



Universidade do Estado do Rio de Janeiro
Centro de Tecnologia e Ciências
Faculdade de Engenharia

Christian Fragoas Fernandez Rodrigues

**Análise do Comportamento de Receptores ISDB-T em uma Rede
de Frequência Única**

Rio de Janeiro

2015

Christian Fragoas Fernandez Rodrigues

Análise do Comportamento de Receptores ISDB-T em uma Rede de Frequência

Única

Projeto de graduação apresentado, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista, ênfase em Telecomunicações, à Faculdade de Engenharia da Universidade do Estado do Rio de Janeiro.

Orientador: Prof. DSc. Lisandro Losivoso

Coorientador: Eng.º Francisco de Assis Peres

Rio de Janeiro

2015

CATALOGAÇÃO NA FONTE
UERJ / REDE SIRIUS / BIBLIOTECA CTC-B

R696

Rodrigues, Christian Fragoas Fernandez.

Análise do Comportamento de Receptores ISDB-T em uma Rede de Frequência Única / Christian Fragoas Fernandez Rodrigues. – 2015.
62f.

Orientador: Lisandro Lovisovo.

Coorientador: Francisco de Assis Peres

Projeto final (Graduação) - Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Faculdade de Engenharia.

Bibliografia p.62

1. Engenharia Elétrica 2. Telecomunicações 3. Sistemas de Televisão I. Lovisovo, Lisandro. II. Peres, Francisco de Assis. III. Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Instituto de Matemática e Estatística. IV. Título.

CDU 621.3

Christian Fragoas Fernandez Rodrigues

**Análise do Comportamento de Receptores ISDB-T em uma Rede de Frequência
Única**

Projeto de graduação
apresentado, como requisito
parcial para obtenção do grau de
Engenheiro Eletricista, ênfase
em Telecomunicações, à
Faculdade de Engenharia da
Universidade do Estado do Rio
de Janeiro

Aprovado em 10 de abril de 2015

Banca Examinadora:

Prof. DSc. Lisandro Lovisovo
Faculdade de Engenharia - UERJ

Prof. DSc. Michel Pompeu Tchou
Faculdade de Engenharia - UERJ

Eng.º Francisco de Assis Peres
Central Globo de Produção - Rede Globo

Rio de Janeiro
2015

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a meus pais, Mônica Adriane Fraguas e Mauricio Fernandez, apoio, suporte e incentivo que me deram.

À minha avó Isis dos Santos pelo carinho e amizade.

A todos os meus amigos Pedro H. Tenório, Manuchi Dansa, Victor Hugo, Leonardo de Castro, Eleonora Weiner por sua toda amizade nessa longa caminhada.

Aos professores, por todo o apoio e conhecimento partilhados, em especial para o Prof. Lisandro Lovisovo que me orientou neste trabalho e ao Prof. Michel Pompeu Tcheou pelo incentivo nessa reta final.

Ao amigo Francisco de Assis Peres, pela paciência, apoio, por esclarecer todas as minhas interrogações e por tudo que me foi ensinado.

A TV Globo, por fornecer todos os insumos necessários para a execução deste trabalho.

A todos que me ajudaram, de alguma forma, na conclusão dessa caminhada.

“A única maneira de se definir os limites do impossível é ir além dele, para o impossível.”

Arthur C. Clarke

RESUMO

RODRIGUES, Christian Fragoas Fernandes. *Análise do Comportamento de Receptores ISDB-T em uma Rede de Frequência Única*. 62f. Projeto Final (Graduação em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2015.

Por um longo período as redes de múltiplas frequências foram muito utilizadas devido à incapacidade dos sistemas de recepção de televisão em demodular sinais interferidos por múltiplos percursos. Com o avanço da tecnologia de transmissão, o advento da televisão digital, com a multiplexação usando OFDM, possibilitou utilizar redes de distribuição de televisão de frequência única. SFNs (*Single Frequency Networks*) se tornaram uma alternativa cada vez mais importante, pois otimizam o espectro, ao permitir que regiões sejam cobertas utilizando poucos canais. Além disso, receptores de televisão digital estão cada vez mais preparados para trabalhar nesse cenário, permitindo a demodulação do sinal mesmo em condições adversas. Este trabalho visa analisar o comportamento dos receptores comerciais de televisão digital em uma SFN com dois transmissores em visada direta com o receptor, em diversas configurações de transmissão. Foram realizados testes em laboratório para analisar o desempenho de seis receptores de televisão digital em SFN e do comportamento da constelação em um receptor (analisador) de sinais de televisão digital. Os resultados não só constataram uma melhora no desempenho de tais transmissores, como também pode-se observar o efeito do intervalo de guarda na recepção do sinal.

Palavras-chave: OFDM. TV digital. Desempenho de receptores em SFN.

ABSTRACT

For a long time multiple frequency networks were widely used due to the inability of the television reception systems to demodulate multipath interfering signals. With the advance of the television broadcast technology, in digital television transmission, the OFDM technique allows distribution networks to transmit using a small number of channels. SFNs became a more important alternative, because they optimize spectrum usage, allowing more areas to be covered using a few channels. Nowadays, digital television receivers are more prepared to work in the SFN scenario. Since they allow signal demodulation under adverse conditions. This work aims to analyze digital television commercial receiver's behavior in a SFN. In this scenario, we evaluate the case when two transmitters are in line of sight with the receiver in several transmission settings. Laboratory tests were conducted to analyze the performance of six digital television receptors in this setup. In addition, we analyzed the behavior of the received constellation in the receptor. Not just an improvement in the performance of the receptors was observed but also the impact of the guard interval was observed.

Keywords: OFDM. Digital television. Receptors performance in SFN.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Exemplo de Canalização de TV Analógico na Região Metropolitana de Minas Gerais.....	14
Figura 2 - Exemplo de Canalização de TV Digital na Região Metropolitana de Minas Gerais.....	15
Figura 3 - Exemplo do software Progira Plan de análise de interferência em redes SFN e seus limiares de potência e atraso para recepção adequada.....	16
Figura 4 - Exemplo de constelação para símbolos mapeados usando 64 QAM.....	19
Figura 5 - Espectro de um sinal QAM [14]	19
Figura 6 - Ocupação temporal dos símbolos do sinal QAM [14].....	20
Figura 7 - Subportadoras de um Sinal OFDM [14]	20
Figura 8 - Ocupação Temporal dos Símbolos OFDM [14]	20
Figura 9 - Diagrama de Blocos da Modulação OFDM [9].....	21
Figura 10 - Receptor OFDM [10].....	22
Figura 11 - Sistema OFDM [9]	24
Figura 12 – Intervalo de guarda eliminando a interferência intersimbólica [9]	25
Figura 13 - Geração do Prefixo Cíclico.....	26
Figura 14 - Visão Geral do Sistema de Televisão	26
Figura 15 - Exemplo de Transmissão Hierárquica e Recepção Parcial [6]	27
Figura 16 - Composição de um quadro BTS	29
Figura 17 - SFN formada por 2 transmissores.....	30
Figura 18 - Dois Transmissores Posicionados a Distâncias d_1 e d_2 do Receptor	31
Figura 19 – Exemplo de interferência destrutiva entre duas portadoras OFDM medida em laboratório.....	33
Figura 20 – Exemplos de interferência destrutiva em casos de desvanecimento por multipercurso [2]	34
Figura 21 - Ilustração de Transmissores Operando em SFN.....	35
Figura 22 – Hipérbole Formada com Focos nos Pontos F1 e F2 [5].....	36
Figura 23 - Exemplo em que o Foco F1 foi Deslocado para a Origem.....	36
Figura 24 - Regiões com e sem interferência Intersimbólica em uma Região com Dois Transmissores Utilizando um Intervalo de Guarda de $30\mu s$ [5].....	39
Figura 25 - Exemplo em que o Atraso relativo entre os Transmissores é Ajustado[5]...40	40

Figura 26 - Diagrama de Ligação do setup de medidas utilizado em laboratório	43
Figura 27 - Diagrama de ligação do setup de medidas utilizado em laboratório	44
Figura 28 - Excitadores Utilizados nos Experimentos	45
Figura 29 - GPS Utilizado nos Experimentos	46
Figura 30 - Mux e MCT Utilizados nos Experimentos	46
Figura 31 - Transmissor de Teste Utilizado Como Gerador de Ruído nos Experimentos.....	47
Figura 32 - Conjunto de Televisores Utilizados nos Experimentos	47
Figura 33 – TV analyzer Rohde & Schwarz modelo ETH.....	48
Figura 34 - Constelação de um único sinal OFDM	49
Figura 35 - Comportamento da constelação com portadoras de níveis de potência iguais e com diferentes atrasos entre si	50
Figura 36 - Comportamento da constelação com portadoras de níveis de potência divergentes em 5dB e com diferentes atrasos entre si	50
Figura 37 - Comportamento da constelação com portadoras de níveis de potência divergentes em 10dB e com diferentes atrasos entre si	51
Figura 38 - Comportamento da constelação com portadoras de níveis de potência divergentes em 15dB e com diferentes atrasos entre si	51
Figura 39 - Comportamento da constelação com portadoras de níveis de potência divergentes em 20dB e com diferentes atrasos entre si	52
Figura 40 - Comparação entre o estudo da ITU e o comportamento da Constelação Observado em Laboratório	53

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - SNR requeridos para cada FEC	34
Tabela 2 - Informações Extraídas da Normal Brasileira de TV Digital	40
Tabela 3 - Duração dos Diversos Comprimentos de Intervalo de Guarda nos Respectivos Modos	41
Tabela 4 - Distância Máxima entre Transmissores Calculada a partir da Duração do Intervalo de Guarda da Tabela 3.....	41
Tabela 5 - Configuração do sistema de TV Digital utilizado nos experimentos	43
Tabela 6 – C/N _{min} e Potência Mínima para a correta recepção dos símbolos medidos em laboratório.....	54
Tabela 7 – C/N Mínimo Medidos no Televisor Samsung UN32D5500RGXZD	55
Tabela 8 - C/N Mínimo Medidos no Televisor Philips 32PFL7606D/78	56
Tabela 9 - C/N Mínimo Medidos no Televisor LG	57
Tabela 10 - C/N Mínimo Medidos no Televisor Sony KDL-32EX525	58
Tabela 11 - C/N Mínimo Medidos no Televisor Panasonic TC-L32X30B.....	59
Tabela 12 - Medidas de C/N Mnimo em SFN Realizadas em um Receptor Padrão	60
Tabela 13 – Perda de Margem devido a presença de um segundo sinal em uma rede SFN	60

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ASI	Asynchronous serial interface
BER	Bit error ratio
BTS	Broadcast transport stream
CNR	Carrier to noise ratio
FDM	Frequency division multiplex
FEC	Forward error correction
FFT	Fast Fourier transform
GI	Guard interval
IFFT	Inverse fast Fourier Transform
ISDB-T	Integrated services digital broadcasting terrestrial
ISI	Intersymbol interference
LTE	Long-Term Evolution
MCT	Mux controller
MFN	Multi frequency network
OFDM	Orthogonal frequency division multiplex
PSK	phase-shift keying
QAM	Quadrature amplitude modulation
QPSK	Quadrature phase-shift keying
RF	Rádio frequência
SER	Symbol error ratio
SFN	Single frequency network
SNR	Symbol to noise ratio
TS	Transport stream
TSP	Transport stream package
WLAN	wireless local area network

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO.....	13
O PROBLEMA	16
OBJETIVO	17
1. ASPECTOS TEÓRICOS.....	18
1.1. OFDM.....	18
1.1.1. A técnica OFDM	18
1.1.2. Transmissão/Recepção do sinal OFDM	21
1.2. Intervalo de Guarda	23
1.3. Transmissão hierárquica	26
1.4. SFN	28
1.4.1. Características.....	28
1.4.2. Distribuição do sinal em um sistema OFDM	28
2. O CENÁRIO	30
2.1. Interferência Intersimbólica	30
2.2. Desvanecimento por multipercurso	31
2.3. Sincronismo de Rede	35
2.3.1. Conceito da Hipérbole	35
2.3.2. Regiões da hipérbole	39
2.3.3. Distância entre Transmissores	40
3. ESPECIFICAÇÃO DE TESTES E MEDIDAS DE DESEMPENHO DE SFN	43
3.1. Arranjo 1 – Comportamento da recepção de símbolos.....	43
3.2. Arranjo 2 – Comportamento de receptores comerciais de TV digital	44
3.3. Equipamentos Utilizados	45
4. RESULTADOS E ANÁLISE.....	49

4.1.	Comportamento da Constelação no receptor em SFN.....	49
4.2.	Recepção do sinal de TV Digital em uma rede SFN com 2 transmissores sincronizados	54
4.2.1.	Televisor Samsung modelo UN32D5500RGXZD	55
4.2.2.	Televisor Philips Modelo 32PFL7606D/78.....	56
4.2.3.	Televisor LG Modelo 32CS460	57
4.2.4.	Televisor Sony Modelo KDL-32EX525.....	58
4.2.5.	Televisor Panasonic Modelo TC-L32X30B	59
4.2.6.	Testes realizados no Japão.....	60
5.	CONCLUSÕES.....	61
6.	BIBLIOGRAFIA	62

INTRODUÇÃO

Com a atual escassez do espectro eletromagnético radiodifusores e órgãos reguladores buscam otimizar a utilização do mesmo. Redes de frequência única (SFNs) tornam-se uma necessidade nesse cenário, pois nelas vários transmissores de um mesmo conteúdo utilizam a mesma frequência. Contrariando o que ocorre em MFNs (*Multi Frequency Networks*) tradicionais, nas quais cada transmissor possui um canal de radiodifusão diferente para cada área de cobertura e nenhuma área adjacente utiliza o mesmo canal. Assim a SFN possibilita a economia de espectro, pois cobre múltiplas regiões em um único canal de radiodifusão.

As MFNs foram muito utilizadas nos projetos de cobertura de televisão analógica, principalmente devido a limitações de receptores analógicos para corrigir dificuldades de propagação, como multipercursos. O plano básico de distribuição de canais elaborado pela Anatel restringe, no caso da televisão analógica, a utilização de um único canal de RF por área de cobertura.

Com o desenvolvimento da televisão digital o uso de uma rede de frequência única para o sinal de televisão digital passou a ser plausível. A melhoria nos receptores, que passaram a equalizar de maneira mais eficiente sinais sujeitos a multipercurso, permitiu a adoção de redes de frequência única.

