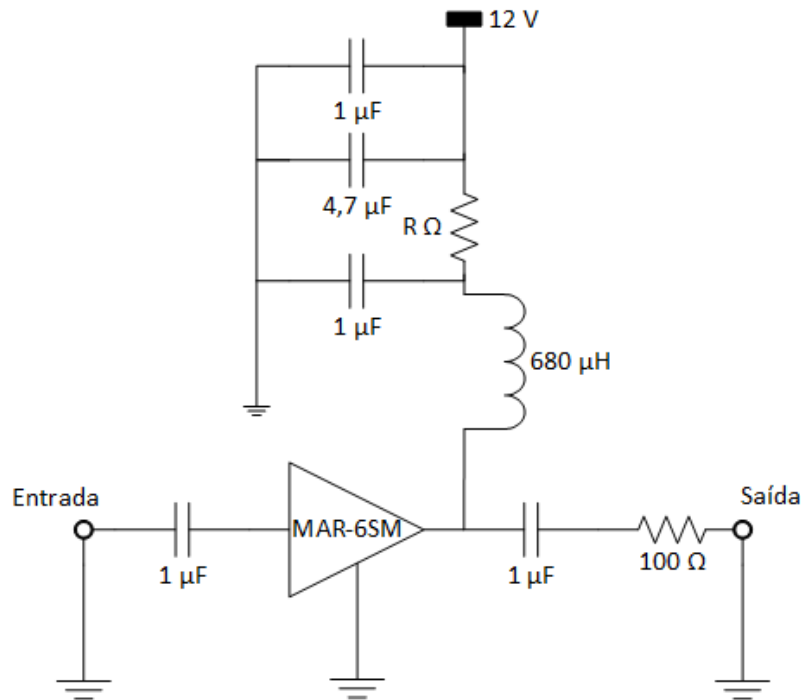
Para obter melhor SNR de entrada e reduzir a suscetibilidade ao ruído do canal de transmissão, estágios amplificadores são concatenados com etapas de filtragem intermediárias. A configuração filtro-amplificador-filtro-amplificador permite que primeiramente o canal de entrada seja isolado por um processo de filtragem seletiva, seguido da amplificação do sinal na saída do primeiro filtro, porém tratando-se de um amplificador de banda larga, ruídos fora do canal de interesse também são amplificados, de modo que outro filtro de canal permite ampliar a rejeição fora da banda de passagem. Um último estágio de amplificação compensa as perdas de inserção nos filtros e eleva o sinal de entrada a níveis aceitáveis de potência para o posterior processamento desse sinal.

O amplificador de canal de entrada baseia-se no amplificador integrado monolítico MAR-6SM [Figura 21-a]. Trata-se de um circuito integrado de baixo consumo para operação em frequências inferiores a 2 GHz, apresenta baixa figura de ruído (2,3 dB) e amplificação típica na faixa de UHF de 21 dB. O circuito amplificador é obtido a partir de uma configuração *Darlington* de transistores [Figura 21-b].



**Figura 21** – (a) Amplificador monolítico MAR-6SM. (b) Configuração interna do amplificador MAR-6SM.

O amplificador foi montado em circuito conforme recomendação de ótimo funcionamento do fabricante<sup>5</sup> [Figura 22].



**Figura 22** – Circuito de aplicação recomendado.

onde o valor de  $R$  determina o ganho associado ao amplificador uma vez que limita a corrente de coletor da associação *Darlington*.

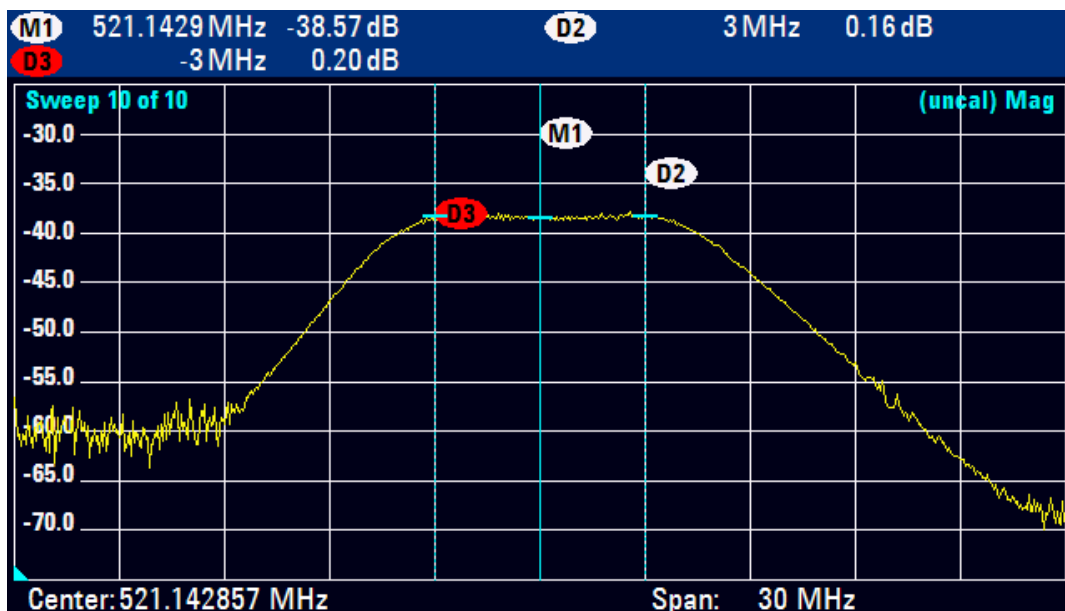
Durante a montagem do protótipo constatou-se que o conversor PC4000 veio de fábrica com ajuste para máxima amplificação do sinal de entrada, utilizando para tal um resistor  $R$  de 680  $\Omega$ . A utilização em máximo ganho implica em não linearidade do amplificador, o que deteriora a informação presente no canal de UHF. Para contornar esse problema os resistores de ambos os amplificadores foram substituídos. Adotou-se um valor de resistência de 470  $\Omega$  para  $R$ , o que resultou em um ganho médio de 18 dB para cada estágio de amplificação.

Se encaramos a associação de filtros e amplificadores como um único estágio de filtragem, a otimização desse circuito requer a validação conjunta de seus desempenhos individuais. Utilizando um analisador de rede foi possível gerar um sinal de teste a -70 dBm para o sistema como um todo e avaliar sua resposta.

<sup>5</sup> Mini Circuits

[Figura 23]. As capacitâncias dos filtros *comblin*e foram ajustadas a fim de obter o ponto de rejeição mais profundo possível enquanto buscamos nos aproximar mais da máscara crítica do padrão ISDB-T a cada estágio do sistema retransmissor. O nível médio de potência na banda passante é cerca de -38 dBm, subtraindo-se o ganho de cada estágio de amplificação e calculando o desvio do nível do sinal de referência para posteriormente dividir esse valor por dois, obtemos a perda por inserção em cada filtro de cavidade.

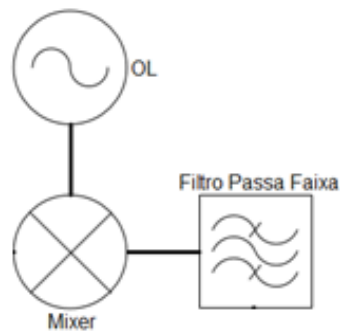
$$INS_{perda} = \frac{-38 - 18 - 18 - (-70)}{2} = -2 \text{ dB} \quad (\text{Eq. 16})$$



**Figura 23** – Resposta em frequência do estágio de filtragem composto pelos filtros *comblin*e e amplificadores.

#### 4.1.2. Rebaixamento de frequência

O estágio de rebaixamento de frequência em um misturador de frequências, um oscilador local para gerar o sinal de referência e um filtro passa faixas para reduzir emissões fora da banda desejada [Figura 24].



**Figura 24** – Estágios do rebaixamento de frequência na recepção DTV.

Nas mais variadas aplicações faz-se necessária o translado de frequência de sinais eletromagnéticos, seja para reutilização, decodificação ou modificação da informação presente em um sinal em rádio frequência. Misturadores de frequência são circuitos eletrônicos capazes de relacionar dois sinais de entrada (de frequência  $f_1$  e  $f_2$ ) de modo que a resultante dessa operação é um sinal de frequência ( $f_0$ ) igual à soma ou à diferença dos sinais de entrada [Eq. 17].

$$f_0 = f_1 \pm f_2 \quad (\text{Eq. 17})$$

O símbolo na [Figura 24] é universalmente reconhecido como a representação de um misturador de frequências. Trata-se de um dispositivo com três portas classificadas por sua funcionalidade, oscilador local (OL), rádio frequência (RF) e frequência intermediária (FI). A utilização dessas portas determinam se o processor de deslocamento frequencial e de rebaixamento ( $f_0 = f_1 - f_2$ ) ou elevação ( $f_0 = f_1 + f_2$ ) de frequência.

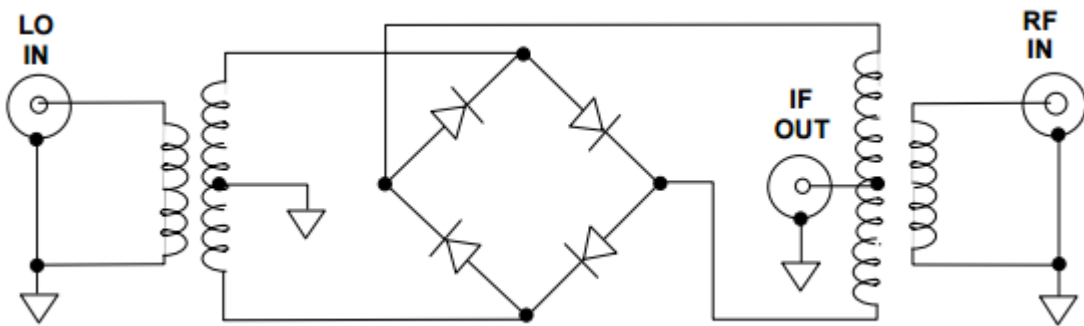
Idealmente, um misturador deve ser transparente para a informação presente no sinal de RF, em outras palavras precisa apresentar baixa inserção de ruído e grande linearidade. Para tal um circuito que acompanhe a mudança de polaridade do OL faz-se necessário. Isso implicaria em uma resistência nula para o misturador, não haveria limite de amplitude dos sinais de entrada e ausência de intermodulação entre os vários sinais de frequência variada na saída de FI.

Um circuito real e consolidado há décadas para misturadores de frequência de alto rendimento é o sistema de diodos em anel [Figura 25]. Uma rápida avaliação desse circuito aponta sua maior falha, para garantir condução na zona de linearidade dos



diodos níveis de potência consideráveis para sinais de recepção precisam ser alcançados. O conjunto de amplificadores supracitados tem a função de compensar as perdas de inserção nos filtros e garantir condições suficientes para linearidade dos misturadores de frequência.

Voltando-nos à não linearidade dos diodos, esse comportamento não ôhmico que permite o translado de frequência desejado, uma vez que a corrente através do mesmo não é diretamente proporcional à tensão aplicada a ele. A corrente  $I$  através de um diodo como função da tensão aplicada  $V_D$  pode ser calculada por [Equação 18]:



**Figura 25** – Misturador de frequências em anel de diodos.

$$I = I_s \left( e^{\frac{qV_D}{nkT}} - 1 \right) \quad (\text{Eq. 18})$$

Da teoria de séries infinitas vem

$$e^x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!} \quad (\text{Eq. 19})$$

Considerando que a tensão aplicada aos diodos seja pequena, podemos aplicar a identidade de expansão em séries para pequenos valores de  $x$ .

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \frac{x^4}{24} + \dots \approx 1 + x + \frac{x^2}{2} \quad (\text{Eq. 20})$$

De modo que a [Eq. 18] pode ser reduzida a:

$$I = I_s \left( \frac{qV_D}{nkT} - \frac{\left(\frac{qV_D}{nkT}\right)^2}{2} \right) \quad (\text{Eq. 21})$$

No arranjo presente na [Figura 25] o produto das tensões de RF e do OL são aplicadas aos diodos, o que implica em uma tensão proporcional à corrente através dos diodos presente na bobina de acoplamento de FI. Desconsiderando as constantes envolvidas nesse processo, o sinal de FI será da forma:

$$V_{FI} = V_{RF} \times V_{OL} \quad (\text{Eq. 22})$$

Não podemos inferir sobre a natureza do sinal de RF dada universalidade dos misturadores de frequência, porém em nível de cálculo vamos assumir que em um dado instante de tempo ele seja da forma  $V_{RF} = V \sin(\omega_{RF}t)$ . Se assumirmos chaveamento instantâneo dos diodos e que o sinal do OL seja normalizado em potência, podemos aproximá-lo pela representação em série de Fourier de uma onda quadrada definida nos limites [1, -1].

$$V_{OL} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega_{OL}t) \quad (\text{Eq. 23})$$

Reescrevendo a [Eq. 22] e substituindo as funções obtemos:

$$V_{FI} = V \frac{2}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & [\cos(\omega_{OL} - \omega_{RF})t - \cos(\omega_{OL} + \omega_{RF})t] \\ & + \frac{1}{3} [\cos(3\omega_{OL} - \omega_{RF})t - \cos(3\omega_{OL} + \omega_{RF})t] \\ & + \frac{1}{5} [\cos(5\omega_{OL} - \omega_{RF})t - \cos(5\omega_{OL} + \omega_{RF})t] + \dots \end{aligned} \right\} \quad (\text{Eq. 24})$$

Podemos ainda definir a perda mínima de inserção para um misturador a anel de diodos como uma relação entre as amplitudes dos sinais de FI e RF.

$$INS_{perda} = -20 \log \left( \frac{V_{FI}}{V_{RF}} \right) \quad (\text{Eq. 25})$$

Substituindo os valores obtemos:

$$INS_{perda} = -20 \log \left( \frac{2}{n\pi} \right) \quad (\text{Eq. 26})$$

Considerando que a frequência de FI desejada seja a diferença entre as frequências do OL e do sinal RF, a perda mínima de inserção seria de 3,92 dB.