Uma comparação é que o uso de uma MFN, na distribuição do sinal de TV analógica, e de uma SFN para a distribuição de TV digital pode ser observada nas Figuras 1 e 2. A Figura 2 apresenta a distribuição de canais digitais no estado de Minas Gerais, são utilizados três canais para cobrir a região, sem que ocorra interferência. Já a Figura 1 apresenta a distribuição de canais analógicos no estado de Minas Gerais, empregam-se vários canais para realizar a cobertura da região de forma a reduzir a interferência nas fronteiras das coberturas de cada região.

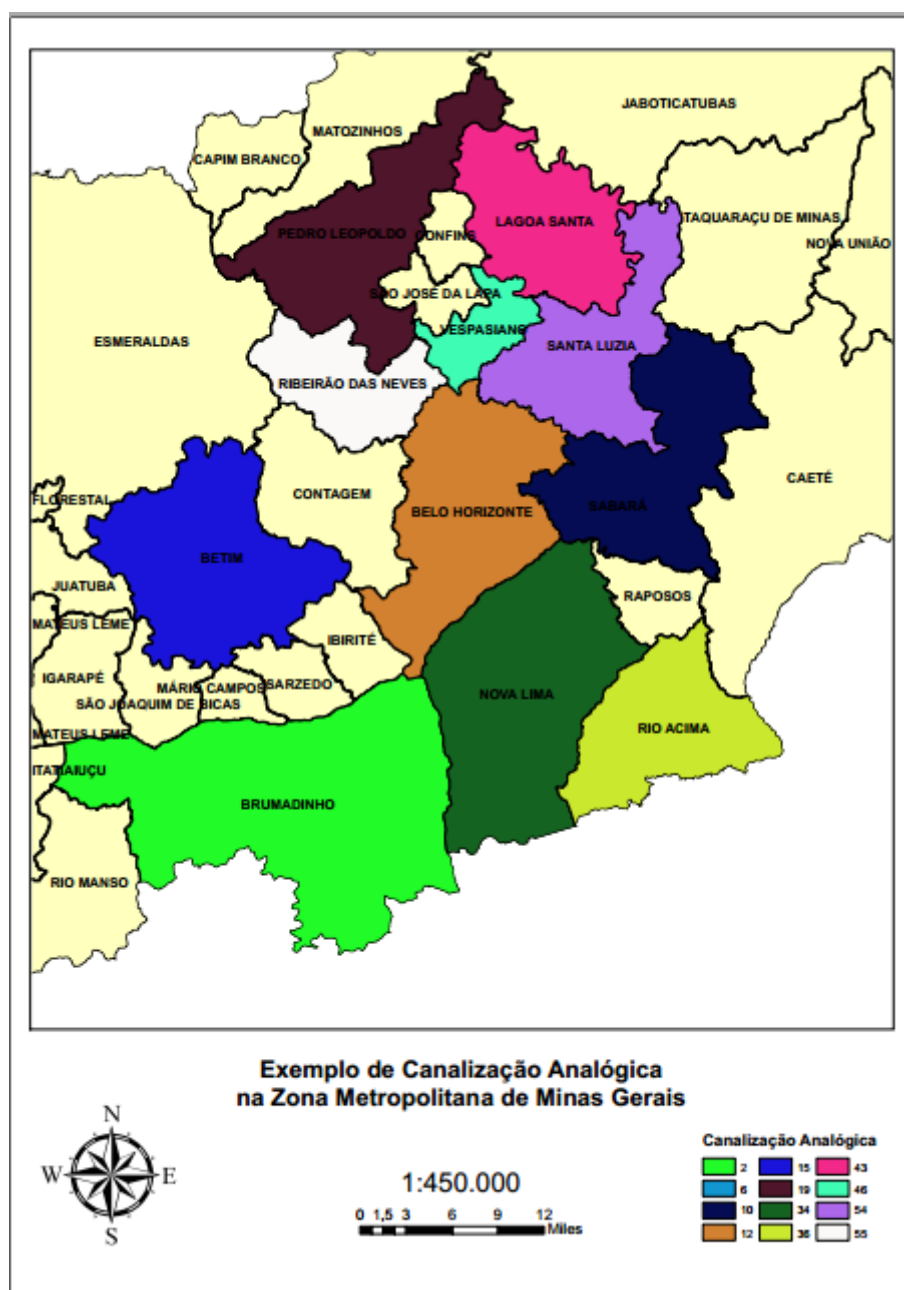


Figura 1 - Exemplo de Canalização de TV Analógico na Região Metropolitana de Minas Gerais

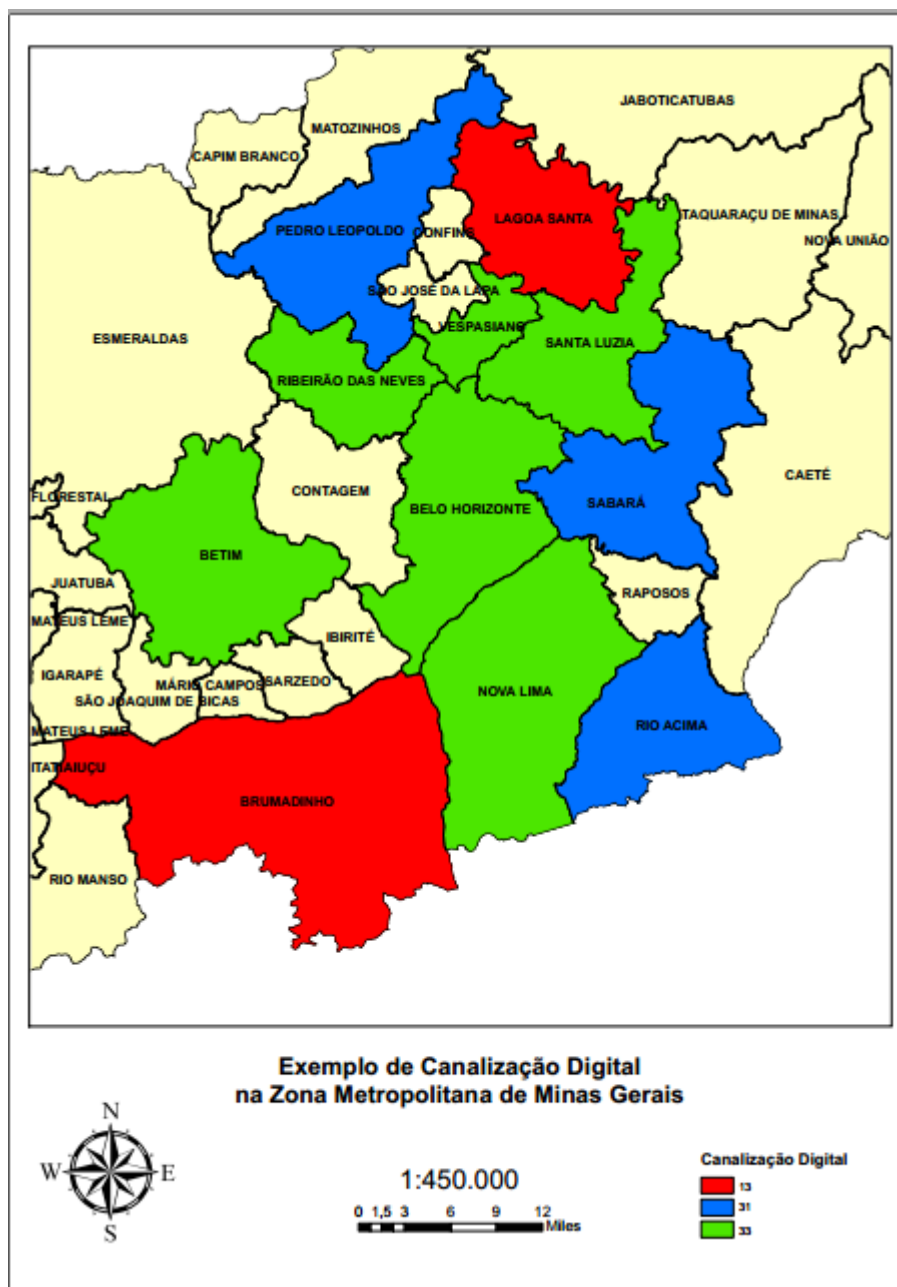


Figura 2 - Exemplo de Canalização de TV Digital na Região Metropolitana de Minas Gerais

Os parâmetros de projetos de radiodifusão de TV digital utilizados em *softwares* comerciais (diferença de potência e atraso) são embasados em análises de receptores em laboratório. Não considerando em geral as condições reais de recepção da população atendida. A Figura 3 apresenta um exemplo de software que calcula a resposta no tempo de um canal em função de parâmetros e condições de recepção em uma SFN.

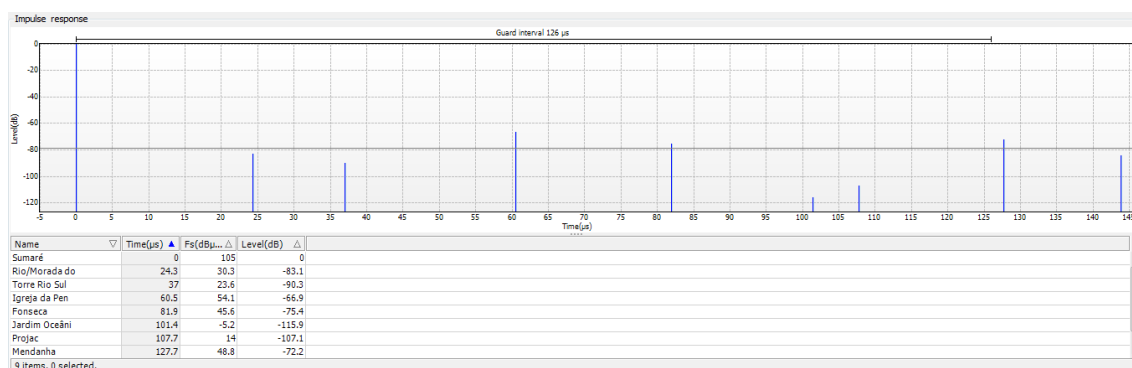


Figura 3 - Exemplo do software Progra Plan de análise de interferência em redes SFN e seus limiares de potência e atraso para recepção adequada

Na Figura 3 podemos observar a resposta no tempo na recepção. O sinal principal inicia em 0μs, a duração do seu intervalo de guarda, que no caso é de 126μs (1/8) e os demais sinais da SFN, com suas potências e atrasos relativos em relação ao principal. A partir dessa distribuição de portadoras verifica-se se a interferência no receptor impossibilita a recepção correta do sinal OFDM ou não.

O PROBLEMA

O projeto de uma SFN não é trivial. É necessário adequar a potência dos transmissores e a sincronia da rede para que todas os receptores de regiões que venham a receber sinais de diferentes estações transmissoras não sofram interferências de sinais provenientes de diferentes transmissores. Ou seja, é preciso garantir que sinais secundários sejam recebidos com atrasos dentro do intervalo de guarda do sinal principal. Por outro lado, caso um ou mais sinais secundários sejam recebidos fora do intervalo de guarda, a diferença de potência relativa entre o sinal principal e secundários sejam tal que a interferência gerada pelos sinais secundários não impeça a recepção correta do sinal OFDM.

Como o uso de SFNs está cada vez mais comum, devido à economia de banda derivada do seu uso, o estudo das mesmas é cada vez mais necessário. Isso permite tornar as condições de análise e projeto de tais redes mais realistas e confiáveis.

Para que um receptor de TV digital funcione corretamente é necessário que ele não seja saturado pelos sinais incidentes e que obtenha sucesso na demodulação, mesmo com os efeitos de multipercurso. No caso de SFNs temos que controlar esses

efeitos, já que em uma SFN os transmissores podem ser sincronizados. Isto é, podemos defasar os sinais dos diferentes transmissores de forma a evitar a interferência intersimbólica significativa, possibilitando uma demodulação do sinal OFDM.

OBJETIVO

Determinar e analisar as condições limiares de recepção em visada direta para projetos de radiodifusão de televisão digital quando da utilização de uma rede SFN através de medidas feitas em laboratório simulando essas condições. Espera-se que com este trabalho o projeto de tais redes seja facilitado.

1. ASPECTOS TEÓRICOS

A técnica de transmissão OFDM possibilitou a otimização do espectro de frequências utilizando subportadoras ortogonais, além de possibilitar a utilização de redes de frequência única (SFNs) pela boa robustez a multipercursos com a utilização do prefixo cíclico e da sincronização dos elementos de uma rede. As seções a seguir representam a base para o entendimento da técnica de modulação, multiplexação e de transmissão OFDM analisada em seções posteriores.

1.1. OFDM

A modulação OFDM é uma técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais que é bastante resistente à interferência derivada de multipercursos. É uma técnica bem complexa de modulação bastante utilizada nos sistemas de TV digital, em alguns modos de WLAN e também pelos sistemas móveis 4G.

1.1.1. A técnica OFDM

A técnica de multiplexação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) deriva-se da técnica convencional de multiplexação por divisão em frequência (o FDM), em que utiliza-se a sobreposição espectral controlada de n subportadoras. Cada subportadora é um sinal analógico, tipicamente senoidal, que é modulado para conseguir o símbolo transmitido [8]. Cada símbolo é dado por uma combinação de magnitude e ângulo/fase da determinada portadora, como ilustrado pela constelação 64QAM na Figura 4 em termos de fase (I) e quadratura (Q). No OFDM emprega-se a multiplexação por divisão em frequências ortogonais. A técnica OFDM é utilizada em diversos sistemas de comunicações como em redes sem fio (WLAN) e no LTE.

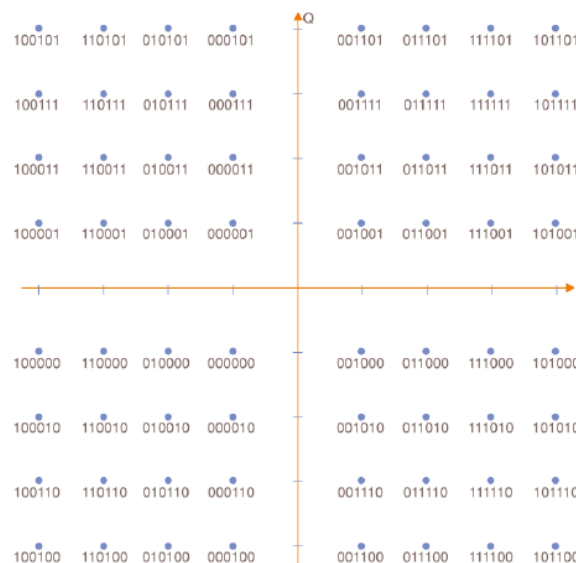


Figura 4 - Exemplo de constelação para símbolos mapeados usando 64 QAM

A técnica OFDM transmite dados em diversas subportadoras paralelamente. Cada subportadora é modulada em QAM, PSK, QPSK, etc. As taxas conseguidas são então proporcionais ao número de subportadoras utilizadas. O aumento na duração dos símbolos por subportadora, (que reduz a taxa de transmissão por subportadora) em conjunto com a utilização de prefixo cíclico faz com que o OFDM seja mais robusto a desvanecimentos.

A Figura 5 mostra o espectro de um pulso $\text{sinc}(ft)$, de grande ocupação espectral, e sua devida ocupação no domínio do tempo (Figura 6). Como a duração dos símbolos é inversamente proporcional ao espaçamento espectral, uma função $\text{sinc}(ft)$, terá a sua transformada no tempo para uma função $\text{rect}(t)$ de curta ocupação temporal.

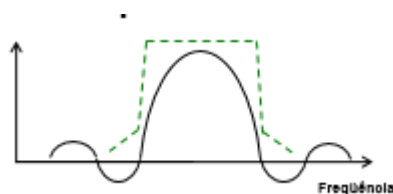


Figura 5 - Espectro de um sinal QAM [14]



Figura 6 - Ocupação temporal dos símbolos do sinal QAM [14]

Com o OFDM o espaçamento entre as subportadoras é escolhido de tal forma que cada subportadora seja localizada em pontos de cruzamento onde as demais subportadoras são nulas. Como mostrado na Figura 7. Apesar de existir sobreposição entre as diversas portadoras, como as diversas portadoras são ortogonais entre si, as mesmas podem ser isoladas por filtros de máxima correlação [8]. Já no domínio do tempo, como cada subportadora tem uma pequena ocupação espectral (Figura 7) a transformada no tempo de cada subportadora modulada é uma função $\text{rect}(t)$ (Figura 8) de longa duração se comparada à do símbolo da Figura 6, o que os torna bem menos susceptíveis à curtas variações de canal, como os múltiplos percursos..

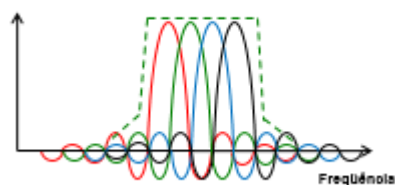


Figura 7 - Subportadoras de um Sinal OFDM [14]

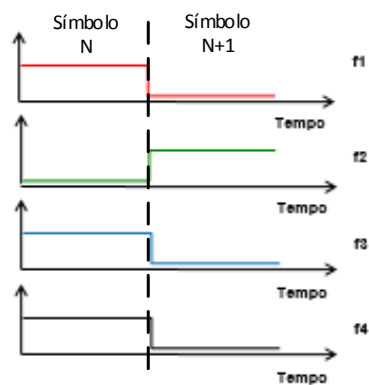


Figura 8 - Ocupação Temporal dos Símbolos OFDM [14]

Para criar um símbolo OFDM, os símbolos modulados nas frequências das subportadoras são mapeados nos subcanais que tiverem sido alocados para a transmissão.

1.1.2. Transmissão/Recepção do sinal OFDM

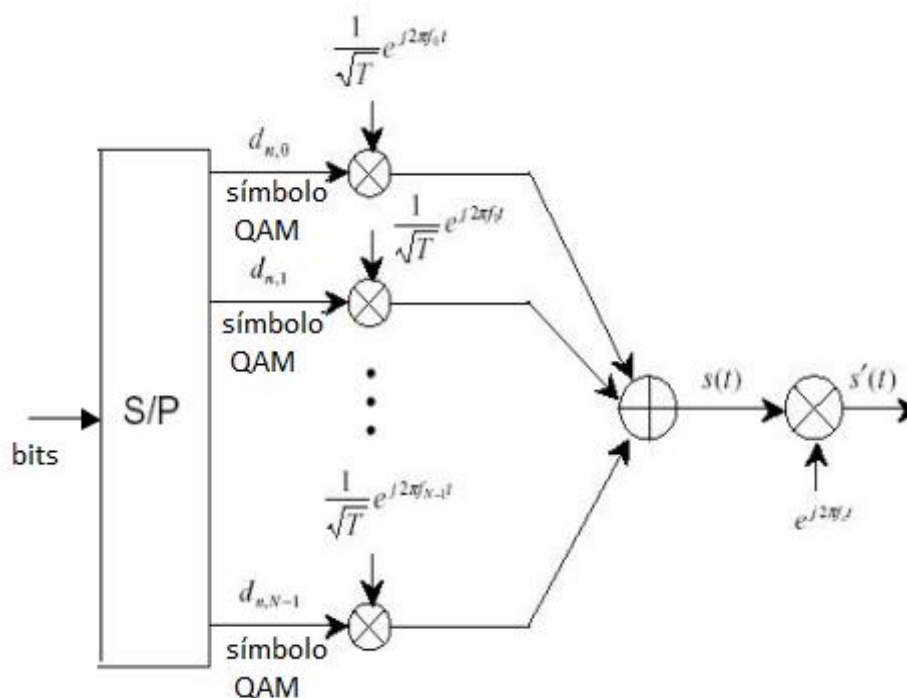


Figura 9 - Diagrama de Blocos da Modulação OFDM [9]

Como mostrado na Figura 9, um fluxo de dados é convertido em múltiplos. A duração de um símbolo é alongada em N vezes.

A princípio, para a geração e a demodulação de um sinal OFDM são necessários conjuntos de osciladores, quanto maior o número de subportadoras, é necessária uma quantidade maior de osciladores. Isso torna a sua implementação do demodulador cara e complexa [9]. Porém, a modulação e a demodulação podem ser efetuadas de maneira menos complexa utilizando-se as técnicas IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) e FFT (*Fast Fourier Transform*).

IFFT e FFT são algoritmos que realizam a transformada discreta inversa de Fourier e a direta de maneira rápida. Com a restrição de que (para o uso das transformadas rápidas) o número de subportadoras deve ser a potência de 2, assim surgem os modos de transmissão empregados na TV digital; 1k(1024), 2k(2048), 4k(4096) e 8k(8192).

Quando cada símbolo é gerado, cada fluxo é modulado usando uma frequência central (portadora) diferente. As frequências $f_0, f_1, f_2 \dots f_{N-1}$ que devem ser ortogonais entre si. Podemos definir ortogonalidade através da condição [10]:

$$\int_0^T \cos(2\pi f_n t) \cdot \cos(2\pi f_m t) dt = \delta(n - m), \quad (1)$$

$\delta(n - m)$ é função impulso, e cada f_n pode ser definida como

$$f_n = n\Delta f, \quad (2)$$

Sendo $\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{NT}$, em que f_s é a banda do canal e N é o número de subportadoras. As equações 1 e 2 são condições necessárias. A ortogonalidade entre as subportadoas $f_0, f_1, f_2 \dots f_{N-1}$.

Para realizarmos a demodulação do sinal OFDM utilizamos o esquema ilustrado no diagrama de blocos da Figura 10.

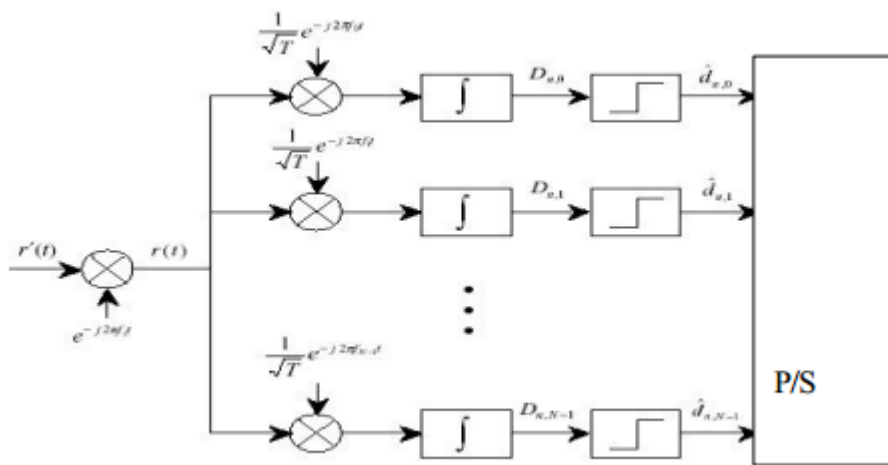


Figura 10 - Receptor OFDM [10]

No receptor, após o sinal ser convertido de banda passante, banda em que o conjunto de frequências pode passar pelo filtro de canal sem ser atenuada, para banda base, faixa de frequências que o sinal ocupa antes da modulação. Os filtros de banda base e as subportadoras são aplicadas para separar as diversas subportadoras do OFDM. A ortogonalidade das diversas subportadoras garante que somente a forma de onda da subportadora desejada vai ser preservada em cada subbanda.

1.2. Intervalo de Guarda

A interferência intersimbólica é, em telecomunicações, uma das distorções que podem aparecer no sinal recebido. Um ou mais símbolos podem interferir em outros símbolos causando ruído nos mesmos. As principais causas de interferência intersimbólica são a propagação em múltiplos percursos ou canais não lineares em frequência. Isso causa um efeito de “mistura” de símbolos, o que pode reduzir a “clareza” do sinal recebido. Se em um sistema ocorre interferência intersimbólica, o receptor pode cometer erros na distinção de símbolos.

O intervalo de guarda foi criado a fim de reduzir a interferência intersimbólica (ISI); inserindo geralmente um prefixo cíclico no início do símbolo OFDM. Na maioria dos canais o desvanecimento por multipercurso é um problema; muitas versões de uma onda transmitida podem ser vistas no receptor com diferentes atrasos e atenuações, o que pode causar dispersão ou comportamento variante no tempo, pois as diferentes versões dos sinais interferem entre si. Com o intervalo de guarda, parte das versões recebidas durante a sua duração são descartadas. Dessa forma a interferência intersimbólica é mitigada. Assim, se faz necessário que a duração do intervalo de guarda seja maior que o maior atraso do canal, de outra forma o intervalo de guarda não irá remover completamente a ISI [9]. A Figura 11 representa um diagrama de transmissão/recepção de um sistema de TV digital, observa-se a inserção do intervalo de guarda após a IFFT e a remoção do mesmo logo antes da FFT.

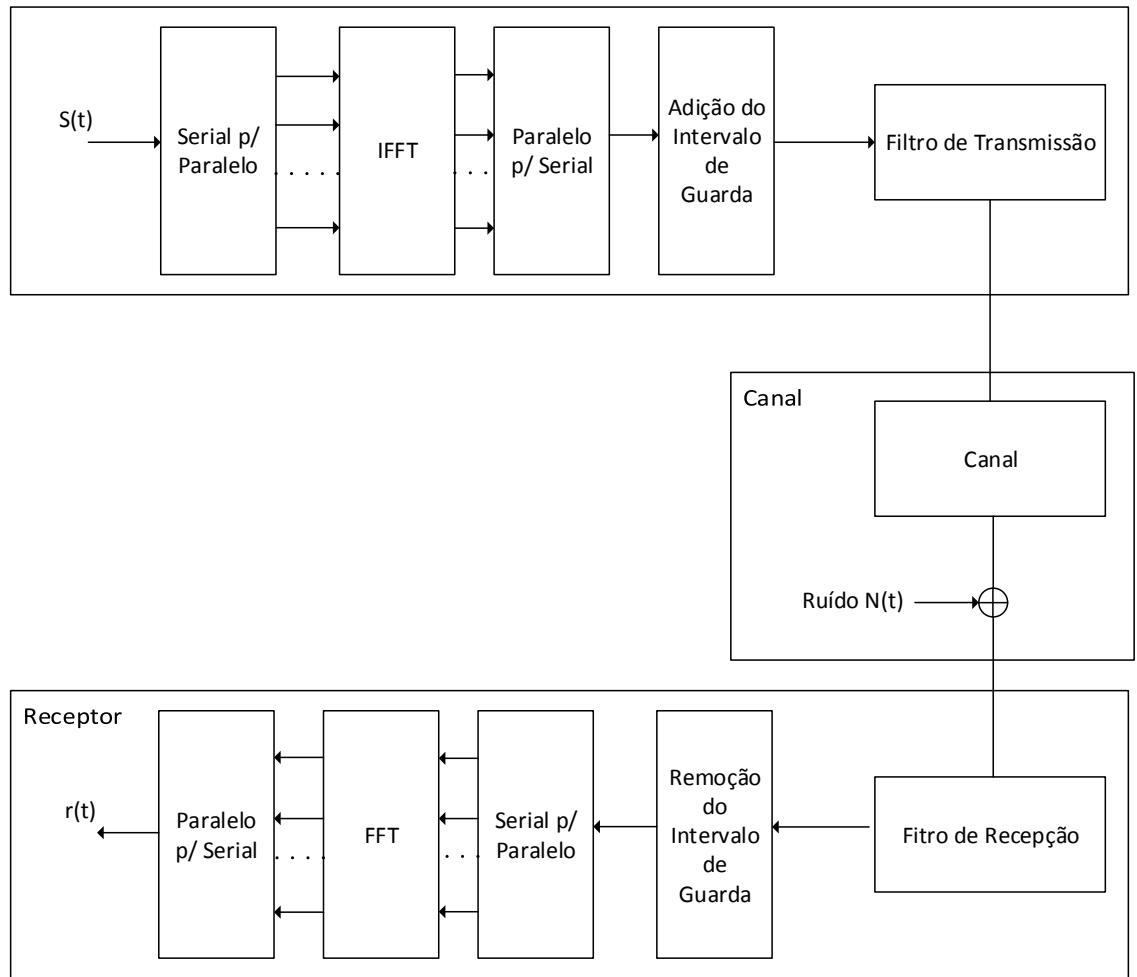


Figura 11 - Sistema OFDM [9]

Depois a geração dos fluxos em paralelo, um operador FFT substitui os osciladores OFDM. Uma operação IFFT, $F(n) \xrightarrow{IFFT} f(k)$, pode ser escrita como [11] :

$$f(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} F(n) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (3)$$

A condição de ortogonalidade da FFT pode ser descrita como:

$$\sum_{k=0}^{N-1} \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi km}{N}\right) = \delta(n - m) \quad (4)$$

Assim, as saídas do bloco FFT são ortogonais entre si. Agora, sem a presença dos osciladores locais, a complexidade do sistema OFDM foi muito reduzida. A Figura 12 ilustra o intervalo de guarda sendo utilizado para eliminar a interferência intersimbólica devido ao atraso de um dos sinais recebidos em um receptor. No primeiro caso, sem a presença do intervalo de guarda, causando a ISI, já no segundo caso a mesma sendo absorvida pelo intervalo de guarda.