No circuito do conversor utilizado está presente o misturador de frequências RMS-11X que trabalha entre 5 e 1900 MHz (incluída a faixa de UHF) apresentando perda de inserção típica igual a 7 dB e isolamento entre OL e RF igual a 35 dB.

No caso do ensaio realizado, a frequência de entrada de RF é o centro do canal 22 UHF de recepção. Conforme a Tabela I na sessão apêndice essa frequência é igual a 521,142857 MHz. A FI para sistemas de teledifusão analógico é definida na faixa de 41 a 47 MHz, de modo que para compatibilidade com a tecnologia empregada definiu-se a FI igual a 43,85 MHz. Das relações de frequência definidas na [Eq. 19], a frequência do OL deve obrigatoriamente ser igual a 564,992857 MHz para o menor valor de perda de inserção.

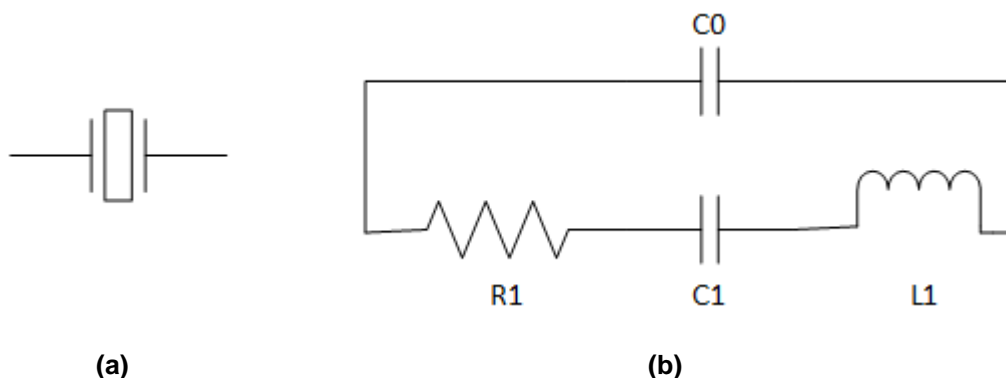
Conforme analisado anteriormente, o sistema PLL sintetizado nativo do conversor sob estudo apresenta nível elevado de ruído de fase o que acarreta grandes deslocamentos de frequência no sinal em FI (provado pela teoria dos multiplicadores de frequência). Portanto, para solucionar esse problema de escorregamento a qualidade do oscilador local precisou ser aprimorada.

Instabilidade frequencial é um problema inerente aos osciladores sintetizados, uma vez que o fechamento da cadeia cíclica baseia-se em comparação por níveis de tensão. Por analogia, da mesma maneira que um controlador proporcional tende a oscilar em torno do ponto de equilíbrio, a frequência do sinal gerado por sistemas PLL é corrigida continuamente para o valor desejado, o que gera grandes deslocamentos no espectro.

Transmissores de televisão digital modernos utilizam receptores de geoposicionamento que recebam uma referência universal proveniente de satélites para sincronizar seus osciladores. Esse sinal é atualizado a cada segundo o que garante grande precisão de fase e de frequência. Porém trata-se de uma solução que implica em novos investimentos e não reduz em sua totalidade o lixo tecnológico oriundo do desligamento da televisão analógica. Uma solução encontrada para esse problema foi a adoção de osciladores a cristal.

Os cristais piezoelétricos são elementos encontrados naturalmente na natureza que quando sujeitos a uma força deformadora respondem polarizando-se eletricamente, ou, de maneira complementar, deformam-se mecanicamente quando sujeitos à um diferença de potencial. A alternância entre esses dois estados, aplicada por um componente ativo, estabiliza-se sobre uma das frequências de ressonância do material que constitui o cristal. Hoje em dia o quartzo e a cerâmica são os materiais mais empregados na fabricação de cristais piezoelétricos.

Novamente, seja o quartzo um circuito ressonante, é possível modelá-lo como uma associação de indutância, capacitância e resistência [Figura 26].



**Figura 26** – (a) Simbologia representativa de um cristal piezoelétrico em diagramas de circuito (b) Esquema equivalente de um cristal de quartzo.

Um cristal de quartzo pode ser modelado como um circuito elétrico possuindo duas frequências de ressonâncias próximas uma da outra, uma a baixa impedância e outra a alta impedância. A impedância equivalente do circuito pode ser calculada.

$$Z = \frac{s^2 + s \frac{R_1}{L_1} + \omega_s^2}{sC_0 \left( s^2 + s \frac{R_1}{L_1} + \omega_p^2 \right)} \quad (\text{Eq. 27})$$

onde  $s$  é a frequência complexa  $j\omega$ ,  $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ , e  $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_1 \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}}}$ . A capacitância  $C_0$

depende exclusivamente da constituição física e do corte do cristal, enquanto  $C_1$  e  $L_1$  são elementos fictícios somente para modelagem elétrica do cristal.

O quartzo apresenta menor desvio de frequência, menor susceptibilidade a variações de temperatura e menor capacitância própria, sendo assim melhor adequado à aplicação em osciladores de alta frequência. A menor frequência disponível em cristal de quartzo é 1 MHz enquanto a maior fundamental é 32 MHz, porém utilizando-se frequências harmônicas das fundamentais é possível operar entre 30 e 200 MHz.

Pelos valores naturais de oscilação do quartzo seria impossível a concepção de um oscilador local UHF usando-o como base, porém podemos empregar técnicas de multiplicação de frequência para obter um sinal com baixo ruído de fase em alta frequência a partir de um oscilado de alta qualidade em frequências inferiores.

Multiplicadores de frequência são capazes de multiplicar a frequência de entrada por um valor inteiro, entretanto, como estabelecido anteriormente, todo oscilador real apresenta uma quantidade vestigial de ruído de fase e mesmo que o multiplicador não gere ruído de fase ele o amplifica durante o processo de multiplicação. Essa característica degradante vem do fato de o circuito multiplicador de frequência ser de fato um multiplicador de fase.

Supondo o processo de dobramento de frequência linear, podemos estimar a degradação da relação portadora sobre ruído (CNR) como resultado da multiplicação.

$$CNR = -20 \log(n) \quad (\text{Eq. 28})$$

onde  $n$  é o fator multiplicador.

Entretanto, estudos comprovam que a multiplicação de frequências estáveis ainda produzem melhores osciladores do que a construção direta de osciladores de alta frequência (Wenzel, 1995). Por exemplo, a densidade típica de ruído de fase de um oscilador a cristal de quartzo de 10 MHz é -170 dBc/Hz. A utilização de uma cadeia multiplicadora para obter uma frequência igual a 2,4 GHz implicaria em deterioração da CBR de 48 dB, de acordo com a [Equação 28], resultando em uma densidade de ruído de fase de -122 dBc/Hz. A nível de comparação, um oscilador LC projetado para trabalhar diretamente em 2,4 GHz apresenta desempenho de -100 dBc/Hz.

Considere que um oscilador a cristal possua qualidade alta o suficiente para que o seu sinal possa ser aproximado por uma onda senoidal em frequência única.

$$x(t) = A \sin(\omega t) \quad (\text{Eq. 29})$$

Considere que o sinal é aplicado a um multiplicador ativo e por natureza não linear, a distorção resultante gera harmônicas inteiras da fundamental. O sinal distorcido pode ser descrito por uma série de Fourier:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{i\omega k t} \quad (\text{Eq. 30})$$

O coeficiente  $c_k$  representa as harmônicas geradas durante o processo de multiplicação. Frequência além da desejada podem ser rejeitadas por um filtro passa faixa.

$$c_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^T x(t) e^{-i2\pi k t/T} dt \quad (\text{Eq. 31})$$

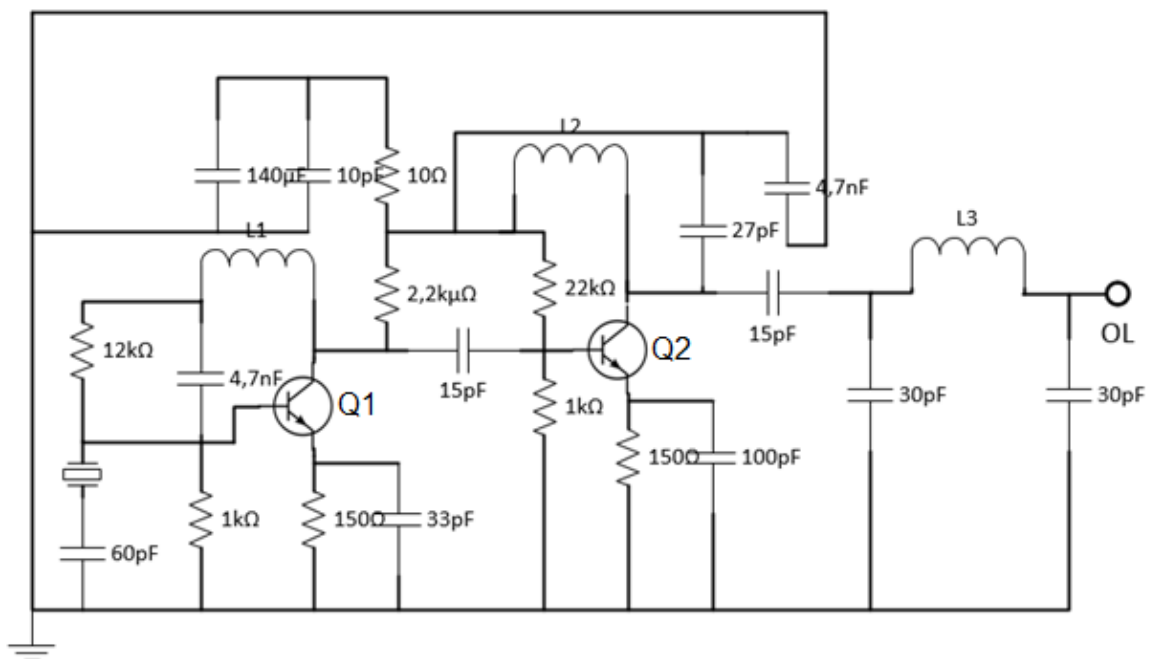
onde  $T$  é o período fundamental.

Uma desvantagem associada a osciladores a cristal advém do fato de trabalharem em frequência fixa, sendo o ajuste de frequência limitado à substituição do cristal.

Conclui-se, portanto que mesmo havendo a necessidade de utilizar-se multiplicadores de frequência para obter um oscilador na faixa do UHF, o que implica em frequências múltiplas da fundamental do quartzo, e por via de regra um certo

desvio do valor ideal almejado, osciladores a cristal configuram uma solução ao problema de instabilidade de frequência dos sistemas PLL. Esse desvio de frequência por si não consiste em um problema incontornável, uma vez que ocorrência de ISI decorre da instabilidade de frequência durante as etapas de deslocamento de frequência, e não de um desvio de frequência estável.

A [Figura 27] trás o diagrama do circuito oscilador a cristal adotado bem como o multiplicador de frequência baseado em transistores BJT.



**Figura 27** – Oscilador local UHF para frequência 564,992857 MHz.

A utilização de componentes ativos para a concepção de multiplicadores de frequência compensa as perdas de nível do sinal ao mesmo tempo em que eleva a sua frequência, o que permite a concatenação de cadeias multiplicadoras para a obtenção de fatores de conversão cada vez maiores.

Se um transistor é utilizado para amplificação linear então a potência de saída do conjunto é limitada pela máxima variação de tensão na base ou no coletor, porém se a oscilação de tensão a diferença de potencial entre base e emissor a junção passa a se comportar como um diodo retificador e distorções ocorrem. Quando ultrapassamos os limites de tensão da junção base emissor as distorções implicadas

geram componentes harmônicas da frequência aplicada à base, as quais são amplificadas linearmente pelo arranjo coletor emissor do transistor (Fielding, 2006).