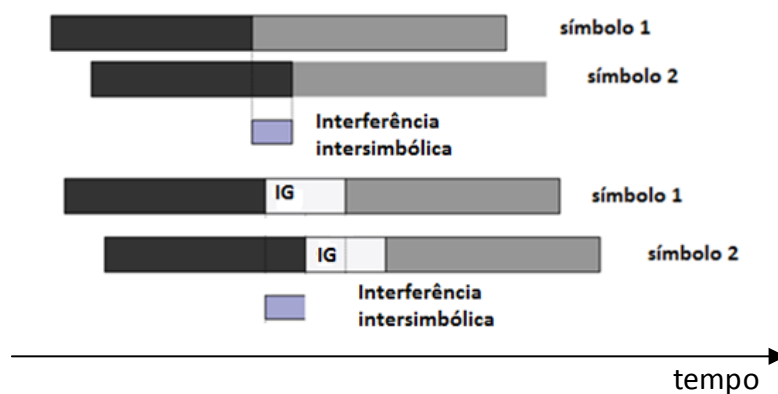


Figura 12 – Intervalo de guarda eliminando a interferência intersimbólica [9]

A utilização do prefixo cíclico se baseia no fato de que as funções bases de Fourier são funções periódicas, como o prefixo cíclico nada mais é do que uma cópia de parte da forma de onda, o resultado da junção símbolo mais intervalo de guarda a ortogonalidade das subportadoras é preservada [9].

Como mostrado na Figura 13, a parte final símbolo OFDM é copiado (CP, cyclic prefix) e inserido no começo do símbolo OFDM. A duração do intervalo de guarda é dita T_G .

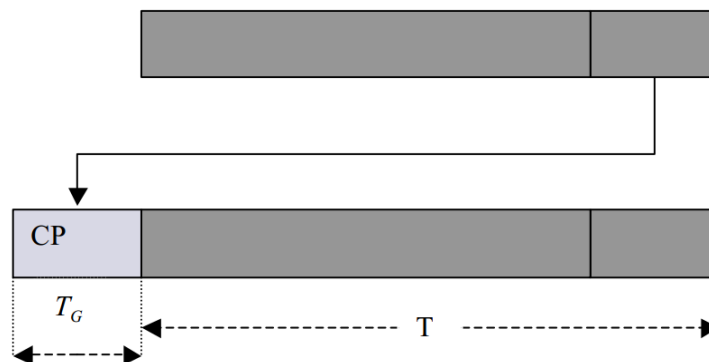


Figura 13 - Geração do Prefixo Cíclico

Sendo k um inteiro em 5:

$$T_G = \frac{T}{2^k} \quad (5)$$

A escolha de k depende do máximo atraso relativo apresentado pelo canal.

1.3. Transmissão hierárquica

A cadeia de transmissão do sinal de televisão digital pode ser resumida, segundo [6], como na Figura 14.

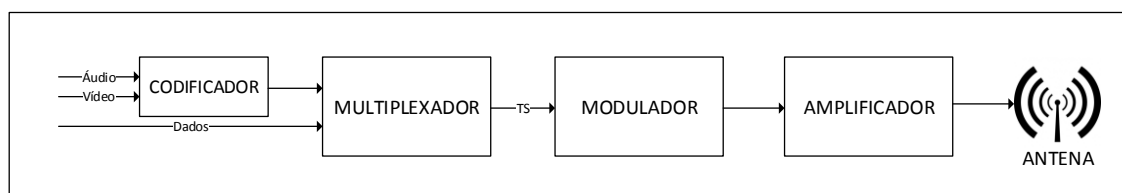


Figura 14 - Visão Geral do Sistema de Televisão

Um ou mais TS's (*Transport Streams*) devem ser remultiplexados a fim de criar um único TS. O TS originado deve passar pela etapa de codificação de canal para então ser enviado como sinal OFDM.

O espectro de televisão digital consiste em 13 blocos OFDM sucessivos, em que cada seguimento ocupa 1/14 do canal. Como a banda do canal segundo a recomendação da ABNT é de 6MHz, a largura de cada segmento é calculada como na equação 6.

$$B_{segmento} = \frac{B_{canal}}{N_{segmentos}} = \frac{6000 \cdot 10^3}{14} \cong 428,57KHz \quad (6)$$

Como dito em [6], os dados transmitidos devem consistir em conjuntos de TS's consistindo de múltiplos TSPs (*Transport Stream Packets*) definidos no sistema MPEG2.

Cada segmento OFDM de largura ~428,47KHz deve ser composto de quadros OFDM precedidos de sinais piloto. Após a composição dos quadros cada um dos 13 segmentos é convertido pela IFFT para a transmissão, como ilustrado na Figura 15.

Os segmentos OFDM podem ser agrupados em camadas hierárquicas, onde cada uma delas pode ser transmitida simultaneamente usando diferentes esquemas de transmissão (modulação, *time interleaving*, taxa do código FEC). Cada camada deve ter pelo menos um segmento OFDM e podemos ter no máximo três camadas hierárquicas em um canal de 6MHz.

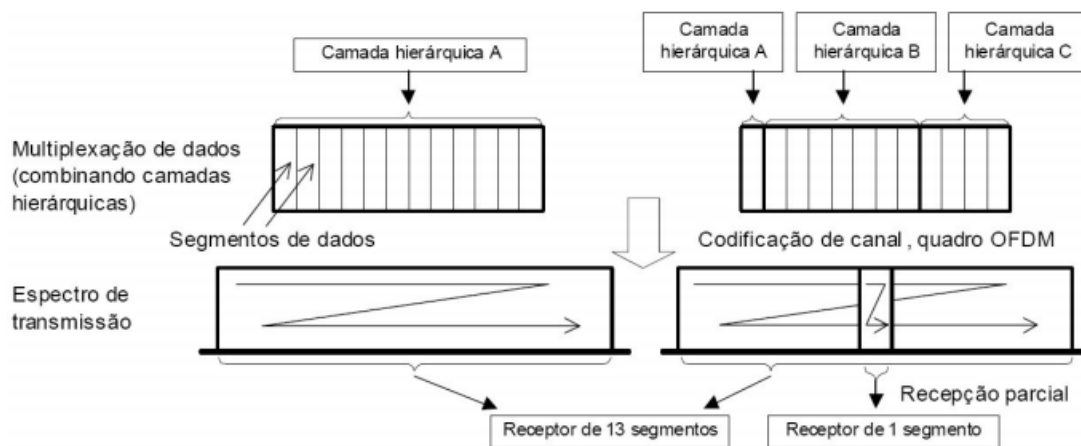


Figura 15 - Exemplo de Transmissão Hierárquica e Recepção Parcial [6]

Após a remultiplexação, são adicionadas informações sobre a qual camada o segmento de dados deve ser transmitido, a posição no quadro de multiplexação e outras informações de controle e bytes de paridade. Esses TSP's de transmissão, como são denominados, formam o BTS (*Broadcast Transport Stream*) [12].

1.4. SFN

1.4.1. Características

Uma SFN (*Single Frequency Network*) irá trabalhar com 2 tipos de atrasos, que por consequência podem gerar interferência na recepção dos sinais. O atraso devido a reflexões em obstáculos e o atraso devido a transmissões de outras estações da rede SFN podem gerar interferência intersimbólica que deve ser controlada/mitigada com a utilização do intervalo de guarda e do sincronismo de transmissores [1].

1.4.2. Distribuição do sinal em um sistema OFDM

A distribuição do sinal da estação geradora para as demais estações da rede pode ser realizada através de enlaces de fibra ótica, através do próprio sinal da estação geradora ou através de enlaces de micro-ondas. Assim uma estação retransmissora recebe o sinal que irá transmitir [5].

Os retransmissores podem ser sincronizados com a rede ou podem ser gap-fillers, retransmissores não sincronizados, os quais são utilizados para cobrir regiões de sombra muito problemáticas, as quais só podem ser cobertas apenas com retransmissores localizados bem próximos à essas regiões.

Os gap-fillers, ou reforçadores de sinal, nada mais são do que antenas retransmitindo os sinais em regiões em que a recepção do sinal não é boa, com a ajuda de um filtro de cancelamento de realimentação, que elimina a realimentação causada pela retransmissão pelo gap-filler no mesmo canal em faz a captação. É importante ressaltar que nesses casos o sinal transmitido por um gap-filler sempre estará atrasado em relação à estação principal, logo, para locais suficientemente distantes para que o atraso seja maior que o intervalo de guarda, existirá interferência.

As informações referentes à operação de SFNs estão presentes e organizadas no fluxo BTS, mostrado na Figura 16. Assim o modulador extrai essas informações sobre a SFN e configura o atraso necessário, com alguma referência de tempo (GPS), para que a operação seja um sucesso.

Quadro BTS

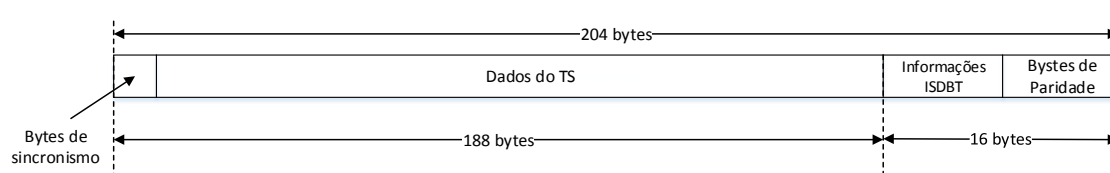


Figura 16 - Composição de um quadro BTS

O quadro BTS tem 204 bytes, dos quais 188 pertencem ao TS e aos bytes de sincronismo. São adicionadas as informações de rede, que contém informações como canal virtual, sincronismo de rede, camada hierárquica, etc, e os bytes de paridade, responsáveis pela correção de erros, que totalizam 16 bytes [12].

2. O CENÁRIO

Para modelar uma rede SFN e os problemas decorrentes da sua utilização consideremos que dois transmissores em posições diferentes compõem uma rede SFN e compartilham informações de sincronismo via enlace de microondas. Nesse cenário é necessário determinar as condições de recepção de (atraso, intensidade de campo e razão sinal ruído) em função das posições relativas do Tx ao Rx e de aspectos de sincronismo entre os Txs para a recepção de TV digital.

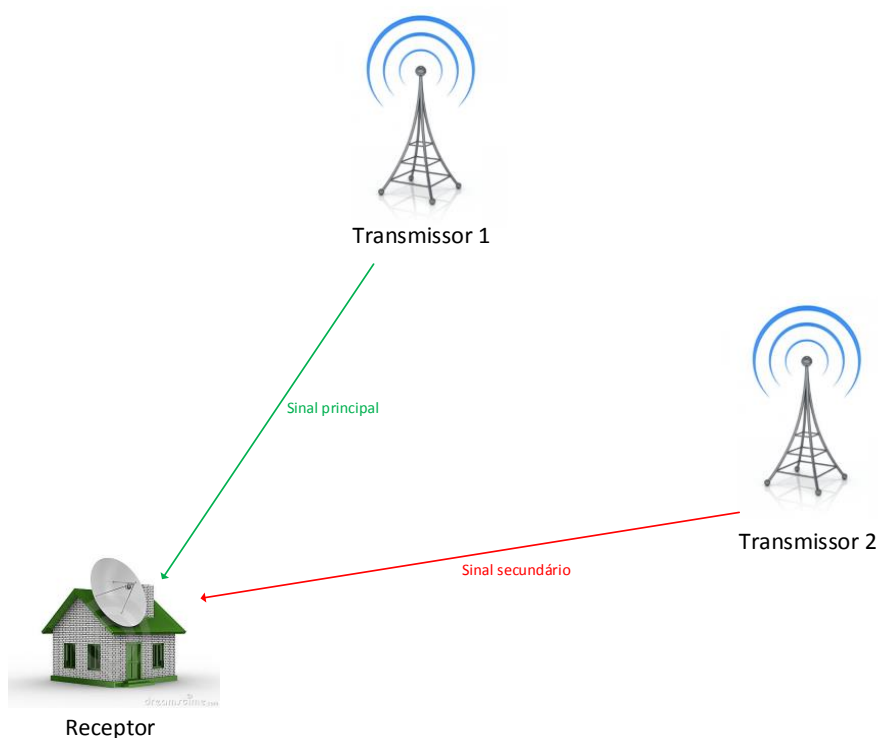


Figura 17 - SFN formada por 2 transmissores

2.1. Interferência Intersimbólica

Uma das necessidades na implementação de uma SFN é garantir que o fluxo de dados seja igual em toda a rede [1]. Com os efeitos do multipercurso (interferência destrutiva e perda de ortogonalidade entre as portadoras) a utilização do intervalo de guarda é necessária e a sua utilização irá ditar qual o maior atraso relativo temporal aceitável na

rede. Nos casos em que diferentes sinais cheguem ao receptor em intervalos de tempo distintos ocorrerá interferência intersimbólica, ou ISI (*Inter-Symbol Interference*). O OFDM consiste no uso de diversas subportadoras ortogonais entre si com pequena ocupação espectral em cada portadora, de modo que a duração do símbolo no domínio do tempo seja bem grande em comparação com um sinal monoportadora, por exemplo.

Apesar da duração do símbolo ser bem grande, se comparada ao caso do símbolo monoportadora para uma mesma taxa de transmissão, ainda assim a interferência intersimbólica acontece caso diferentes transmissores estejam localizados de modo que os símbolos por eles transmitidos cheguem ao receptor em instantes diferentes. Para que se remediasse este tipo de interferência foi introduzido o intervalo de guarda.

2.2. Desvanecimento por multipercurso

Quando as condições que garantem a não ocorrência da interferência intersimbólica são respeitadas ainda temos um outro tipo de interferência a considerar na recepção, o desvanecimento multipercurso, que consiste na interferência destrutiva entre dois sinais com fases diferentes [8].

Considere a Figura 18, 2 transmissores operando as distâncias diferentes (d_1, d_2) do receptor.

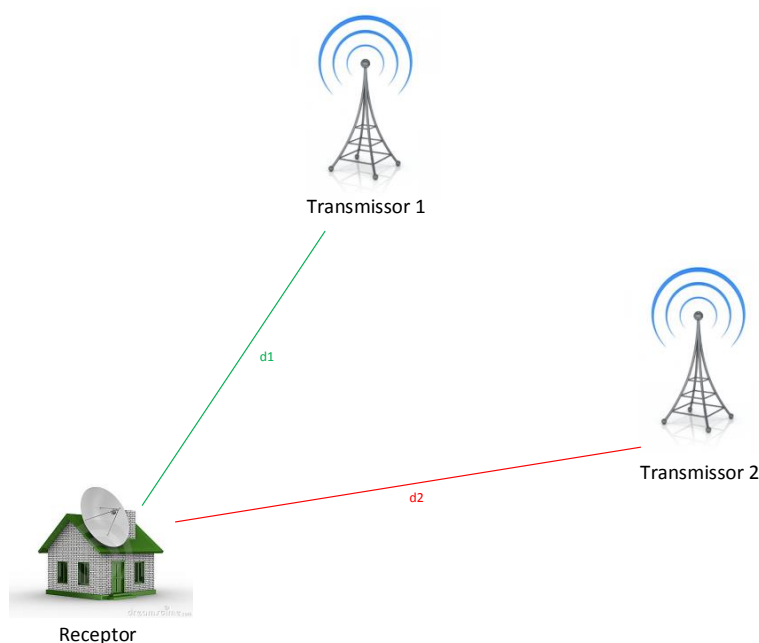


Figura 18 - Dois Transmissores Posicionados a Distâncias d_1 e d_2 do Receptor

Podemos considerar, por exemplo, para facilitar a análise, a frequência de 600MHz. O comprimento de onda λ nessa frequência é

$$\lambda = \frac{c}{f} = 50cm \quad (7)$$

Na qual c é a velocidade da luz (3×10^8 m/s) e f é frequência considerada.

Para que 2 sinais idênticos estejam em fase basta que a defasagem relativa no tempo seja um múltiplo do seu comprimento de onda λ . Assim a amplitude do sinal resultante será composta da soma das amplitudes dos sinais recebidos dos dois transmissores, que transmitem o mesmo sinal e formam assim uma interferência construtiva.

Para o caso de uma defasagem de múltiplos de $\frac{\lambda}{2} + \lambda$ a amplitude do sinal resultante será também a soma das amplitudes, que neste caso terão sempre sinais opostos, gerando uma interferência destrutiva. Para outras defasagens ocorram simultaneamente interferências construtiva e destrutiva, pela diferença das distâncias relativas dos percursos dos sinais dos transmissores ao receptor. Como o sinal OFDM é composto de componentes em diferentes frequências e, logo, com diferentes comprimentos de onda, algumas frequências sofrem interferências construtivas e outras destrutivas.

Se a diferença entre d_1 e d_2 for de, por exemplo, 50m (100λ), para $f = 600Mhz$, as portadoras estão em fase, logo não há interferência destrutiva entre portadoras. Porém, se considerarmos por exemplo a frequência de 603MHz, teremos:

$$\lambda = \frac{c}{f} = 0,4975m \quad (8)$$

Se a diferença de fase que ocorre pela diferença entre d_1 e d_2 ainda for de 50m ($100,5 \lambda$) uma portadora estará com uma diferença de fase de meio comprimento de onda, logo estará interferindo destrutivamente.

Como a banda ocupada pelo sinal OFDM ISDB-T é de aproximadamente 6MHz, teremos conjuntamente interferências destrutiva e construtiva, como mostrado na Figura 19:

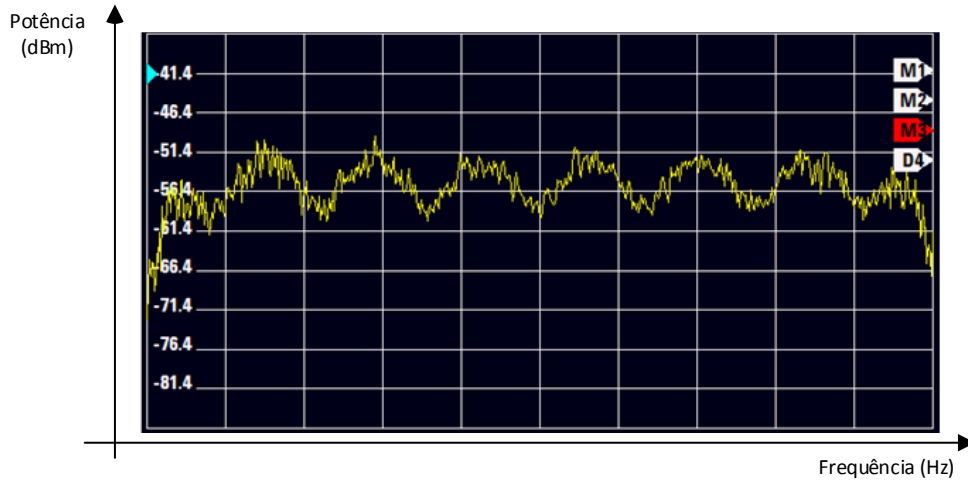


Figura 19 – Exemplo de interferência destrutiva entre duas portadoras OFDM medida em laboratório

A presença de vales se dá pelas ‘interferências destrutivas’ entre o sinal principal e o sinal secundário enquanto os picos são devidos a ‘interferências construtivas’. Assim, portadoras OFDM em vales terão um BER (*bit error rate*) maior, enquanto as portadoras OFDM localizadas nos picos terão uma BER menor [13] (exemplo Figura 19).

$$BER = \frac{Qtd. bits\ errados}{Qtd. total\ de\ bits} \quad (9)$$

Isso se dá devido o que chamamos uma razão sinal ruído(SNR) maior no caso dos picos e menor no caso dos vales.

$$SNR = \frac{pot. sinal}{pot. ruído} \quad (10)$$

Como a taxa de bits errados (BER) é função do SNR [13]. A relação entre a onda resultante entre duas portadoras OFDM é exemplificada na Figura 20, onde o quadro à

esquerda representa o caso em que o conjunto de sinais OFDM resulta em uma onda em que a amplitude é menor, o que por sua vez traz em um menor SNR e maior BER. Já o quadro à esquerda representa o caso em que a amplitude da onda resultante é maior, assim resultando em uma maior SNR e BER.

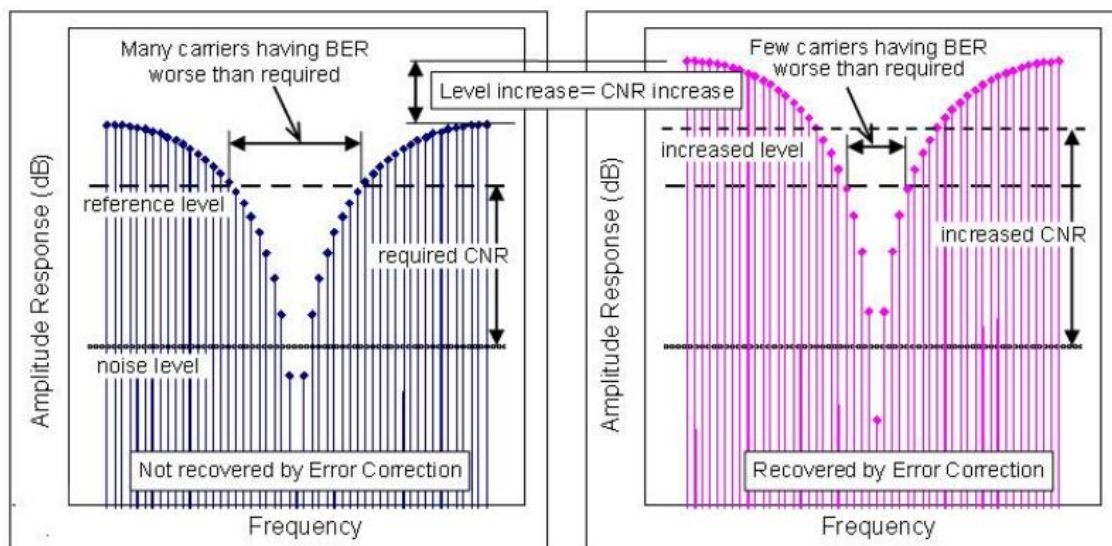


Figura 20 – Exemplos de interferência destrutiva em casos de desvanecimento por multipercurso [2]

Segundo [15], a razão sinal ruído mínima requerida para as diversas modulações e para diversos FECs (*Forward Error Correction*) tomando referência um determinado BER (1 bit errado em cada 10^6 bits) para cada FEC. Os CNR's (*carrier to noise ratio*) mostrados na tabela 1 tomam como referência a adição do ruído branco.

	FEC 1/2	FEC 2/3	FEC 3/4	FEC 5/6	FEC 7/8
QPSK	6,2 dB	7,7 dB	8,7 dB	9,6 dB	10,4 dB
16QAM	11,5 dB	13,5 dB	14,6 dB	15,6 dB	16,2 dB
64QAM	16,5 dB	18,7 dB	20,1 dB	21,3 dB	22,0 dB

Tabela 1 - SNR requeridos para cada FEC

Fica claro com a tabela 1 que, conforme aumentamos a taxa de bits/símbolo necessitamos um maior SNR para determinados BER e FEC.

2.3. Sincronismo de Rede

Com a utilização de transmissores sincronizados em uma SFN podemos controlar o atraso relativo de rede em todos os pontos de interesse de forma a minimizar a interferência intersimbólica na área coberta pela SFN. Combinando os cálculos da distância máxima para que dois transmissores não violem um determinado intervalo de guarda e das hipérboles dos atrasos relativos podemos estimar as zonas em que ocorrerão interferência intersimbólica mais significativas.

2.3.1. Conceito da Hipérbole

Considerando dois transmissores e um receptor como ilustrado na Figura 21 podemos calcular o atraso entre os sinais transmitidos por ambos:

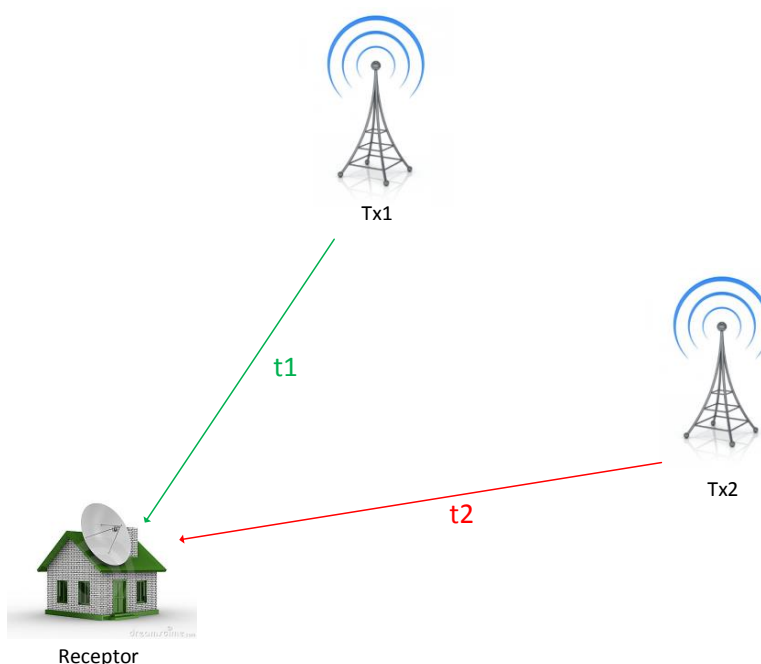


Figura 21 - Ilustração de Transmissores Operando em SFN

Considerando que os transmissores na Figura 21 começam a transmitir simultaneamente e que o receptor está em visada direta para ambos (assim $t1 = \frac{d1}{c}$ e

$t_2 = \frac{d_2}{c}$), o atraso relativo entre os sinais recebidos será de $\Delta t = |t_2 - t_1|$. Para uma diferença de tempo específica, faz-se a associação com a hipérbole – “conjunto de todos os pontos coplanares para os quais a diferença entre as distâncias a dois pontos fixos é constante”. Para o caso descrito na Figura 22 os transmissores Tx1 e Tx2 estão nos focos da hipérbole nos pontos fixos F1 e F2 gerando a hipérbole ilustrada na Figura 22. O lugar geométrico do ponto P(x,y) corresponde a uma hipérbole com focos F1 e F2 (lugares dos transmissores Tx1 e Tx2).

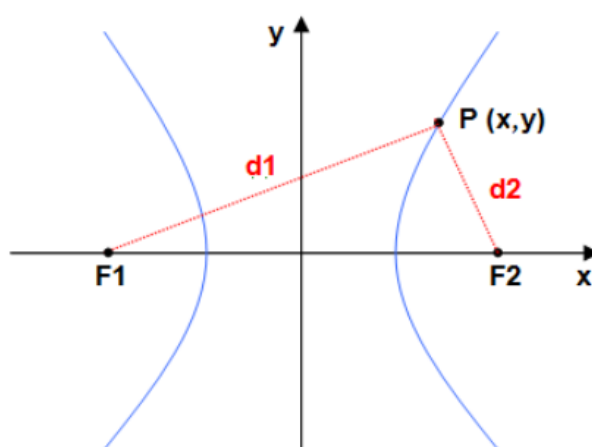


Figura 22 – Hipérbole Formada com Focos nos Pontos F1 e F2 [5]

Consideraremos a distância entre os transmissores e que ambos transmitem em visada direta para o receptor e que estão sincronizados.

Na Figura 23, deslocamos os focos de modo que F1 se localize na origem.