No circuito presente na [Figura 27] alguns pontos-chave podem ser abordados. Como o oscilador local precisa manter-se estável em face de variações de temperatura, a adição de um resistor ao emissor dos transistores garante a manutenção de um pequeno nível de tensão na junção, o que ajuda a manter a corrente de coletor mais estável quando variações de temperatura ocorrem. Outro elemento crucial para o correto funcionamento do multiplicador de frequência é a adição de um nível de referência em tensão contínua na base do transistor, elevando assim a sensibilidade do amplificador. Deve-se manter uma relação entre os divisores de tensão das bases e os resistores dos emissores para que a tensão na base na ausência do sinal de frequência a ser multiplicado seja ligeiramente inferior ao ponto de condução da junção. No circuito ensaiado a tensão é de 0,60 V. O conjunto de capacitores e indutores são essenciais para manter a operação do sistema fora da zona de linearidade, essencialmente operando como um amplificador classe C e elevando os níveis das harmônicas, o que pode ser obtido alterando-se os valores dos resistores dos emissores. À medida que eleva-se o valor desse resistor o fator de multiplicação do conjunto aumenta, uma vez que essa medida reduz o ângulo de condução da junção e amplifica as harmônicas altas, movendo o amplificador cada vez mais fundo na zona de amplificação classe C.

Para a obtenção da frequência de 564,992857 MHz adotou-se um cristal com frequência harmônica de 37,667 MHz. O primeiro estágio de multiplicação construído em torno de Q1 é capaz de triplicar a frequência do sinal de entrada, enquanto o segundo multiplicador em centrado em Q2 multiplica cinco vezes a frequência na base dele. Portanto, o fator multiplicativo equivalente desse circuito é 15 vezes, resultando em um OL de aproximadamente 565,005 MHz.

As bobinas L1, L2 e L3 podem ser sensivelmente ajustadas, alterando assim o fator multiplicativo dos amplificadores até a obtenção da frequência desejada. A [Figura 28] ilustra a resposta espectral do OL após a realização dos ajustes necessários.



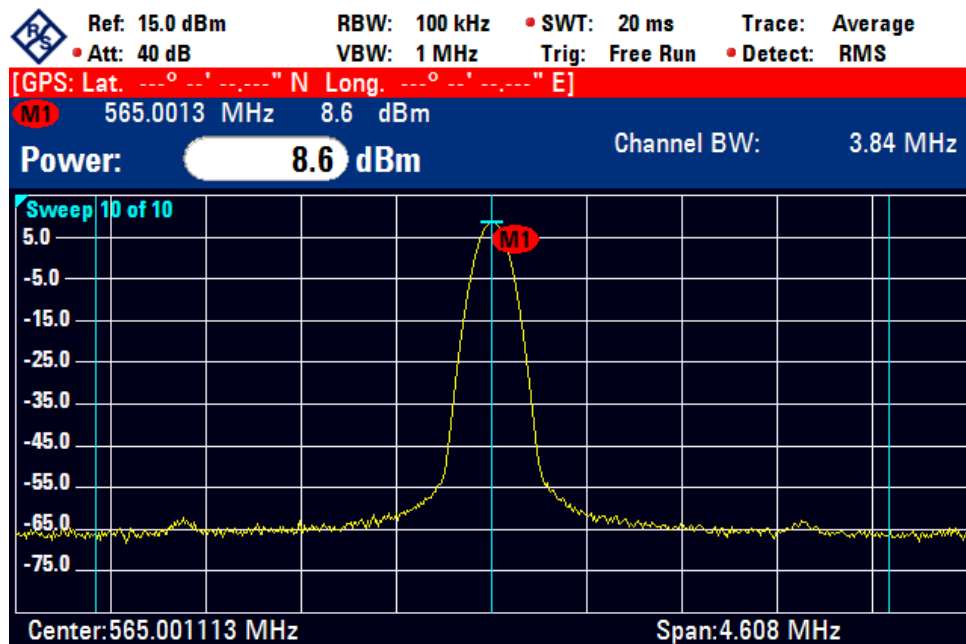


Figura 28 – Oscilador local UHF centrado na frequência 565 MHz.

Do espectro de frequências do oscilador exposto na [Figura 28] conclui-se que o sinal gerado possui baixo ruído de fase, dada a pequena largura de banda do pulso relativa a frequência central de oscilação. A frequência produto do circuito de multiplicação foi ajustada satisfatoriamente próxima do alvo.

A grande estabilidade frequencial do oscilador a cristal pode ser comprovada utilizando a mesma técnica empregada na obtenção da [Figura 16]. A avaliação do OL por um longo intervalo de tempo (aproximadamente 10 minutos) comprovou a inexistência de escorregamentos [Figura 29].

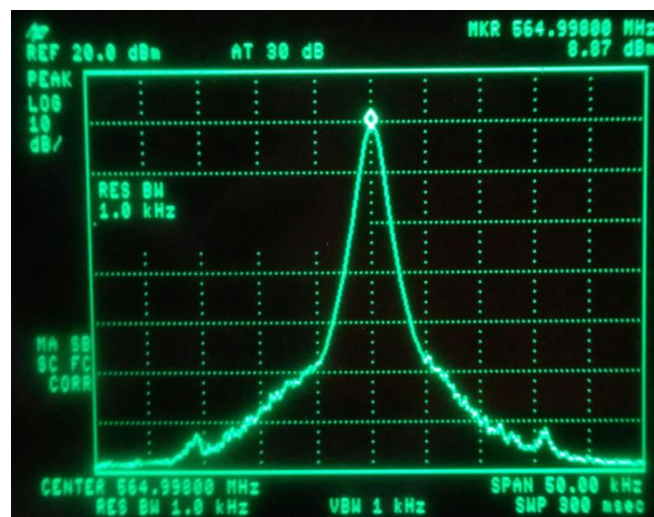
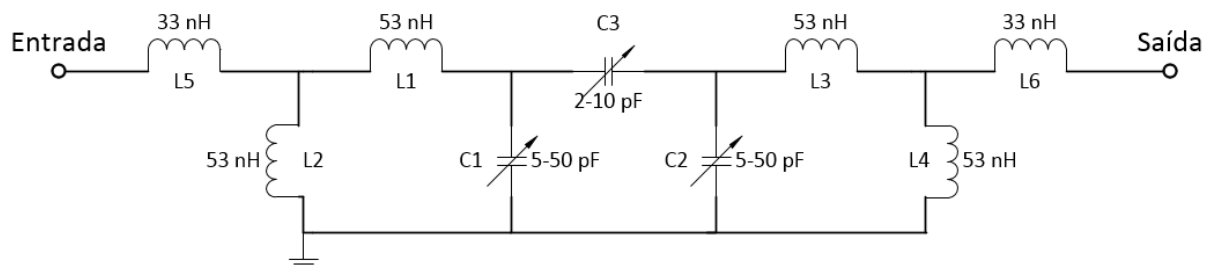


Figura 29 – Medida persistente de máximos do espectro do OL executada durante 10 minutos.

Da teoria de misturadores exposta acima, ao inserir o sinal do OL e do canal filtrado no misturador de frequências, obtêm-se a informação deslocada para a FI igual à diferença frequencial entre os dois sinais de entrada. Porém, devido às características não lineares desse processo, oscilações em frequências harmônicas também são criadas. Caso essas frequências percorram as etapas posteriores de elevação de frequência e de amplificação de potência, efeitos intermodulatórios degradantes para a informação modulada e prejudiciais aos serviços coexistentes no espectro podem decorrer. A utilização de uma nova etapa de filtragem permite que somente o sinal na FI desejada seja selecionado.

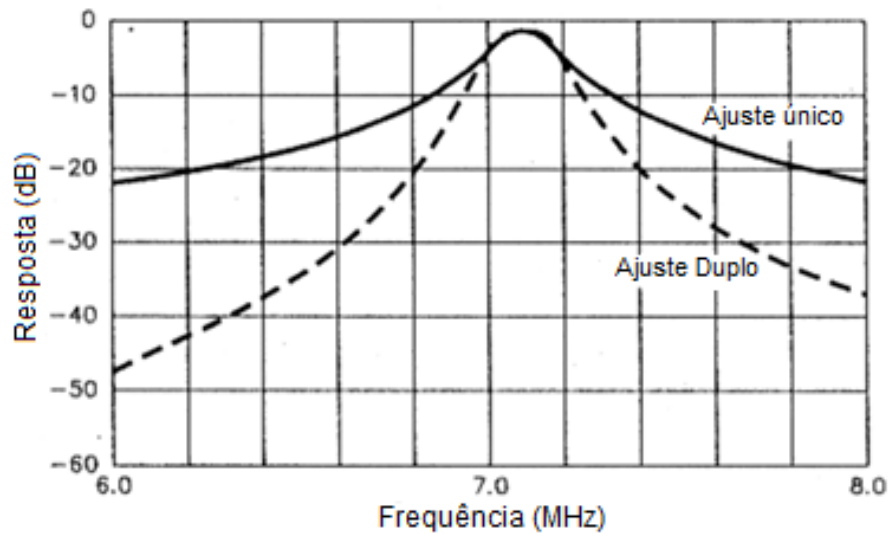
No circuito sob estudo a utilização de um filtro UHF de ajuste duplo permite fácil ajuste da resposta do filtro em toda a faixa de FI do serviço de teledifusão analógica. A [Figura 30] trás o esboço esquemático do filtro implantado no conversor PC4000.



**Figura 30** – Circuito do filtro UHF de ajuste duplo após adaptações.

Esse filtro UHF consiste em dois ressonadores acoplados juntos, acoplados por meio de uma capacitância (C3) que desempenha o papel de casamento de impedâncias entre os conjuntos LC (tanque indutor capacitor), permitindo que energia seja compartilhada pelos dois. De maneira que, teoricamente, podemos classificá-lo como um filtro *comblin*e de parâmetros condensados. A [Figura 31] ilustra o ganho quantitativo resultante da associação de ressonadores em circuitos de filtragem.

Uma análise direta da [Figura 31] permite constatar que a associação entre ressonadores, quando corretamente acoplados, torna o filtro mais seletivo sem implicar em aumento das perdas de inserção do mesmo.



**Figura 31** – A curva contínua demonstra a resposta em frequência de uma única associação LC acoplada, enquanto a linha tracejada destaca o ganho aportado pela associação de um segundo ressonador ao filtro acoplado.

Esse filtro recebe o termo “acoplado” em seu nome por ser construído em uma configuração que lhe torna adaptado para a impedância característica do circuito. No caso dos circuitos de transmissão, a impedância característica entre estágios é sempre igual a  $50 \Omega$ . O autotransformador configurado entre L1-L2 e o outro configurado entre L3-L4 desempenham o papel de acopladores de impedância de entrada e saída, respectivamente. Os ressonadores ajustáveis são formados pela associação entre L1-C1 e L2-C2. Os *trimmers* C1 e C2 são ajustados para a obtenção da banda passante do filtro enquanto L5 e L6 foram adicionados para reduzir as saias laterais da resposta em frequência, configurando assim um filtro mais seletivo.

Ao filtro de FI sucede-se um estágio de amplificação idêntico ao supracitado [Figura 22], a fim de compensar as perdas de inserção do filtro.

### 4.1.3. Avaliação do sinal em FI e deterioração do sinal de recepção

Descritos todos os elementos integrantes da cadeia de recepção, a resposta do conjunto pode ser obtida por ensaio. As [Figuras 32 e 33] permitem avaliar o desempenho do circuito de recepção desenvolvido até o momento.

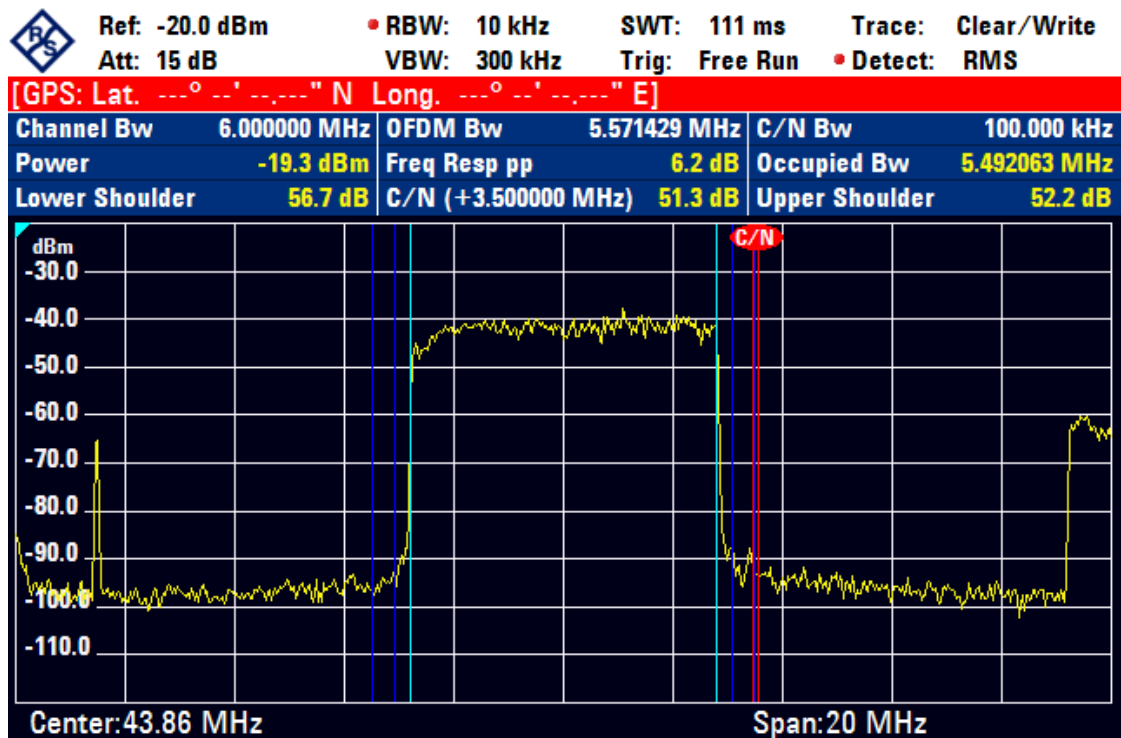


Figura 32 – Espectro OFDM de transmissão em FI obtido na saída do amplificador após o filtro de FI.