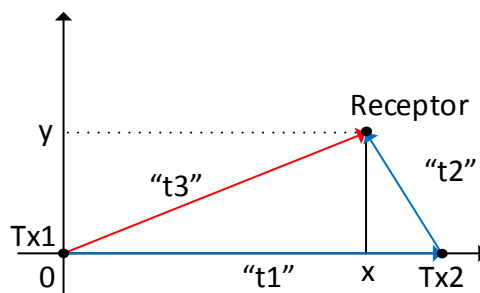


Figura 23 - Exemplo em que o Foco F1 foi Deslocado para a Origem

$$t1 = \frac{d}{c} \quad (11)$$

$$t2 = \frac{[(d-x)^2 + y^2]^{\frac{1}{2}}}{c} \quad (12)$$

$$t3 = \frac{(x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}}}{c} \quad (13)$$

Assim, podemos calcular Δt

$$\Delta t = |t2 - t3| = \left| \frac{[(d-x)^2 + y^2]^{\frac{1}{2}} - (x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}}}{c} \right| \quad (14)$$

e

$$c \cdot \Delta t = \left| [(d-x)^2 + y^2]^{\frac{1}{2}} - (x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}} \right| \quad (15)$$

Considerando um atraso relativo médio fixo, isto é, $c \cdot \Delta t = a$:

$$a + (x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}} = \left| [(d-x)^2 + y^2]^{\frac{1}{2}} \right| \quad (16)$$

com o que

$$\left[a + (x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}} \right]^2 = \left\{ \left| [(d-x)^2 + y^2]^{\frac{1}{2}} \right| \right\}^2 \quad (17)$$

$$a^2 + 2a(x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}} + (x^2 + y^2) = (d - x)^2 + y^2 \quad (18)$$

$$2a(x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}} = (d - x)^2 - (x^2 + a^2) \quad (19)$$

elevando ao quadrado, temos

$$[2a(x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}}]^2 = [(d - x)^2 - (x^2 + a^2)]^2 \quad (17)$$

$$4a^2(x^2 + y^2) = (d - x)^4 - 2(d - x)^2(x^2 + a^2) - (x^2 + a^2)^2 \quad (18)$$

$$y^2 = \frac{(d - x)^4 - 2(d - x)^2(a^2 + x^2) + (a^2 + x^2) - 4a^2x^2}{4a^2} \quad (19)$$

Com isso, temos que a curva que descreve o lugar geométrico de um Rx para um Δt específico, é dada por

$$y(x) = \left[\frac{(d - x)^4 - 2(d - x)^2(a^2 + x^2) + (a^2 + x^2) - 4a^2x^2}{4a^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (20)$$

$$\frac{d^4}{4a^2} - \frac{d^3x}{a^2} + \frac{d^2x^2}{a^2} - \frac{x^4}{4a^2} - \frac{x^2}{4a^2} - \frac{d^2}{2} + dx - \frac{3x^2}{2} + \frac{1}{4} - y^2 = 0 \quad (21)$$

$$x^4 \left(-\frac{1}{4a^2} \right) + x^2 \left(\frac{d^2}{a^2} - \frac{1}{4a^2} - \frac{3}{2} \right) + x \left(\frac{d^3}{a^2} + d \right) + \left(\frac{d^4}{4a^2} - \frac{d^2}{2} + \frac{1}{4} \right) - y^2 = 0 \quad (22)$$

o que define uma hipérbole [5].

Considerando os dois lados da hipérbole, nota-se que a linha central na Figura 24 corresponde ao lugar geométrico em que o atraso relativo entre os transmissores é nulo.

2.3.2. Regiões da hipérbole

A Figura 24 ilustra um exemplo em que considerando-se um intervalo de guarda igual a 30 microsegundos, as linhas representadas na Figura 24 representam os limiares dos atrasos relativos entre os sinais OFDM (principal e retransmissora) na recepção nesses pontos de 0, 30 μ s e 60 μ s.

A região rachurada representa a região em que o atraso relativo entre os sinais OFDM viola o intervalo de guarda e, logo, é a região em que ocorre a perda de ortogonalidade entre as subportadoras OFDM, resultando em interferência intersimbólica. A região complementar a essa representa a área em que o atraso relativo entre os sinais OFDM não viola o limite do intervalo de guarda, não resultando em interferência intersimbólica.

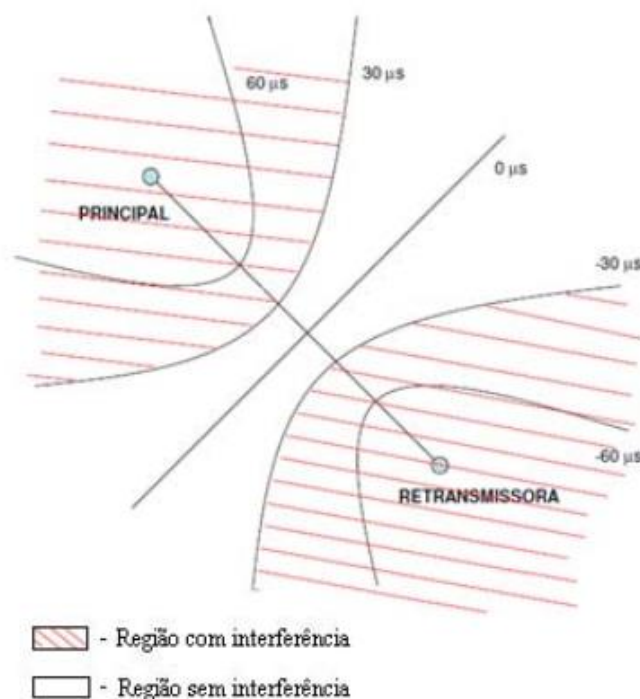


Figura 24 - Regiões com e sem interferência Intersimbólica em uma Região com Dois Transmissores Utilizando um Intervalo de Guarda de 30 μ s [5]

A Figura 25 ilustra a relação entre intervalo de guarda e ajuste de atraso de transmissão na região das hipérbolas. Nota-se que ao atrasarmos o retransmissor em relação ao transmissor principal, a região em que ocorre interferência intersimbólica tem seus limites deslocados na direção da estação retransmissora. Já ao ajustamos o intervalo

de guarda temos o alargamento se aumentarmos o intervalo, ou estreitamento caso diminuamos o intervalo, da região livre de interferência intersimbólica



Figura 25 - Exemplo em que o Atraso relativo entre os Transmissores é Ajustado[5]

2.3.3. Distância entre Transmissores

O cálculo da distância máxima entre dois transmissores sincronizados em uma rede SFN pode ser feito a partir das informações obtidas na norma brasileira de televisão digital, [6]. Na Tabela 2 seguem os valores da duração do símbolo e quantidade de portadoras.

Modo	Duração dos Símbolos	Número de Portadoras	Banda Ocupada	Banda Ocupada por Portadora
Modo 1	252 μ s	1405	5,575MHz	3,968MHz
Modo 2	504 μ s	2809	5,573MHz	1,984 MHz
Modo 3	1008 μ s	5617	5,572MHz	0,992 MHz

Tabela 2 - Informações Extraídas da Normal Brasileira de TV Digital

Com a Equação 23, a partir da duração dos símbolos podemos calcular a duração do intervalo de guarda para cada um dos modos,

$$D_{GI} = T_{GI} \cdot D_S \quad (23)$$

Onde D_{GI} é a duração do intervalo de guarda, T_{GI} é tipo de intervalo de guarda(1/2,1/4,1/8,1/16) e D_S é a duração do símbolo.

Intervalo de Guarda	Duração do Intervalo (Modo 1)	Duração do Intervalo (Modo 2)	Duração do Intervalo (Modo 3)
1/4	63 μ s	126 μ s	252 μ s
1/8	31,5 μ s	63 μ s	126 μ s
1/16	15,75 μ s	31,5 μ s	63 μ s
1/32	7,875 μ s	15,75 μ s	31,5 μ s

Tabela 3 - Duração dos Diversos Comprimentos de Intervalo de Guarda nos Respectivos Modos

A partir da duração do intervalo de guarda (Tabela 3), podemos estimar o máximo d em visada direta onde as distâncias de dois diferentes transmissores (Tx1 e Tx2 na Figura 21) com relação à um receptor.

$$d = c \cdot t = 3 \cdot 10^8 \cdot t \quad (24)$$

Onde c é a velocidade de propagação, aqui considerada como aproximadamente a velocidade da luz. Com a ajuda da Tabela 3 e da Equação 24, podemos compor a Tabela 4 que mostra as distâncias máximas entre transmissores para cada tamanho de intervalo de guarda.

Se o receptor estiver localizado nos limites estipulados pelo Intervalo de Guarda do modo utilizado, não deve ocorrer interferência intersimbólica, pois todo o atraso relativo entre os sinais OFDM estará contido no intervalo de guarda, preservando a ortogonalidade entre as subportadoras OFDM.

Intervalo de Guarda	d máximo (Modo 1)	d máximo (Modo 2)	d máximo (Modo 3)
1/4	18,9Km	37,8Km	75,6Km
1/8	9,45Km	18,9Km	37,8Km
1/16	4,725Km	9,45Km	18,9Km
1/32	2,3635Km	4,725Km	9,45Km

Tabela 4 - Distância Máxima entre Transmissores Calculada a partir da Duração do Intervalo de Guarda da Tabela 3

Como um dos parâmetros para os projetos de uma SFN é a não interferência intersimbólica, que consiste na não violação do intervalo de guarda, podemos estimar as distâncias máximas entre os transmissores sincronizados em uma SFN.

3. ESPECIFICAÇÃO DE TESTES E MEDIDAS DE DESEMPENHO DE SFN

Os arranjos das Figura 26 e Figura 27 foram concebidos de maneira a simular diferentes condições de recepção, atraso relativo e de amplitudes de sinais recebidos em uma SFN. Isso permite obter medidas empíricas e assim avaliar o desempenho de receptores e o comportamento da constelação diante de diferentes condições de recepção. As configurações do sistema de transmissão utilizado são as apresentadas na Tabela 5.

Sistema	SBTVD
Canal	29
Largura de Banda	6Mhz
Modulação Layer A	64QAM
FEC (foward error correction)	3/4
Intervalo de Guarda	1/8(126 μ s)
Modo de Sincronismo	Atraso estático (offset)

Tabela 5 - Configuração do sistema de TV Digital utilizado nos experimentos

Foi utilizado o canal 29 (506~566 MHz), modulado em 64QAM, FEC $\frac{3}{4}$, ou seja $\frac{1}{4}$ de redundância de código, intervalo de guarda com 126 μ s de duração. Ambos os transmissores inicialmente sincronizados, com o atraso sendo introduzidos diretamente em um deles através da configuração de um offset.

3.1. Arranjo 1 – Comportamento da recepção de símbolos

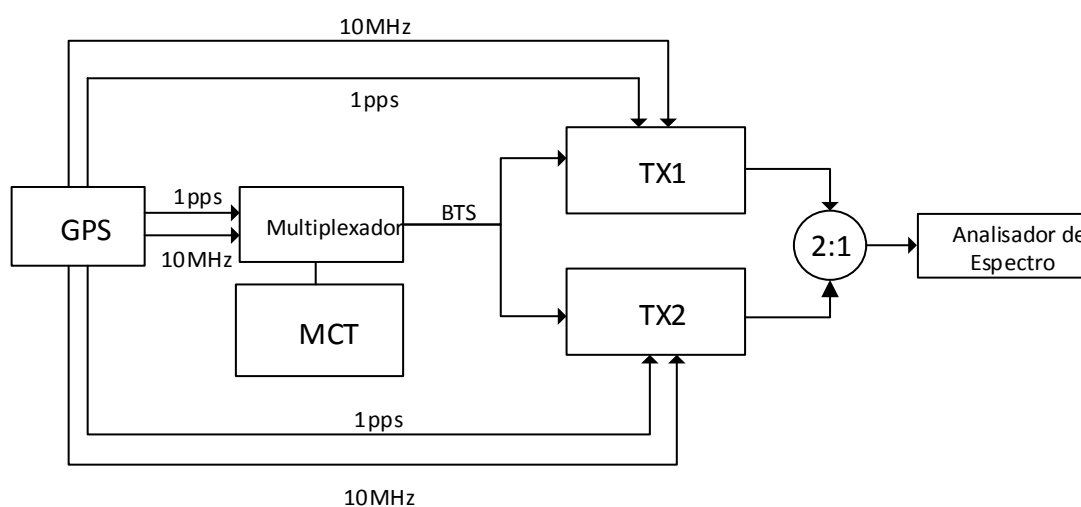


Figura 26 - Diagrama de Ligação do setup de medidas utilizado em laboratório

O primeiro arranjo (Figura 26) foi concebido de maneira a analisar o comportamento da constelação (mapeamento de símbolos) recebida no receptor de um *TV analyzer*. Ele é composto por um multiplexador que é alimentado pelas referências de tempo e frequência da rede (1pps, pulso por segundo, e 10MHz) e pelo sinal ASI (*asynchronous serial interface*) vindo do *Mux Controller* (MCT), então é gerado o BTS que alimenta ambos os excitadores que geram sinais de RF no canal 29 (de 560 até 566 MHz) onde é analisado pelo *TV analyzer*.

O MCT é responsável pelo sincronismo da rede, ele compõe o quadro BTS com os bits de sincronismo e o atraso de cada transmissor na rede. Enquanto os Transmissores são responsáveis pela amplificação dos sinais na saída da rede para o receptor.

Com o *TV analyzer* foram realizadas capturas das constelações variando-se a diferença de nível entre portadoras de 0,5,10,15 e 20 dB e de atraso relativo de 0 a 200 μ s em passos de 20 μ s.

3.2. Arranjo 2 – Comportamento de receptores comerciais de TV digital

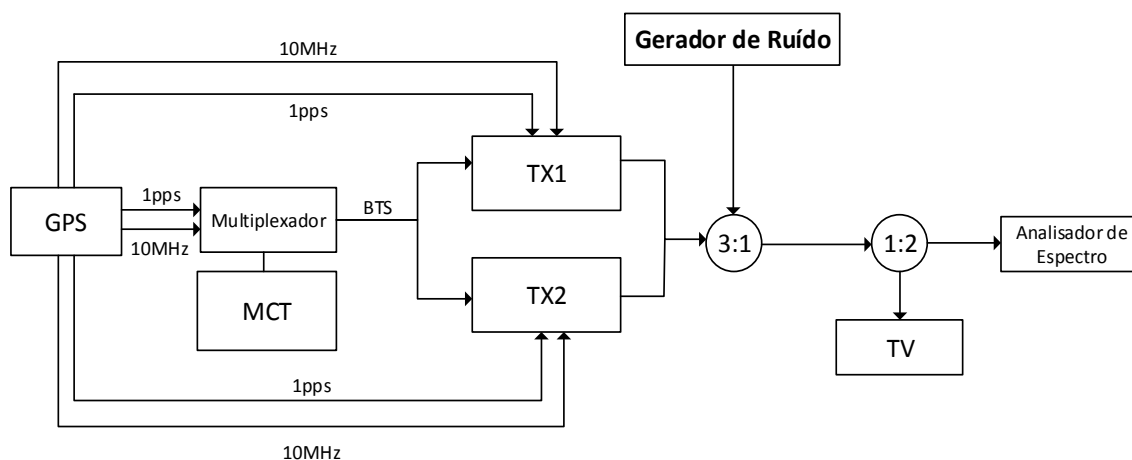


Figura 27 - Diagrama de ligação do setup de medidas utilizado em laboratório

O arranjo da Figura 27 é similar ao da Figura 26 com o acréscimo do gerador de ruído ligado na saída de RF dos transmissores e do uso de um televisor para que se analisasse o comportamento do seu receptor embutido em condições similares às de uma recepção real com 2 transmissores em visada direta. Os transmissores foram configurados segundo a Tabela 5.

Foram medidas as potências dos sinais de ambos os transmissores e do ruído branco adicionado com o auxílio do analisador de espectro do *TV analyzer* de forma a se calcular a razão sinal-ruído (SNR) mínima que permite a recepção em dada configuração. A SRN é definida como:

$$SNR = \frac{pot. sinal}{pot. ruído} \quad (25)$$

Variando-se a diferença de nível entre portadoras entre 0 e 21 dB com passos de 3 dB e atrasos relativos de 30 a 120 μs , com passos de 30 μs , e de 120 a 200 μs , com passos de 10 μs .