Comparando as [Figuras 32 e 14-b] podemos constatar que enquanto trabalhando em FI ainda verificamos a presença considerável de espúrios fora do canal de transmissão, fato explicado pela ausência do filtro mais seletivo do sistema, o filtro passa faixa de saída. A ausência desse filtro também acarreta uma relação C/N (potência do canal efetivo sobre o ruído) pouco inferior à margem normatizada, porém já é possível identificar uma melhora em relação àquela ensaiada anteriormente. Destaca-se por fim o ganho de linearidade do sistema verificado no caráter homogêneo do espectro de potência dentro do canal de transmissão.

Na [Figura 33] pode-se ver o diagrama de constelação dos símbolos codificados nas subportadoras OFDM a partir do sinal de recepção em FI. O analisador de sinal de

televisão dessa vez foi capaz de compreender o sinal e demodulá-lo, o que indica que as alterações realizadas sobre o sistema corrigiram até esse ponto as incompatibilidades congênitas do sistema nativo de televisão analógica quando atuando como retransmissor de um sinal de televisão digital.

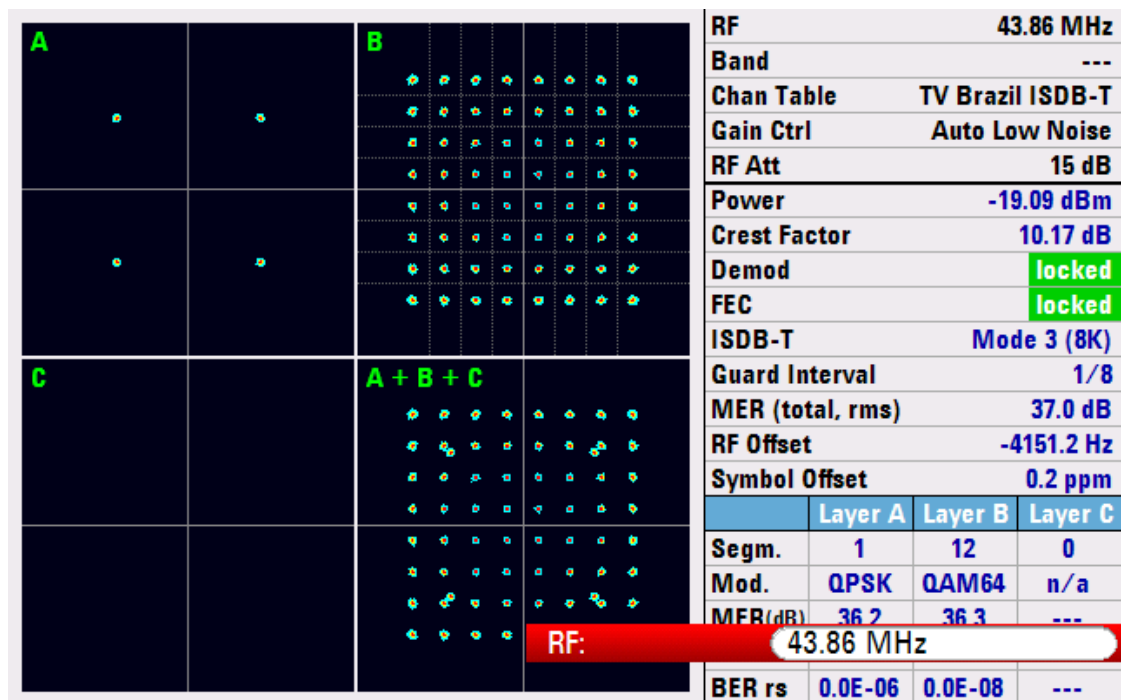
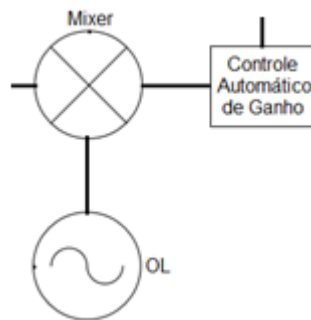


Figura 33 – Diagrama de constelação do símbolo OFDM demodulado a partir da FI.

A qualidade do sistema de retransmissão pode ser medida pelo quanto ele deteriora o sinal de recepção. Considerando que cada etapa de filtragem e deslocamento de frequência está fadada a deturpar as características originais da informação, o que se busca é minimizar esse efeito. A grandeza universalmente utilizada para quantificar essa qualidade é a taxa de erro de modulação (MER) que será mais bem estudada nas próximas sessões. Por hora, constatamos que a MER do símbolo OFDM em FI é igual a 37,0 dB. Uma medida preliminar determinou a MER de entrada do sinal digital de televisão em 39,1 dB, portanto a etapa de recepção degradou o sinal em 2,1 dB.

## 4.2. PROCESSAMENTO DO SINAL

A etapa de processamento de sinal consistia primordialmente na elevação de frequência do espectro OFDM em FI até a frequência do canal de transmissão, entretanto por condições de estabilidade do sistema um estágio de controle de nível da FI foi adicionado.

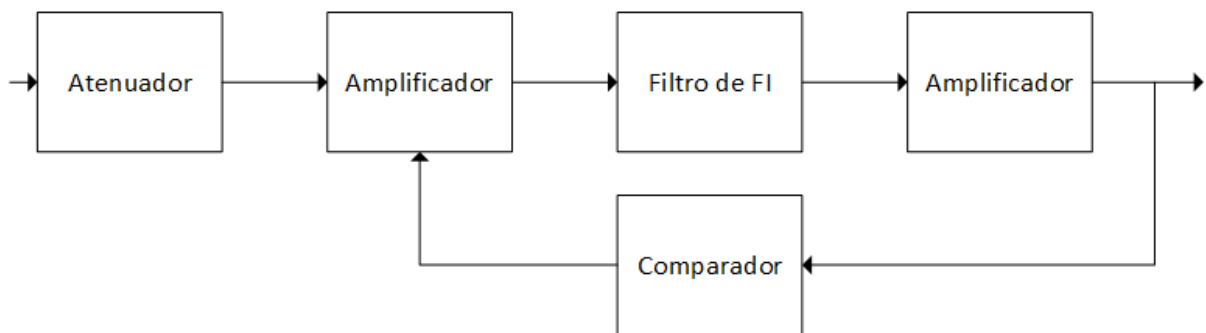


**Figura 34** – Elementos integrantes da etapa de processamento de sinal proveniente do estágio de recepção.

Condições de recepção variam estocasticamente. O tipo de antena, a quantidade de sinais refletidos que chegam à mesma ou o caminho percorrido pela componente de maior potência podem somente ser definidos por uma análise probabilística. Essa incerteza implica sobre o nível de sinal disponível após o estágio de recepção. Uma vez que essa quantidade é reflexo de amplificadores monolíticos de ganho linear, os ganhos e perdas do sistema não variam entre dois instantes distintos, portanto o sinal de entrada para o estágio de processamento acompanha desvios no nível de recepção do sinal de televisão digital.

O espectro resultante desse processamento é entregue ao estágio amplificador de saída, o qual também realiza uma amplificação linear, conforme discutiremos nas próximas sessões [Figura 11]. Portanto, inconsistências de recepção seriam transmitidas pelo retransmissor de televisão digital. Uma alternativa ao problema é a utilização de um controle automático de ganho entre o estágio de recepção e a amplificação de saída, o que mantém a potência de transmissão do conjunto estável.

Dentre os módulos que constituem o transmissor de televisão LD4250 utilizado, o amplificador de FI apresenta subsistemas adequados a essa função [Figura 34]. O sinal em FI proveniente dos estágios de recepção é inicialmente atenuado de 30 dB, o que garante que o sinal tratado pela associação amplificador-comparador não será suficientemente elevado para levá-la à saturação. Um ciclo de amplificação e filtragem acontece até que o nível de sinal na saída do último amplificador seja estável e aproximadamente igual a -10 dBm.



**Figura 35** – Etapas envolvidas no controle automático de ganho do sinal em FI.

O sistema de comparação baseia-se no circuito integrado de amplificadores operacionais LM358N, que a partir da comparação entre uma leitura de tensão convertida do sinal de saída com um valor de referência atua sobre o primeiro amplificador sistema, potencializando os efeitos do comparador e acelerando o processo de estabilização, O custo desse processo é grandes oscilações de potência até que o sistema esteja estabilizado.

Dentro dos limites do estado do Espírito Santo, os canais UHF de 21 a 24 são destinados à TV Gazeta. Considerando a melhor distribuição de canais sobre essa região de cobertura, optou-se pela retransmissão do sinal DTV no canal 21, permitindo assim que repetições desse sinal possam ser realizadas afastadas no espectro.

O oscilador local utilizado durante a elevação de frequência apresentou a mesma inaptidão natural para retransmissão de um sinal digital como o caso analisado anteriormente, elevado ruído de fase implicando em grande instabilidade frequencial.

Novamente um oscilador a cristal seguido por multiplicadores de frequência apresentou-se como a melhor alternativa para contornar o problema [Figura 36].

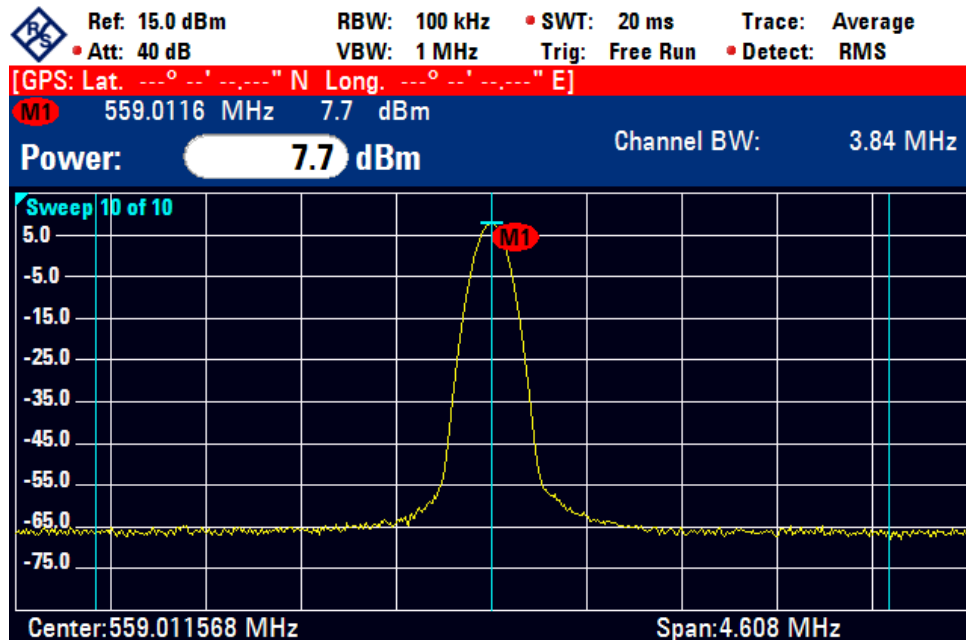


Figura 36 – Oscilador local UHF centrado na frequência 559 MHz.

O misturador selecionado para ser utilizado no estágio elevador de frequência foi SBL-1X, do fabricante Mini Circuits. Conforme indicado pelo fabricante esse componente apresenta ótima isolação entre entradas e saída, tipicamente 40 dB associada a uma baixa perda de inserção (5,8 dB). Assim como o anterior, trata-se de um misturador de frequências baseado em um anel de diodos [Figura 25].

Para obtermos o espectro DTV centrado na frequência destinada ao canal UHF 21, 515,142857 MHz conforme Tabela I na sessão apêndice, e considerando a frequência central do sinal convertido em FI igual a 43,86 MHz, podemos calcular a frequência necessária para o OL. Trabalhando com a diferença obtida a partir do OL, calcula-se que a frequência do oscilador deve ser igual a 559,002857 MHz. Da [Figura 36] constata-se que esse valor foi ajustado suficientemente próximo.

Considerando os desvios de frequência acumulado nos dois osciladores modificados, acumula-se 10,455 kHz de deslocamento em relação ao centro do canal UHF conforme definido na NBR 15.601. Essa mesma norma defini que 43,859



kHz sejam mantidos livres no início do espectro. Portanto, o desvio acumulado ainda respeita a normatização vigente.

Na [Figura 37] podemos constatar o efeito do controle de nível sobre a potência do sinal em canal 21, mantendo valor próximo a -10 dBm. Um pequena deterioração do sinal decorre do batimento de frequência, configurando uma perda acumulada na MER (medida de qualidade do sinal) de 3,5 dB.