Para cada uma das configurações de atraso relativo e diferença de potência entre os foi medido o SNR mínimo para a recepção em cada um dos televisores disponíveis em laboratório afim de comparar as capacidades de recepção de diferentes televisores.

3.3. Equipamentos Utilizados

Para implementar os arranjos ilustrados nas Figuras 26 e 27 foram utilizados os seguintes equipamentos:

- Dois excitadores Linear (Figura 28), recebem o sinal ASI do multiplexador com os sinais 1pps e 10MHz a fim de gerar os dois sinais OFDM que irão compor SFN e que irão chegar ao receptor.



Figura 28 - Excitadores Utilizados nos Experimentos

- Um GPS Epsilon Clock EC22S (Figura 29) gerando os sinais de referência de tempo e frequência do sistema com o auxílio de uma antena de recepção de sinal GPS.



Figura 29 - GPS Utilizado nos Experimentos

- Um multiplexador modelo NEC (Figura 30) controlado pelo MCT (Mux Controller) que irá gerar o sinal BTS que será transmitido pelos transmissores através de um TS obtido do seu controlador MCT.



Figura 30 - Mux e MCT Utilizados nos Experimentos

- Um transmissor de teste Rohde & Schwarz SFE100 (Figura 31) foi utilizado para gerar o ruído branco em banda passante e simular as condições reais de transmissão.



Figura 31 - Transmissor de Teste Utilizado Como Gerador de Ruído nos Experimentos

- Uma série de televisores (Figura 32) e um analisador de espectro Rohde & Schawz ETH que irão receber os sinais OFDM (Figura 33) para analisarmos os resultados.

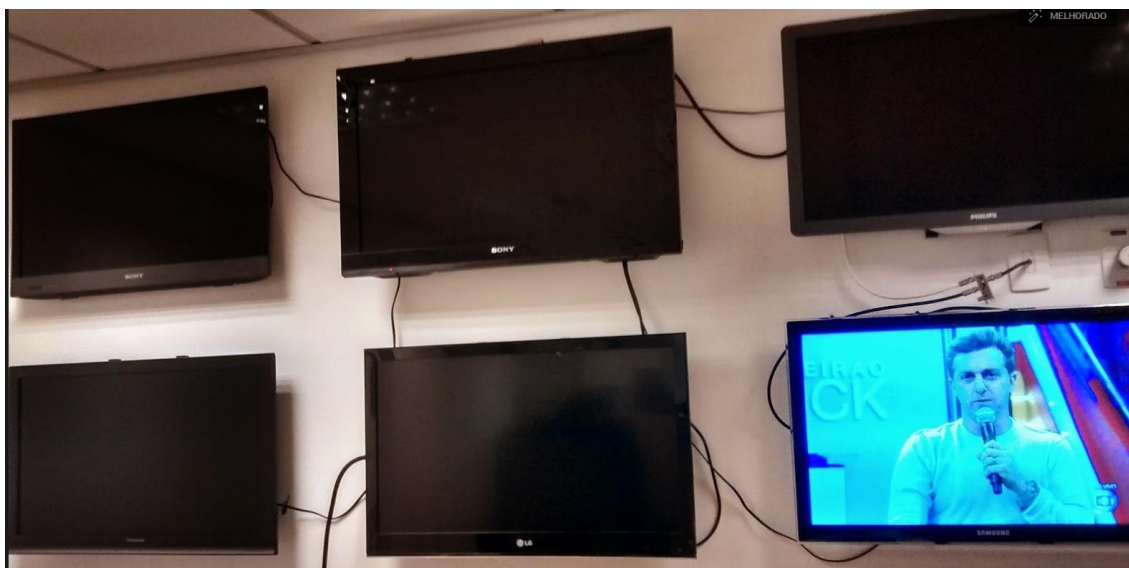


Figura 32 - Conjunto de Televisores Utilizados nos Experimentos



Figura 33 – TV analyzer Rohde & Schwarz modelo ETH

O experimento permite analisar os efeitos conjuntos da interferência intersimbólica e do desvanecimento por multipercursos em uma rede SFN com dois transmissores em visada direta. Inicialmente iremos analisar a constelação do símbolo OFDM na recepção, na presença dos dois sinais gerados pelos excitadores. Em seguida analisaremos o desempenho de receptores, capacidade de demodulação do sinal e a presença de blocos nas imagens reproduzidas pelos televisores na presença dos dois sinais e de ruído.

Em ambos os casos foram avaliadas diferentes condições, pela variação dos parâmetros de atraso entre sinais e diferença entre suas potências. Com isso, para analisar e compreender esse fenômeno isso é apresentado no próximo capítulo.

4. RESULTADOS E ANÁLISE

4.1. Comportamento da Constelação no receptor em SFN

As Figuras a,b,c,d, e e f mostram o comportamento observado em laboratório da constelação de 64QAM(Layer B do sinal OFDM de televisão digital) em função de diferentes atrasos relativos e diferenças entre as potências dos dois transmissores, sem a presença de ruído.

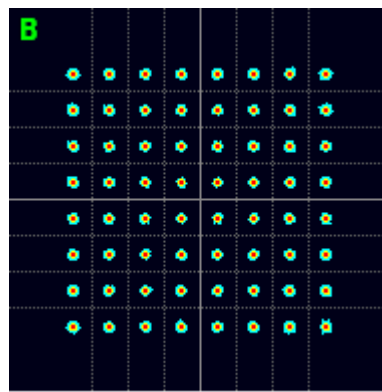


Figura 34 - Constelação de um único sinal OFDM

A Figura 34 representa a recepção no TV Analyzer de um sinal OFDM da camada 2 com modulação 64QAM e suas 64 possíveis combinações de bits. Podem ser percebidas o espalhamento de amplitude e fase na recepção, devido às diversas distorções do canal.

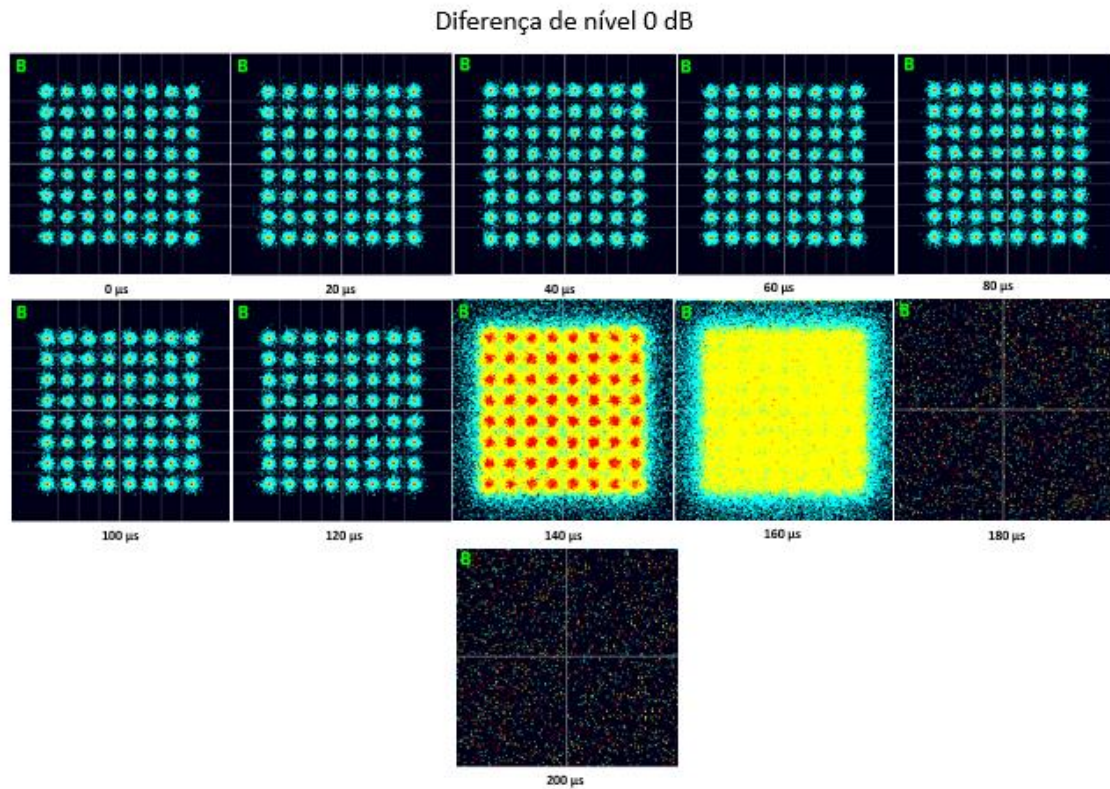


Figura 35 - Comportamento da constelação com portadoras de níveis de potência iguais e com diferentes atrasos entre si

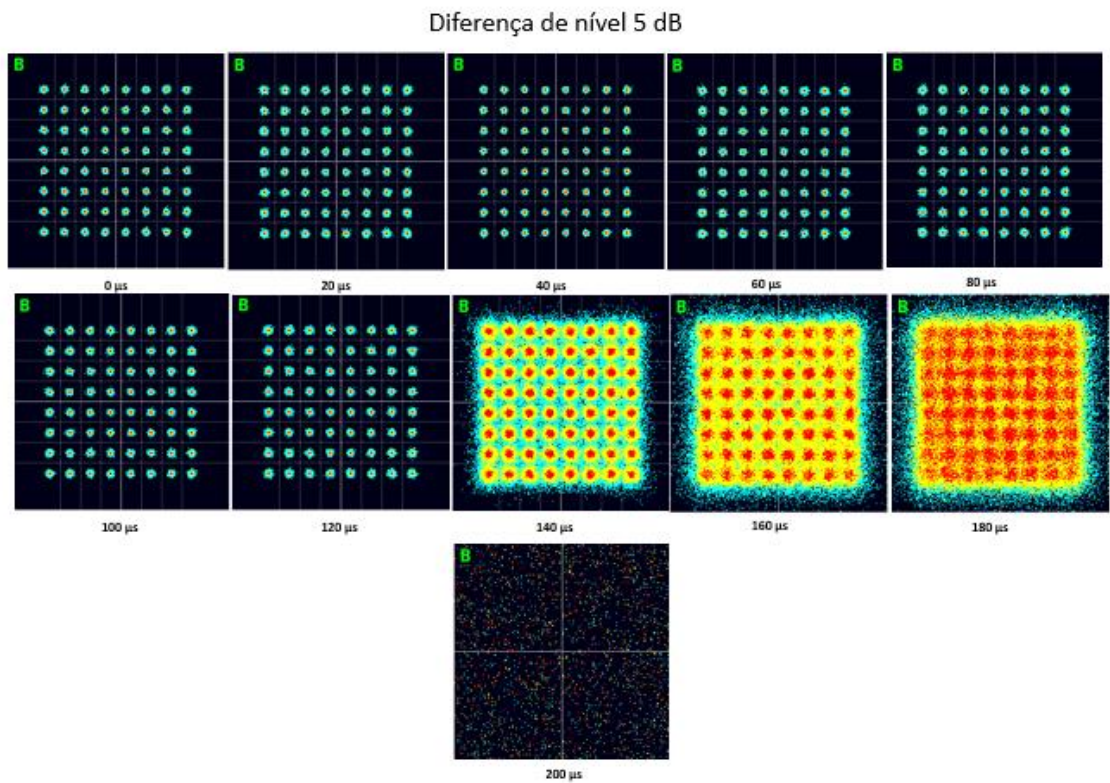


Figura 36 - Comportamento da constelação com portadoras de níveis de potência divergentes em 5dB e com diferentes atrasos entre si

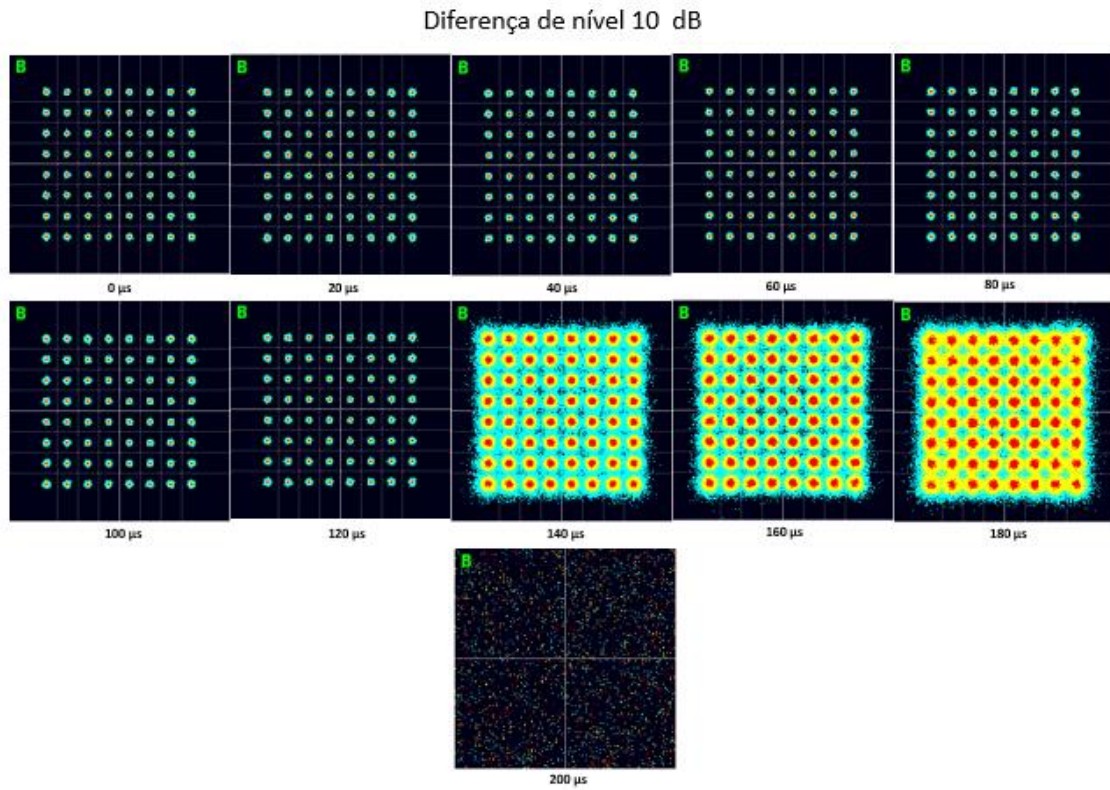


Figura 37 - Comportamento da constelação com portadoras de níveis de potência divergentes em 10dB e com diferentes atrasos entre si