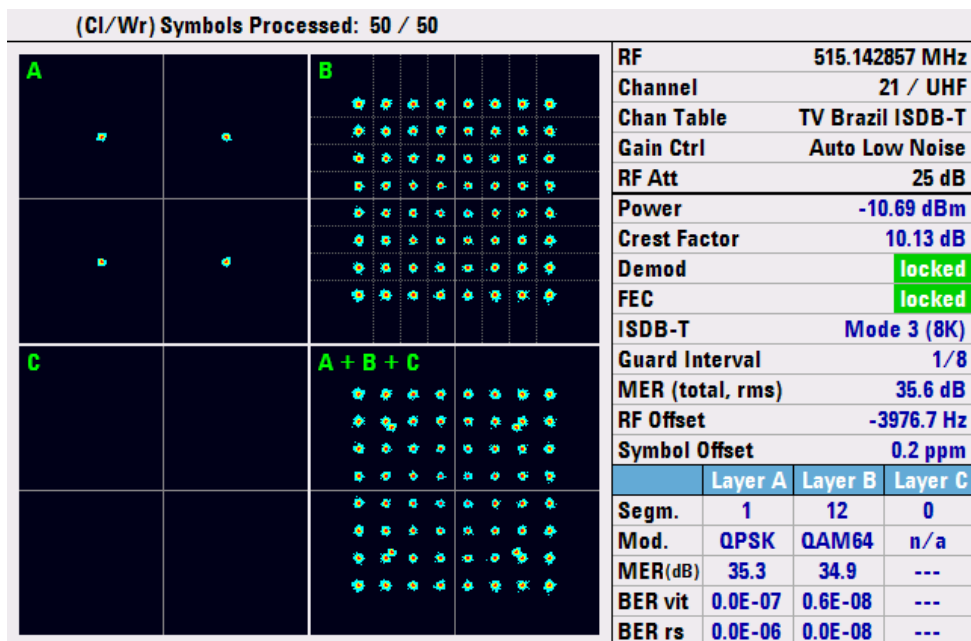
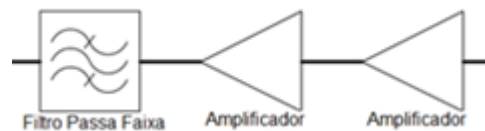


Figura 37 – Diagrama de constelação do símbolo OFDM demodulado do canal UHF 21.

### 4.3. AMPLIFICADOR DE SAÍDA

A etapa de amplificação de saída do espectro de transmissão DTV consiste na utilização de estágios amplificadores cascadeados para obtenção da potência de transmissão desejada, seguidos de uma filtragem no canal de transmissão.



**Figura 38** – Elementos integrantes da etapa de amplificação de potência para transmissão do espectro DTV.

Circuitos amplificadores de potência integram a grande maioria dos sistemas eletrônicos, em sua grande maioria por uma necessidade de obter grandes níveis de potência a partir de pequenos sinais de entrada. Por exemplo, amplificadores de rádio frequência utilizados em sistemas de telecomunicações podem ser utilizados para a produção de centenas de *kilowatts* de potência de saída.

Conforme esquematizado na [Figura 11] os estágios finais do retransmissor digital consiste de duas etapas de amplificação de potência. Condições reais de utilização exigem potência de transmissão superiores a 5 W, ou 37 dBm. Considerando-se a potência entregue pela etapa de processamento do sinal igual a -10 dBm, o ganho acumulado pelos dois amplificadores deve ser igual a 47 dB, porém para compensar perdas de inserção entre os módulos, adota-se ganho igual a 50 dB. Um valor extremamente elevado que explica a adoção de estágios de amplificação em cascata.

A utilização de transistores de potência na concepção de amplificadores permitem a obtenção ganhos elevados. Amplificadores de potência podem ser divididos em classes de acordo com as características da forma de onda da corrente de coletor para um determinado sinal de entrada. Com os avanços tecnológicos no campo de semicondutores, inúmeras classes foram desenvolvidas, porém algumas podem ser destacadas, sendo essas *A*, *B*, *C* e *AB*, cada uma com vantagens próprias.

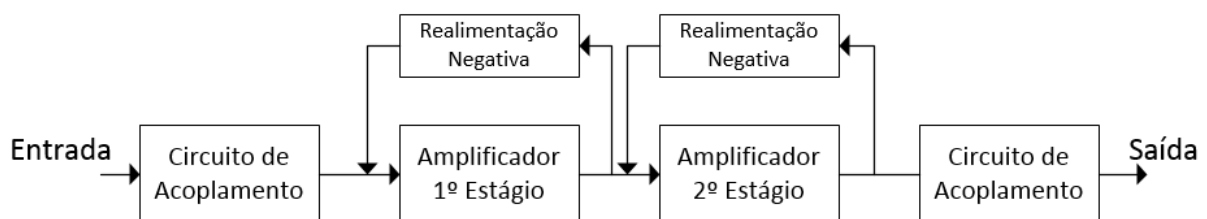
Dois características essenciais para amplificadores comerciais trabalhando com elevados valores de potência, são a linearidade do ganho, afim de reduzir distorções do sinal de entrada, e a eficiência da transformação de energia, por vias de manter a potência dissipada nos transistores em um valor mínimo e garantir que a máxima potência gerada seja entregue na saída do circuito.

Dentre as classes citadas, a *AB* combina a excelente linearidade da classe *A* com o ótimo rendimento inerente à classe *B* para obter uma relação de compromisso entre

essas duas virtudes. Para as finalidades desse trabalho foram utilizados única e exclusivamente amplificadores da classe *AB*.

O primeiro estágio de amplificação consiste em um equipamento comercializado pela empresa TecSys do Brasil, um amplificador banda larga operando desde valores DC até frequências inferiores a 1 GHz. O equipamento utilizado foi o modelo TS35 e possui ganho ajustável até 35 dB. As especificações técnicas desse modelo podem ser encontradas na Tabela VI da sessão Apêndice. Para garantir linearidade e eficiência acumuladas pelo amplificador, o primeiro estágio foi ajustado para ganho característico de 20 dB, garantindo assim que o nível de potência na entrada no segundo estágio seja mantido em valores aceitáveis.

Para a obtenção dos níveis de potência desejados na saída do sistema, um segundo estágio de amplificação foi utilizado. Esse módulo é intrínseco ao transmissor LD4250 tomado como plataforma de desenvolvimento do retransmissor digital. Consiste em um amplificador otimizado para a faixa de UHF, apresentando grande linearidade e baixa atenuação para a toda a banda UHF para teledifusão. Possui dois estágios de amplificação em configuração cascata sequencial [Figura 38], sendo ambos baseados na tecnologia LDMOS (MRF 184), que proporcionam grande linearidade, quando polarizados para trabalharem em classe *AB*, associada a um excelente rendimento.



**Figura 39** – Diagrama alto nível do segundo estágio de amplificação de potência.

A fim de reduzir-se a distorção do sinal de entrada durante a etapa de amplificação, a polarização dos transistores foi alterada. Atuando sobre o circuito de polarização em corrente contínua da junção porta-fonte dos transistores foi possível reduzir a corrente de dreno dos amplificadores, assim afastando-os da região de saturação, por consequência estabilizando-os na zona ôhmica de operação. Essas alterações

implicam sobre o circuito de realimentação, afetando assim o ganho da associação, que foi ajustado até a obtenção do valor desejado de 30 dB.

Conforme a teoria de misturadores abordada nas sessões anteriores, o processo de elevação de frequência resulta na aparição de sinais em frequências harmônicas da FI. A existência dessas emissões espúrias ocorre fora dos limites do canal UHF buscado e podem interferir em outros serviços. Para suprimir a transmissão desses sinais e aproximar o espectro de transmissão da máscara crítica prevista na norma, a utilização de um último estágio de filtragem é necessária.

Um filtro *comblin* constituído de sete cavidades ressonantes foi selecionado para dirimir a transmissões espúrias. Da teoria de filtros de cavidades ressonantes, sabemos que o acréscimo no número de cavidades associadas torna o filtro mais seletivo, aumentando o declive da resposta em frequência nas bandas laterais. A [Figura 40] trás a resposta em frequência para o filtro passa faixa de saída obtida com um analisador de rede.

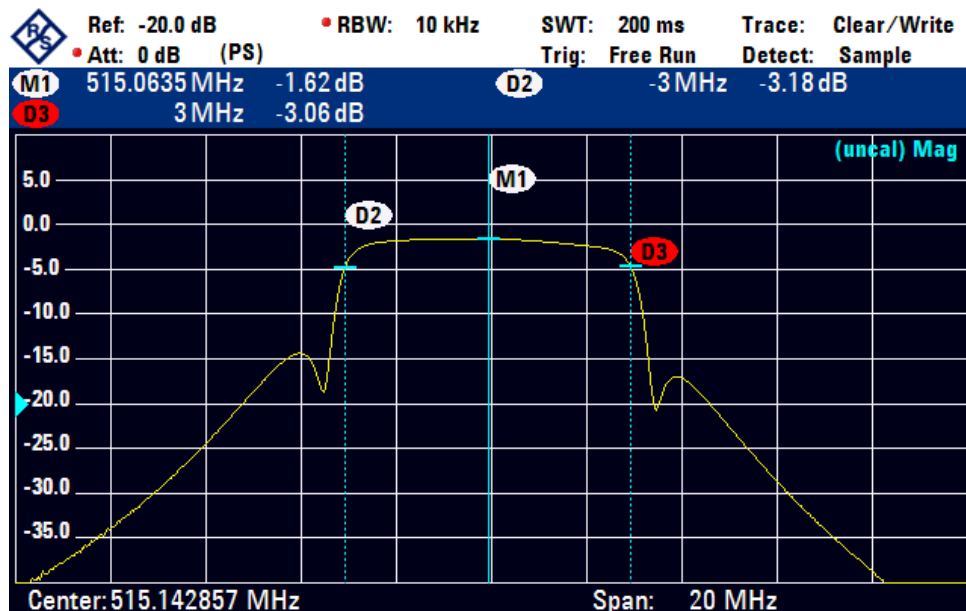


Figura 40 – Resposta no domínio da frequência de um filtro passa faixa *comblin* de sete cavidades.

## 5. ANÁLISE DOS RESULTADOS

### 5.1. MEDIDA DA QUALIDADE DO SINAL DE TELEDIFUSÃO

Os dados que descrevem a informação a ser teledifundida pelos sistemas de televisão digital são codificadas em palavras binárias que por sua vez são utilizadas no processo de modulação de portadoras para transmissão. Durante o processamento e distribuição dessa informação o sinal produzido pode ser afetado por danos provenientes das mais variadas fontes. Em sistemas de distribuição terrestre podemos destacar os prejuízos decorrentes de distorções de amplitude, de fase, não lineares e lineares de acordo com a fonte de origem (Rodrigues, 2015).

No sistema brasileiro de televisão digital os serviços providos pelas emissoras de televisão são modulados em OFDM por meio de modulação QAM. Nesse processo as subportadoras ortogonais são alteradas em fase e amplitude de acordo com a palavra binária traduzida para um símbolo na constelação QAM.

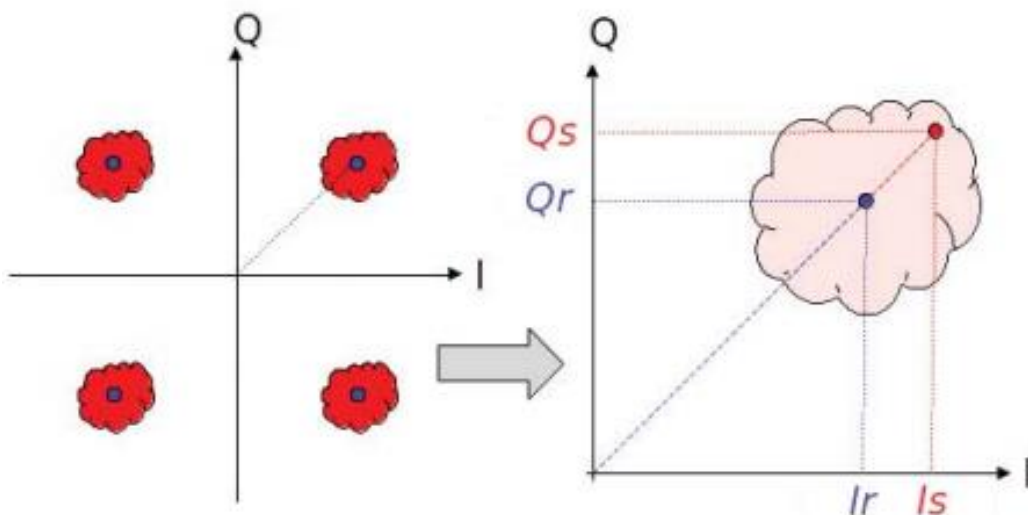
Independente da fonte da distorção, a ocorrência dessas circunstâncias extenuantes impactam diretamente sobre as etapas de demodulação e decodificação dos símbolos transmitidos. Cada símbolo condiz com uma mudança única da portadora em fase e em amplitude. À medida que o sinal, consistindo em um conjunto de símbolos, é submetido a diferentes processos, de amplificação, de deslocamento de frequência e de filtragem, por exemplo, o símbolo transmitido (como é referido aquele que percorre toda a cadeia de transmissão) distancia-se do símbolo real (posição bem definida pelo modelo matemático que descreve a modulação). O vetor que mede a distância entre esses dois símbolos é uma medida do erro inserido durante o processo e recebe o nome de *Error Vector Magnitude* (EVM) (Fischer, 2010). A EVM provê uma simples e quantitativa figura de mérito de sinais modulados digitalmente.

A taxa de erro de modulação (*Modulation Error Rate* – MER) é uma alternativa para se mensurar a EVM e um importante parâmetro para a avaliação de desempenho de sistemas de transmissão de televisão digital. Não é errado dizer que ela mede a

SNR de toda a constelação. A medida quantitativa da MER é definida como a razão da potência de um sinal de referência pela potência da EVM para o sinal aferido. Pode ser matematicamente traduzida pela [Equação 32].

$$MER = 10 \log \left( \frac{\sum_{k=1}^N (I_{rk}^2 + Q_{rk}^2)}{\sum_{k=1}^N [(I_{rk}^2 - I_{sk}^2) + (Q_{rk}^2 - Q_{sk}^2)]} \right) \quad (\text{Eq. 32})$$

onde  $(I_{rk}, Q_{rk})$  e  $(I_{sk}, Q_{sk})$  representam as partes real e imaginária dos símbolos de referência e real, respectivamente. A MER será maior quanto menor for o desvio entre os símbolos real e imaginario. A [Figura 41] representa graficamente a disposição desses símbolos.



**Figura 41** – Distribuição gráfica das grandezas envolvidas na definição da MER.

Relativamente, quanto maior a MER maior será a área de cobertura para um transmissor digital, uma vez que essa medida infere quanto à probabilidade de ocorrência de erros durante a demodulação do sinal de teledifusão. Portanto, trata-se também de uma importante medida da qualidade de um sistema de transmissão DTV.

O sistema de modulação não cria símbolos perfeitos, portanto a MER na saída de um transmissor é consequência de ruídos e distorções presentes no sistema.

Para o retransmissor digital em estudo, as etapas de filtragem implicam em distorções de amplitude, enquanto o ruído de fase dos osciladores locais podem resultar em distorções de fase do sinal modulado, os amplificadores quando polarizados fora da região linear podem resultar em distorções não lineares. Esse conjunto de fatores impacta a MER de saída do retransmissor, sendo medida como uma degradação da MER de entrada do sistema.

Uma vez que o sinal não é demodulado durante o processo de retransmissão a ocorrência de erros não pode ser corrigida pela codificação de canal, portanto a MER de saída do sistema é limitada pelo valor de entrada.

## 5.2. ANÁLISE CRÍTICA

Nesta sessão apresentam-se as principais avaliações do protótipo construído conforme a [Figura 11], encarando-se os desafios e dificuldades técnicas supracitados.

De acordo com a evolução descrita na sessão anterior um retransmissor consistindo em três estágios – recepção, processamento e amplificação do sinal - foi planejado e ensaiado em laboratório [Figura 42]. Nessa imagem estão presentes todos os estágios integrantes do retransmissor digital construído, a etapa de recepção do sinal DTV (região A), o oscilador local preparado para o rebaixamento de frequência (região B), o controle automático de nível do sinal em FI (região C), o oscilador local preparado para a elevação de frequência (região D), o misturador de frequência para elevar o espectro DTV da FI para o canal de transmissão (região E), o primeiro estágio de amplificação de saída (região F), o segundo estágio de amplificação de saída (região G) e o filtro de canal de saída (região H).

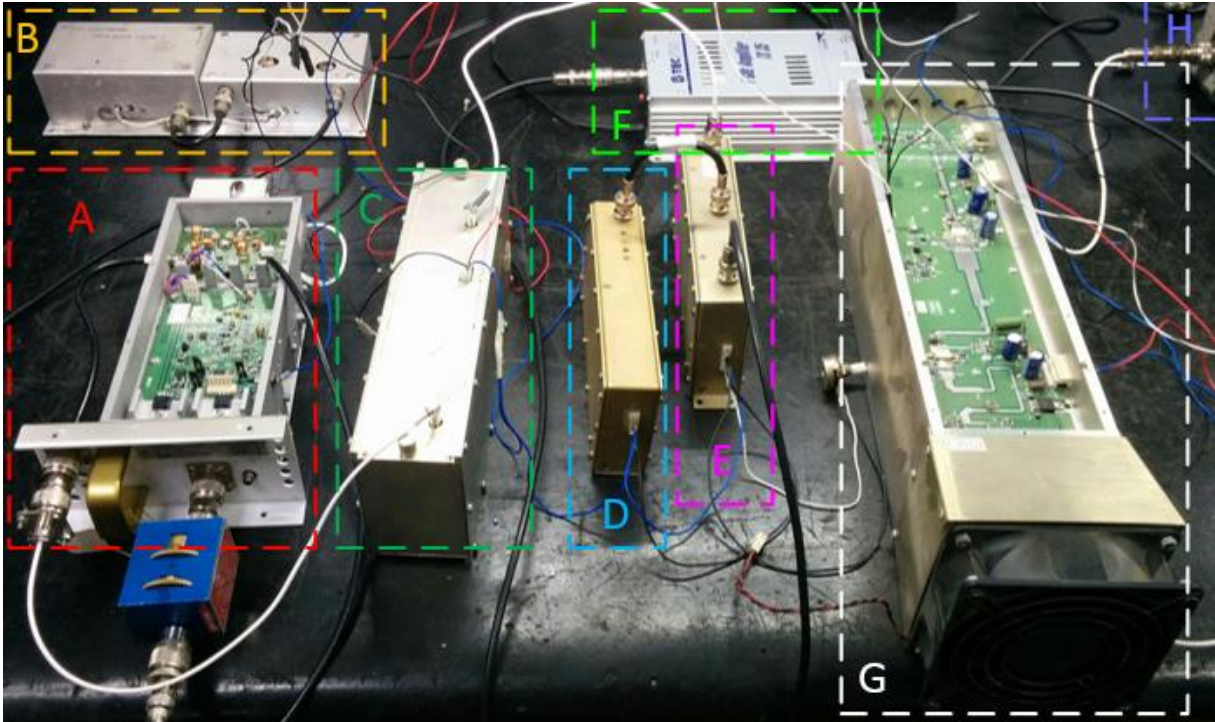


Figura 42 – Retransmissor digital modular preparado para ensaio e testes de performance.

O espectro OFDM [Figura 43] medido com o auxílio do analisador de espectro, configurado em acordo com a normatização vigente, destaca a ocupação da faixa UHF destinada à teledifusão ocupada pelo retransmissor digital.

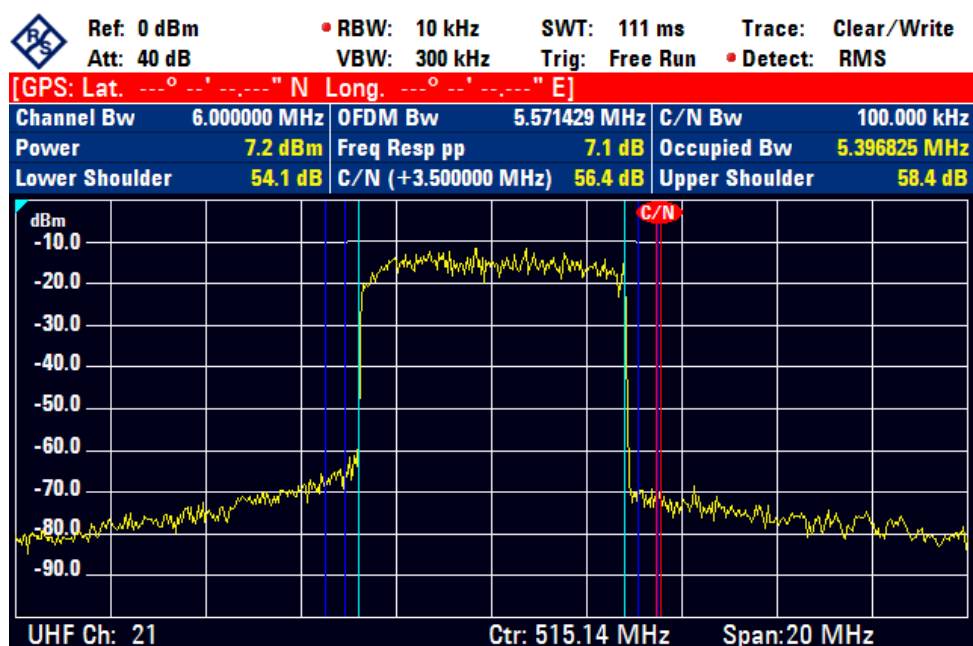
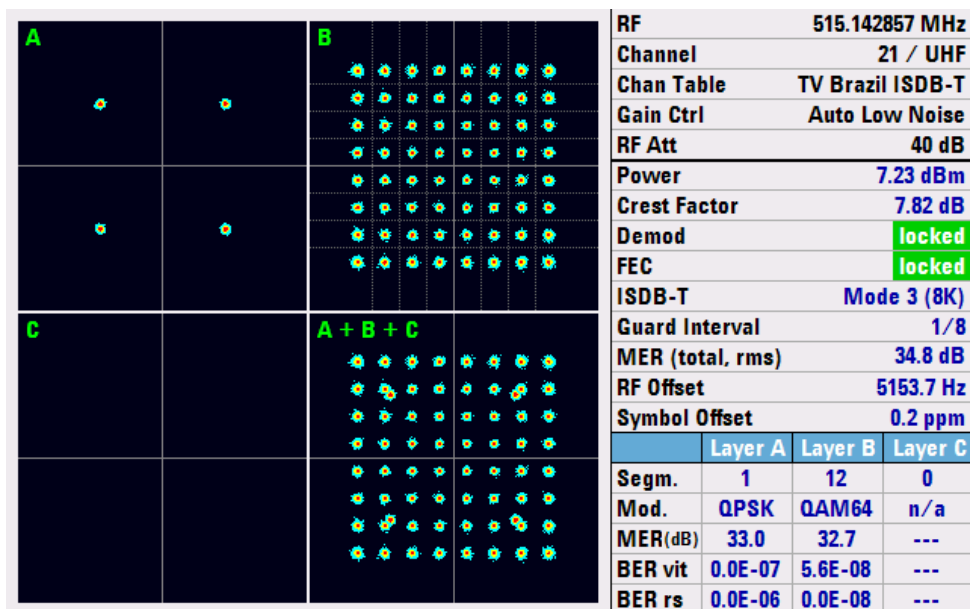


Figura 43 – Espectro OFDM de saída do retransmissor digital centrado no canal UHF 21.



De uma avaliação quantitativa da [Figura 43] comparando-a com a [Figura 13-b], é imediata a constatação do ganho do novo sistema no que tange a limitação do espectro OFDM ao canal de teledifusão desejado. Conforme a máscara de transmissão definida na NBR 15.601 [Figura 17], no ponto de corte crítico, situado 3,5 MHz acima da frequência central do canal, a relação C/R obtida com o retransmissor desenvolvido é igual a 56,4 dB e atende não somente às condições subcríticas (48 dB), como também à condição de máscara crítica (55 dB). Portanto, o equipamento confeccionado é capaz de conviver com demais serviços em canais adjacentes sem produzir espúrios interferentes.

Uma vez transmitido o espectro OFDM, a correta demodulação do conjunto de portadoras ortogonais permite recuperar os símbolos codificados. No ensaio realizado, o canal UHF 22 foi retransmitido no canal UHF 21. Nesse canal encontra-se o serviço de teledifusão digital disponibilizado pela TV Gazeta do Espírito Santo modulado internamente em 64QAM. A [Figura 44] expõe o diagrama de constelação do sinal na saída do retransmissor.



**Figura 44** – Diagrama de constelação na saída do retransmissor digital centrado no canal UHF 21.

Depois de seguidas etapas de filtragem do sinal, deslocamentos de frequência e amplificação de potência, o sinal acumula pequenas distorções, o que se traduz em perda de qualidade do sinal de teledifusão digital entre a entrada e a saída do

retransmissor digital. Conforme exposto na sessão precedente, a qualidade do serviço digital pode ser mensurada avaliando-se a MER. Na saída do arranjo uma MER igual a 34,8 dB foi medida [Figura 44], o que, considerando-se a qualidade aferida na entrada do sistema igual a 39,1 dB, indica que a deterioração incluída pelo sistema retransmissor é igual a 4,3 dB.

Hoje transmissores digitais de televisão no padrão ISDB-Tb são comercializados com MER característica a partir de 35 dB, portanto podemos concluir que, apesar de a qualidade de saída do conjunto ensaiado ser dependente da qualidade do sinal de recepção, o retransmissor digital estudado apresenta desempenho compatível com o mercado para sinais de referência com MER superior a 39,3 dB.

A medição desse sinal foi realizada a partir de uma amostra atenuada 30 dB do sinal de transmissão, resultando em uma leitura de potência igual a 7,23 dBm [Figura 43]. Portanto a potência de saída do conjunto é igual a 37,23 dBm, ou 5,28  $W_{rms}$ .

A nível ilustrativo, constatamos a linearidade da MER para todos os segmentos que constituem o espectro OFDM de teledifusão digital [Figura 45]. Destaque para o valor elevado da MER da TMCC, essencial para a correta demodulação e decodificação do serviço DTV.

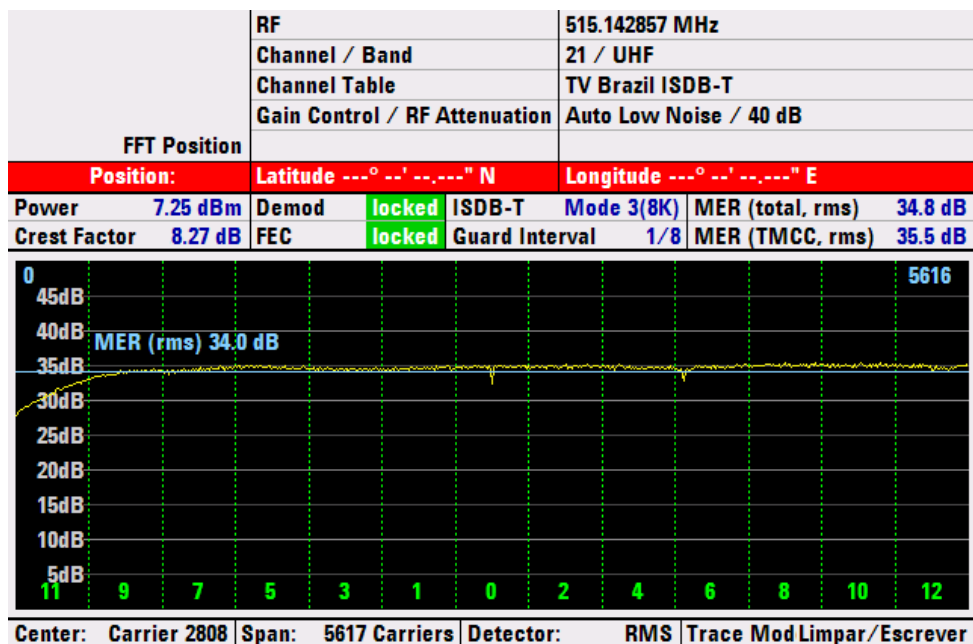


Figura 45 – Medida da MER para cada segmento o espectro OFDM de transmissão.

## 6. CONCLUSÃO

Nesta sessão apresentam-se as principais conclusões deste trabalho. No segundo capítulo apresenta-se a evolução tecnológico transcorrida no universo da teledifusão que levou à problemática abordada na proposta deste estudo.

Seguidamente, no terceiro capítulo os percalços que se posicionam ante a realização dos objetivos traçados para este trabalho são avaliados. A partir de modelos matemáticos que sucedem e reforçam a análise qualitativa das medidas de desempenho do transmissor analógico operando como retransmissor de televisão digital foi possível inferir as barreiras cruciais que precisavam ser rompidas para tornar viável o sistema proposto. Essa sequência apontou dois problemas críticos para a retransmissão ensaiada, o escorregamento de frequência dos osciladores locais do sistema e obtenção da máscara do espectro OFDM de transmissão conforme definido na normatização vigente. O arranjo da [Figura 11] foi proposto para condição de ótima retransmissão.

O acompanhamento do desenvolvimento do protótipo prosseguiu no capítulo 4, onde as várias etapas envolvidas no modelo de retransmissão digital de televisão proposta, bem como os estágios que compõem essas etapas foram explanados. A utilização de osciladores a cristal para os estágios de deslocamento de frequência e a filtragem distribuída do sinal de transmissão permitiu que os problemas apontados no capítulo anterior fossem superadas.

Finalmente, o quinto capítulo aborda o desempenho do protótipo construído. Uma maneira de se avaliar a qualidade da transmissão de televisão digital foi definida. De acordo com essa proposta, o retransmissor digital desenvolvido neste trabalho provou-se fiel aos principais aspectos exigidos pela NBR 15.601, atendendo às condições de máscara crítica de transmissão, com atenuação no ponto de aferição 3,5 dB acima da frequência central do canal de transmissão igual à 56,4 dB. A degradação do sinal alcançada pelo arranjo é igual à 4,3 dB. Considerando que os transmissores comerciais localizados nas principais estações de transmissão apresentam elevada MER de saída, próxima a 40 dB, o retransmissor provou-se capaz de retransmitir um sinal de televisão digital com qualidade. A potência de

saída alcançada pelo sistema foi superior ao limite útil imposto, superando o limiar de 5 W.

Avaliando o objetivo geral deste trabalho, conclui-se que o protótipo desenvolvido atendeu às especificações traçadas, tornando-o uma alternativa para empregar a tecnologia obsoleta oriunda da transição do sistema de televisão analógico para digital. De uma maneira geral, os transmissores analógicos comercializados durante as últimas décadas possuem estrutura interna bastante similar, o que torna os resultados deste estudo abrangente e não limitados aos equipamentos utilizados como base para os ensaios aqui descritos. Portanto, a repetição sistemática dos passos aqui indicados permite a transformação de transmissores analógicos desativados em retransmissores digitais de baixa potência, podendo ser utilizados para manutenção da região de cobertura da emissora quando do desligamento analógico, retardando assim grandes investimentos que seriam necessários pelas emissoras de televisão e auxiliando em sua saúde financeira, além de mitigar o acúmulo de lixo tecnológico ao final desse processo migratório.

## 7. REFERÊNCIAS

HOGAN, John Vincent Lawless. *The Early Days of Television*. Journal of the Society of Motion Picture and Television Engineers. Estados Unidos, v. 63, n. 5, p. 169-173, nov. 1954.

JENSEN, Alex G. *The Evolution of Modern Television*. Journal of the Society of Motion Picture and Television Engineers. Estados Unidos, v. 63, n. 5, p. 174-188, nov. 1954.

LULE, jack. *Mass Communication, Media and Culture*. cap. 9. 1 ed. Creative Commons, 2012. Disponível em: <<http://2012books.lardbucket.org/books/mass-communication-media-and-culture/index.html>>. Acesso em: 08 set. 2016.

JEZEK, Geno. *The History of Television*. [S.l.]. Disponível em: <<http://www.thehistoryoftelevision.com/>>. Acesso em: 08 set. 2016.

FULLARD, Martin. *Seeing by Wireless: How John Logie Baird changed the world*. Gulf News Technology. Dubai, Emirados Árabes Unidos. 01 out. 2015. Disponível em <<http://gulfnews.com/guides/life/technology/seeing-by-wireless-how-john-logie-baird-changed-the-world-1.1592464>>. Acesso em: : 09 set. 2016.

CORDEIRO, Letícia. *Apenas 48 países completaram a migração para a TV Digital, diz UIT*. Tela Viva. São Paulo, 18 jun. 2015. Disponível em <<http://convergecom.com.br/telaviva/pa/18/06/2015/apenas-48-paises-completaram-a-migracao-para-a-tv-digital-diz-uit/>>. Acesso em: 11 set. 2016.

KENNY, Robert; FOSTER, Robin; SUTER, Tim. *The Value of Digital Terrestrial Television in an Era of Increasing Demand for Spectrum*. Reino Unido: [S.n.], jan. 2014. Disponível em <[http://www.digitaluk.co.uk/\\_\\_data/assets/pdf\\_file/0015/87000/The\\_Value\\_of\\_DTT\\_in\\_an\\_era\\_of\\_increasing\\_demand\\_for\\_spectrum\\_20-1-14.pdf](http://www.digitaluk.co.uk/__data/assets/pdf_file/0015/87000/The_Value_of_DTT_in_an_era_of_increasing_demand_for_spectrum_20-1-14.pdf)>. Acesso em: 11 set. 2016.

DAMBACHER, Paul. *Digital Terrestrial Television Broadcasting: Designs, Systems and Operation*. Tradução de Horst E. von Renouard. 1ed. Berlin, Alemanha: Springer Verlag, 1998.

SCHLYTER, Paul. *Analog TV Broadcast Systems*. Stockholm, Sweden, 12 nov. 2000. Disponível em <<http://www.stjarnhimlen.se/tv/tv.html>>. Acesso em: 15 set. 2016.

GUPTA, Rajiv G. *Television Engineering and Video Systems*. 1ed. New Delhi, India, Tata McGraw-Hill, 2006.

DHAKE, Arvind M. *Television and Video Engineering*. 2 ed. New Delhi, India, Tata McGraw-Hill, 1995.

ADRICK, Jay C. Analog Television Transmitters. In: WILLIAMS, Edmund A. (Org.). *National Association of Broadcasters: Engineering Handbook*. 10 ed. Estados Unidos, Focal Press, 2007, cap. 6.1.

JENKINS, Brett; FREBERG, John. Digital Television Transmitters. In: WILLIAMS, Edmund A. (Org.). *National Association of Broadcasters: Engineering Handbook*. 10 ed. Estados Unidos, Focal Press, 2007, cap. 6.1.

EVANS, Brian L. *Lecture Notes on Analog TV*. Texas, Estados Unidos, 2008. Disponível em < [http://users.ece.utexas.edu/~bevans/courses/ee381k/lectures/analog\\_tv/Analog\\_TV\\_MPEG.pdf](http://users.ece.utexas.edu/~bevans/courses/ee381k/lectures/analog_tv/Analog_TV_MPEG.pdf)>. Acesso em: 17 set. 2016.

SANTOS, Denise Alves dos. *Rádiodifusão: regulamentação no Brasil*. Revista Jus Navigandi, Teresina, ano 20, n. 4334, 14 maio 2015. Disponível em < <https://jus.com.br/artigos/32975>>. Acesso em: 17 set. 2016.

SILVA, George Martins da. *TV Analógica x TV Digital*. Brasil, abr. 2008. Disponível em < <http://meuartigo.brasilecola.uol.com.br/atualidades/tv-analogica-x-tv-digital.htm>>. Acesso em 17 set 2016.

BRASIL. Resolução nº 583, de 27 de março de 2012. Altera o Regulamento Técnico para Prestação do Serviço de Radiodifusão de Sons e Imagens e de Retransmissão de Televisão. *Diário Oficial da República Federativa do Brasil*, Brasília, 05 abr. 2012. Disponível em < <http://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/34-2012/146-resolucao-583#item3>>. Acesso em 19 set. 2016.

PEREIRA, Livia Cirne de Azevêdo; BEZERRA, Ed Porto. *Televisão Digital: do Japão ao Brasil*. Revista do Programa de Pós Graduação em Comunicação da

Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, ano 1, n. 1, dezembro 2008. Disponível em < <https://periodicos.ufpb.br/index.php/cm/article/view/11628> >. Acesso em 21 set 2016.

FASOLO, Sandro Adriano; et al. *Sistemas de Modulação para Transmissão de Televisão Digital de Alta Definição*. Revista Científica Periódica – Telecomunicações, São Paulo, vol. 3, n. 1, abril 2000. Disponível em < <http://www.inatel.br/revista/busca/214-sistemas-de-modulacao-s458802-1/file> >. Acesso em 27 set 2016.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *NBR 15.601: Televisão Digital Terrestre – Sistemas de Transmissão*. Rio de Janeiro, 07 abr 2008.

JUNIOR, Hélio Coelho. *Sistema de Transmissão no Padrão Brasileiro de TV Digital*. Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2008. Disponível em < <http://www.midia.com.uff.br/~debora/fsmm/trab-2008-2/transmissao.pdf> >. Acesso em 06 out 2016.

PULIKKONATTU, Rethnakaran. *Oscillator Phase Noise and Sampling Jitter*. Notas técnicas providas por ST Microelectronics. Bangalore, 12 jun 2007. Disponível em < [http://documents.epfl.ch/users/p/pu/pulikkoo/private/report\\_pn\\_jitter\\_oscillator\\_ratna.pdf](http://documents.epfl.ch/users/p/pu/pulikkoo/private/report_pn_jitter_oscillator_ratna.pdf) >. Acesso em 10 out 2016.

PIETTE, Bernard. *VHF/UHF Filters and Multicouplers: Application of Air Resonators*. 2ed. Londres, Reino Unido, John Wiley & Sons Inc, 2010.

MATIAS, Miguel Correia da Silva. *Projecto de Filtros de Microondas e Ondas Milimétricas*. 2011. 98 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores) – Instituto Superior Técnico. Universidade Técnica de Lisboa, Lisboa, Portugal.

BERT, Henderson. CAMARGO, Edmar. *Microwave Mixer Technology and Applications*. 1ed. Boston, Estados Unidos, Artech House, 2013.

ROSUM, Iulian. *Frequency Multipliers*. Personal Notes. [S.l.: s.n.]. [200-?].

WENZEL, Charler. *Chosing a Frequency Multiplier's Waveform*. Technical Notes. Wenzel Associates Inc. Texas, Estados Unidos. 1995.

FIELDING, John. *Transistor Frequency Multipliers*. VHF Communications Magazine. Kent, Reino Unido. v. 4. 2006.

RODRIGUES, Henry Douglas. *Influence of Modulation Error Rate on Transmitter Coverage Area*. Revista da Sociedade de Engenharia de Televisão. São Paulo, Brasil. Ed. 154. p 84-92, out 2015. Disponível em < [http://set6.tempsite.ws/artigos/ed154/154\\_revistadaset\\_84.pdf](http://set6.tempsite.ws/artigos/ed154/154_revistadaset_84.pdf)>. Acesso em 17 out 2016.

FISCHER, Walter. *Digital Video and Audio Broadcasting Technology: A Practical Engineering Guide*. 2ed. Nova Iorque, Estados Unidos. Springer, 2008.



## 8. APÊNDICE

### 8.1. Tabela I – Canalização da faixa UHF para serviços de teledifusão.

Canal	Frequência inicial MHz	Frequência final MHz	Frequência central da portadora central do sinal MHz
14	470	476	473 + 1/7
15	476	482	479 + 1/7
16	482	488	485 + 1/7
17	488	494	491 + 1/7
18	494	500	497 + 1/7
19	500	506	503 + 1/7
20	506	512	509 + 1/7
21	512	518	515 + 1/7
22	518	524	521 + 1/7
23	524	530	527 + 1/7
24	530	536	533 + 1/7
25	536	542	539 + 1/7
26	542	548	545 + 1/7
27	548	554	551 + 1/7
28	554	560	557 + 1/7
29	560	566	563 + 1/7
30	566	572	569 + 1/7
31	572	578	575 + 1/7
32	578	584	581 + 1/7
33	584	590	587 + 1/7
34	590	596	593 + 1/7
35	596	602	599 + 1/7
36	602	608	605 + 1/7
37	Não usado para televisão	Não usado para televisão	Não usado para televisão
38	614	620	617 + 1/7
39	620	626	623 + 1/7
40	626	632	629 + 1/7
41	632	638	635 + 1/7
42	638	644	641 + 1/7
43	644	650	647 + 1/7
44	650	656	653 + 1/7
45	656	662	659 + 1/7
46	662	668	665 + 1/7
47	668	674	671 + 1/7
48	674	680	677 + 1/7
49	680	686	683 + 1/7
50	686	692	689 + 1/7
51	692	698	695 + 1/7
52	698	704	701 + 1/7
53	704	710	707 + 1/7
54	710	716	713 + 1/7
55	716	722	719 + 1/7
56	722	728	725 + 1/7
57	728	734	731 + 1/7
58	734	740	737 + 1/7
59	740	746	743 + 1/7
60	746	752	749 + 1/7
61	752	758	755 + 1/7
62	758	764	761 + 1/7
63	764	770	767 + 1/7
64	770	776	773 + 1/7
65	776	782	779 + 1/7
66	782	788	785 + 1/7
67	788	794	791 + 1/7
68	794	800	797 + 1/7
69	800	806	803 + 1/7

## 8.2. Tabela II – Parâmetros do sistema de transmissão.

Parâmetros		Valores
1	Número de segmentos	13
2	Largura do segmento	$6\ 000/14 = 428,57\ \text{kHz}$
3	Banda ocupada	5,575 MHz (modo 1) 5,573 MHz (modo 2) 5,572 MHz (modo 3)
4	Número de portadoras	1 405 (modo 1) 2 809 (modo 2) 5 617 (modo 3)
5	Método de modulação	DQPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
6	Duração dos símbolos ativos	252 $\mu\text{s}$ (modo 1) 504 $\mu\text{s}$ (modo 2) 1 008 $\mu\text{s}$ (modo 3)
7	Espaçamento de portadoras	$B_{ws}/108 = 3,968\ \text{kHz}$ (modo 1) $B_{ws}/216 = 1,984\ \text{kHz}$ (modo 2) $B_{ws}/432 = 0,992\ \text{kHz}$ (modo 3)
8	Duração do intervalo de guarda	1/4, 1/8, 1/16, 1/32 da duração do símbolo ativos 63; 31,5; 15,75; 7,875 $\mu\text{s}$ (modo 1) 126; 63; 31,5; 15,75 $\mu\text{s}$ (modo 2) 252; 126; 63; 31,5 $\mu\text{s}$ (modo 3)
9	Duração total dos símbolos	315; 283,5; 267,75; 259,875 $\mu\text{s}$ (modo 1) 628; 565; 533,5; 517,75 $\mu\text{s}$ (modo 2) 1 260; 1 134; 1 071; 1 039,5 $\mu\text{s}$ (modo 3)
10	Duração do quadro de transmissão	204 símbolos OFDM
11	Codificação de canal	Código convolucional, taxa = 1/2 com 64 estados Puncionado para as taxas 2/3, 3/4, 5/6, 7/8
12	Entrelaçamento interno	Entrelaçamento intra e intersegmentos (entrelaçamento em frequência)  Entrelaçamento convolucional com profundidade de <i>interleaving</i> 0; 380; 760; 1.520 símbolos (modo 1) 0; 190; 380; 760 símbolos (modo 2), 0; 95; 190; 380 símbolos (modo 3)

## 8.3. Tabela III – Parâmetros do segmento OFDM.

Modo		Modo 1	Modo 2	Modo 3
Número de segmentos OFDM $N_s$		13		
Largura de banda		$3000/7 \text{ kHz} \times N_s + 250/63 \text{ kHz}$ = 5,575 MHz	$3000/7 \text{ kHz} \times N_s + 125/63 \text{ kHz}$ = 5,573 MHz	$3000/7 \text{ kHz} \times N_s + 125/126 \text{ kHz}$ = 5,572 MHz
Número de segmentos de modulação diferencial		$n_d$		
Número de segmentos de modulação síncrona		$n_s (n_s + n_d = N_s)$		
Espaçamento entre freqüências portadoras		250/63 = 3,968 kHz	125/63 = 1,984 kHz	125/126 = 0,992 kHz
Número de portadoras	Total	$108 \times N_s + 1 = 1\ 405$	$216 \times N_s + 1 = 2\ 809$	$432 \times N_s + 1 = 5\ 617$
	Dados	$96 \times N_s = 1\ 248$	$192 \times N_s = 2\ 496$	$384 \times N_s = 4\ 992$
	SP	$9 \times n_s$	$18 \times n_s$	$36 \times n_s$
	CP <sup>a</sup>	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC	$n_s + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$4 \times n_s + 20 \times n_d$
	AC1	$2 \times N_s = 26$	$4 \times N_s = 52$	$8 \times N_s = 104$
	AC2	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Esquema de modulação das portadoras		QPSK, 16QAM, 64QAM, DQPSK		
Símbolos por quadro		204		
Tamanho do símbolo efetivo		252 $\mu$ s	504 $\mu$ s	1008 $\mu$ s
Intervalo de guarda		63 $\mu$ s (1/4), 31,5 $\mu$ s (1/8), 15,75 $\mu$ s (1/16), 7,875 $\mu$ s (1/32)	126 $\mu$ s (1/4), 63 $\mu$ s (1/8), 31,5 $\mu$ s (1/16), 15,75 $\mu$ s (1/32)	252 $\mu$ s (1/4), 126 $\mu$ s (1/8), 63 $\mu$ s (1/16), 31,5 $\mu$ s (1/32)
Comprimento do quadro		64,26 ms (1/4), 57,834 ms (1/8), 54,621 ms (1/16), 53,0145 ms (1/32)	128,52 ms (1/4), 115,668 ms (1/8), 109,242 ms (1/16), 106,029 ms (1/32)	257,04 ms (1/4), 231,336 ms (1/8), 218,484 ms (1/16), 212,058 ms (1/32)
<i>Inner code</i>		Código convolucional (1/2, 2/3, 3/4 5/6, 7/8)		
<i>Outer code</i>		RS (204,188)		
<sup>a</sup> O número de CP representa a soma dos CP no segmento mais um CP adicionado à direita da banda total.				

8.4. Tabela IV – Especificações técnicas do conversor PC4000.

ESPECIFICAÇÃO		PC2000 (VHF BI)	PC3000 (VHF BIII)	PC4000 (UHF)
CARACTERÍSTICA				
ENTRADA	NÍVEL MÍNIMO	-70dBm		
	IMPEDÂNCIA	50 Ohms		
	CONECTOR	N FÊMEA		
	NÍVEL MÁXIMO	-27dBm (TÍPICO)		
	FIGURA DE RUÍDO	4,0dB (MÁXIMO)		5,4dB (MÁXIMO)
	FAIXA DE FREQUÊNCIA	54 a 88 MHz (CANAIS 2 a 6)	174 a 216 MHz (CANAIS 7 a 13)	470 a 806 MHz (CANAIS 14 a 69)
SAÍDA	FREQUÊNCIA DE SAÍDA	41 a 47 MHz		
	IMPEDÂNCIA DE SAÍDA	50 Ohms		
	GANHO DE CONVERSÃO	32dB TÍPICO	26dB TÍPICO	22dB TÍPICO
	CONECTOR	N FÊMEA		
	LARGURA DE FAIXA	6 MHz		
	ONDULAÇÃO NA FAIXA DE PASSAGEM	±0,5dB (MÁXIMO)		
GERAL	TIPO DE OSCILADOR	SINTETIZADO POR PLL A PARTIR DE UM CRISTAL DE REFERÊNCIA DE 16MHz		
	ESTABILIDADE DE FREQUÊNCIA	10ppm		
	TEMPERATURA DE OPERAÇÃO	0 a +45°C		
	UMIDADE RELATIVA	ATÉ 90%		
	ALIMENTAÇÃO	+27 a +30V		
	CONSUMO	0,22A / 7W		
	ALTURA	340mm		
	LARGURA	190mm		
	PROFUNDIDADE	124mm		
	PESO	2,3kg		
	CERTIFICAÇÃO	017901-XXX0352		017801-XXX0352

8.5. Tabela V – Especificações técnicas do transmissor LD4250.

ESPECIFICAÇÕES		EQUIPAMENTO	LD4250
ENTRADA DE SATÉLITE ANALÓGICO	FAIXA DE FREQUÊNCIA / BANDA		950 À 2050 MHz / BANDA C OU Ku
	NÍVEL DE ENTRADA		-62 À -30dBm
	PERDA DE RETORNO		14dB TÍPICO
	IMPEDÂNCIA / CONECTOR		75 Ohms / F FÊMEA
	SENSIBILIDADE		-70dBm TÍPICO
	FIGURA DE RUÍDO		10dB TÍPICO
	LIMITE ESTÁTICO		4 À 5dB
	TIPO DE SINTONIA		PLL CONTROLADO PELO PADRÃO 12C
	ESTABILIDADE DE FREQUÊNCIA		MELHOR QUE 0.005%
	REJEIÇÃO DE FREQUÊNCIA IMAGEM		40dB
	FAIXA DE CAG		32dB
	LARGURA DE FAIXA DE DEMODULAÇÃO		27MHz OU 18MHz
	LINEARIDADE DE DEMODULAÇÃO / SISTEMA		±1% EM 10MHz
	CLAMPING		SAMPLE AND HOLD ON BACK PORCH
ENTRADA DE A / V	IMPEDÂNCIAS / CONECTORES		ÁUDIO DESBALANCEADO = 600 Ohms ( BARRA DE TERMINAIS ) / VÍDEO = 75 Ohms ( BNC FÊMEA )
	NÍVEIS		ÁUDIO = 0dBm / VÍDEO = 1Vpp
	RESPOSTA DE FREQUÊNCIA		ÁUDIO = 50 Hz/15 KHz VÍDEO M,N = 25Hz À 4,2 MHz ±1dB / B.G.H.I = 25Hz À 5MHz ± 1dB
	PRÉ-ÊNFASE DE ÁUDIO		75µs (M,N) OU 50µs (B,G,H,I)
ENTRADA DE FI	IMPEDÂNCIA / CONECTOR		50 Ohms / N FÊMEA
	NÍVEIS		-50 À -10dBm
	FAIXA DE FREQUÊNCIA		M,N = 41 À 47MHz / B = 33,15 À 40,15MHz / G,H,I = 32,15 À 40,15MHz
	PERDA DE RETORNO		20dB
SAÍDA	POTÊNCIA DE PICO DE SINCRONISMO		250W
	IMPEDÂNCIA		50 Ohms
	CONECTOR		N FÊMEA
	CONTROLE AUTOMÁTICO DE GANHO		± 1dB NA SAÍDA PARA VARIAÇÃO DE 40dB NA ENTRADA
	CANALIS		14 À 69 (UHF)
	PADRÕES / SISTEMAS		M,N,B,G,H I / PAL,NTSC OU SECAM
	EMISSÕES		VÍDEO = 5M45C3F / ÁUDIO = 550KF3E
	INTERMODULAÇÃO		MELHOR QUE -52dBc PARA TODOS OS CANALIS
	HARMÔNICOS / ESPÚREOS		ATENUAÇÃO >60dBc
	COMPRESSÃO DE SINCRONISMO		< 5%
	RIPPLE		± 0,5dB (FILTRO SAW)
GERAL	INTERFACE DE COMUNICAÇÃO SERIAL		RS 232
	OSCILADOR		SINTETIZADO POR PLL SERIAL
	ESTABILIDADE DE FREQUÊNCIA		± 500Hz
	SILENCIAMENTO		DESLIGA A TRANSMISSÃO NA FALTA DE VÍDEO, OU COM NÍVEL DE FI < -80dBm
	TENSÃO DA REDE ( ±10%, 50/60Hz)		MONOFÁSICO = 110/220Vca ; BIFÁSICO = 220Vca
	CONSUMO		600VA
	DISSIPACÃO NO AMBIENTE		< 4200 BTU
	FAIXA DE TEMPERATURA AMBIENTE		DE 0°C À +45°C
	FAIXA DE UMIDADE RELATIVA		DE 0 À 95% ATÉ 40°C
	ALTITUDE DE OPERAÇÃO		ATÉ 4000m
	ALTURA		266mm
	LARGURA		483mm
	PROFUNDIDADE		560mm
	PESO		
CERTIFICAÇÃO		049399-XXX0352	