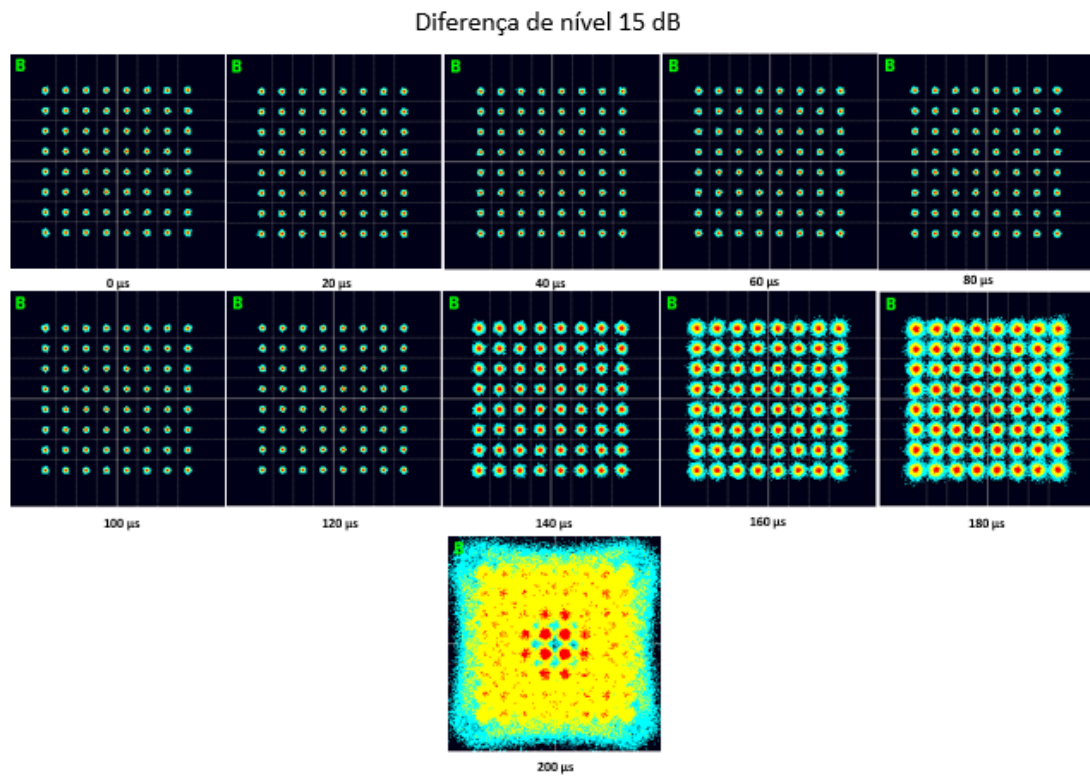


Figura 38 - Comportamento da constelação com portadoras de níveis de potência divergentes em 15dB e com diferentes atrasos entre si

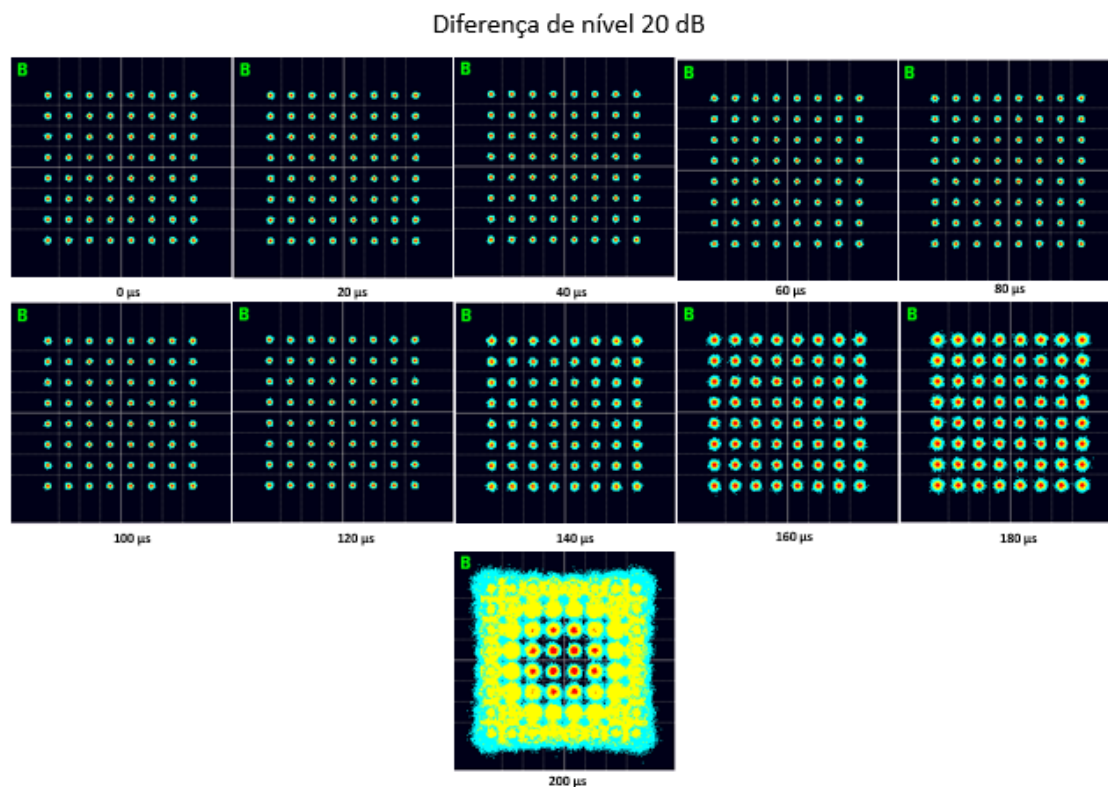


Figura 39 - Comportamento da constelação com portadoras de níveis de potência divergentes em 20dB e com diferentes atrasos entre si

A partir das Figuras 35, 36, 37, 38 e 39 podemos constatar que a dispersão dos símbolos aumenta conforme aumentamos o atraso relativo entre os dois sinais em uma SFN. Observa-se que também quando o atraso ultrapassa o marco do intervalo de guarda de 126μ s, este é ainda mais representativo na dispersão devido à perda de ortogonalidade entre as portadoras OFDM. Combinando os resultados (atrasos e diferença entre potências) podemos constatar que a influência do sinal secundário pode ser menosprezada quando a diferença entre as potências for inferior a 15dB, condição na qual o limiar do intervalo de guarda passa a não ser tão relevante (mesmo com a perda da ortogonalidade entre as subportadoras. Isso ocorre pois nesses casos a interferência causada pelo sinal secundário é tão pequena que pode ser considerada insignificante em parte dos casos não impactando a detecção correta dos símbolos. O comportamento observado em laboratório e demonstrados nas Figuras 35, 36, 37, 38 e 39 confirma os resultados encontrados em [2].

A Figura 40 mostra os efeitos da recuperação dos símbolos no receptor que foram observados em laboratório. Observa-se que a capacidade de recuperação dos símbolos é diferente em cada ponto da constelação. Isso é notado no experimento em laboratório,

como na Figura 40, em que o espalhamento das portadoras é notadamente maior nas extremidades da constelação.

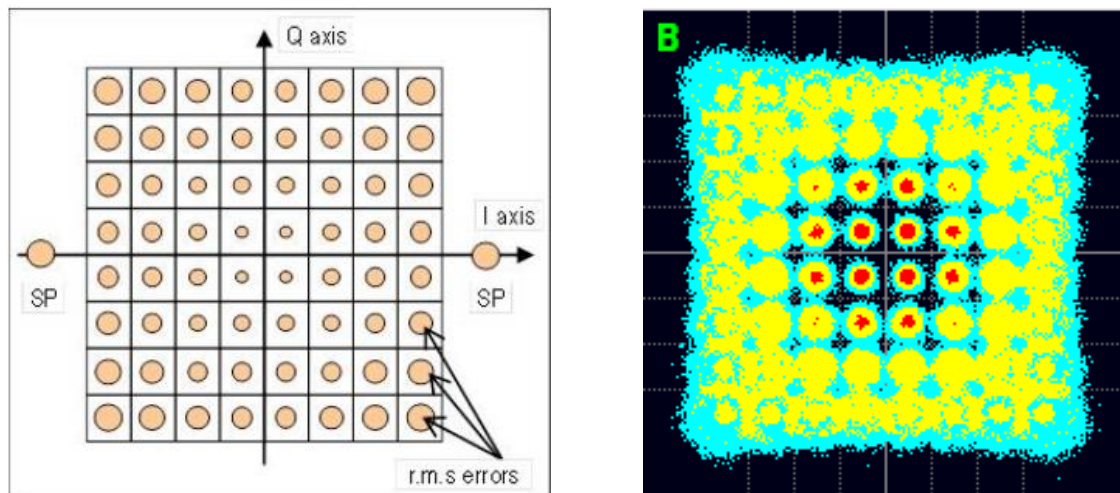


Figura 40 - Comparação entre o estudo da ITU e o comportamento da Constelação Observado em Laboratório

Isso se dá pela não linearidade no receptor, que amplifica de maneira não uniforme a amplitude dos diversos símbolos. O que produz essa menor probabilidade de erros de símbolos do centro para as extremidades da constelação.

4.2. Recepção do sinal de TV Digital em uma rede SFN com 2 transmissores sincronizados

Foram realizados testes em laboratório com cinco televisores diferentes funcionando em uma SFN com dois transmissores conforme o diagrama apresentado na Figura 27. Foi medido o valor mínimo de potência em um dos transmissores para a correta recepção do sinal OFDM e após isso mantido o transmissor em -40dBm, enquanto foi-se variando a potência do gerador de ruído e era calculado o C/N mínimo para a recepção com apenas um transmissor (Tabela 6). A terceira etapa foi medir o C/N mínimo para as diversas condições de recepção entre os dois transmissores em SFN, foi mantida a potência de transmissão de um dos transmissores em -40dBm enquanto variava-se a potência do segundo transmissor a fim de se obter a diferença de nível, através da equação 26

$$\begin{aligned} Dif.Nível(dB) &= Pot. Tx1(dBm) - Pot. Tx2(dBm) \\ &= -40dBm - Pot. Tx2(dBm) \end{aligned} \quad (26)$$

Para caracterizar as diferentes condições de recepção e a potência do gerador de ruído para que se calculasse a C/N mínima de recepção.

$$C/N_{min} = \frac{Pot_{Tx1+Tx2}}{N_{max}} \quad (27)$$

Televisores testados	C/N _{mínimo} (dB)	Potência mínima de recepção (dBm)
Samsung UN32D5500RGXZD	17,8	-80,6
Philips 32PFL7606D/78	17,8	-81,1
LG 32CS460	16,7	-83,2
Sony KDL-32EX525	16,7	-82,2
Panasonic TC-L32X30B	16,7	-84,8

Tabela 6 – C/N_{min} e Potência Mínima para a correta recepção dos símbolos medidos em laboratório

4.2.1. Televisor Samsung modelo UN32D5500RGXZD

Potência mínima em meio não ruidoso: -80,6 dBm

C/N mínimo para um transmissor: 17,8 dB

C/N min para diferentes configurações de diferença de nível e atraso entre portadoras (dB)								
	Atraso relativo entre portadoras(μ s) (IG 126 μ s)							
Dif Nível(dB)	30	60	90	120	130	150	170	200
0	23	25,5	24,7	24	x	x	x	x
3	20,6	21,6	20,6	20,6	x	x	x	x
6	18,8	20,8	19,8	19,8	x	x	x	x
9	18,2	18,2	18,2	18,2	23,9	x	21,2	25,7
12	17,9	17,9	17,9	17,9	18,9	19,9	19,9	20,9
15	17,8	17,8	17,9	17,8	18,8	19,8	19,8	20,8
18	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	19,8	19,8	20,8
21	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	18,8

Tabela 7 – C/N Mínimo Medidos no Televisor Samsung UN32D5500RGXZD

A perda de margem pela presença de um segundo sinal é de aproximadamente de 5dB dentro do intervalo de guarda e de aproximadamente 3dB na faixa fora do intervalo de guarda com no mínimo 9dB de diferença entre os sinais.

4.2.2. Televisor Philips Modelo 32PFL7606D/78

Potência mínima em meio não ruidoso: -81,1 dBm

C/N mínimo para um transmissor: 17,8 dB

C/N min para diferentes configurações de diferença de nível e atraso entre portadoras (dB)								
	Atraso relativo entre portadoras(μ s) (IG 126 μ s)							
Dif Nível(dB)	30	60	90	120	130	150	170	200
0	23	23	23	23	x	x	x	x
3	20,6	20,6	21,6	21,6	21,6	21,6	21,6	21,6
6	19,8	19,8	19,8	19,8	19,8	19,8	19,8	19,8
9	18,2	18,2	18,2	18,2	18,2	19,2	19,2	19,2
12	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9
15	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8
18	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8
21	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8

Tabela 8 - C/N Mínimo Medidos no Televisor Philips 32PFL7606D/78

A perda de margem pela presença de um segundo sinal é de aproximadamente de 5dB dentro do intervalo de guarda e de aproximadamente 4dB na faixa fora do intervalo de guarda com no mínimo 3dB de diferença entre os sinais.

4.2.3. Televisor LG Modelo 32CS460

Potência mínima em meio não ruidoso: -83,2 dBm

C/N mínimo para um transmissor: 16,7 dB

C/N min para diferentes configurações de diferença de nível e atraso entre portadoras (dB)								
	Atraso relativo entre portadoras(μ s) (IG 126 μ s)							
Dif Nível(dB)	30	60	90	120	130	150	170	200
0	23	23	23	23	x	x	x	x
3	20,6	20,6	20,6	20,6	20,6	20,6	21,6	21,6
6	18,8	18,8	18,8	18,8	18,8	18,8	19,8	19,8
9	18,2	18,2	18,2	18,2	18,2	18,2	18,2	18,2
12	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9
15	16,7	16,7	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8
18	16,7	16,7	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8
21	16,7	16,7	16,7	16,7	16,7	16,7	17,8	17,8

Tabela 9 - C/N Mínimo Medidos no Televisor LG

A perda de margem pela presença de um segundo sinal é de aproximadamente de 6dB dentro do intervalo de guarda e de aproximadamente 4dB na faixa fora do intervalo de guarda com no mínimo 3dB de diferença entre os sinais.

4.2.4. Televisor Sony Modelo KDL-32EX525

Potência mínima em meio não ruidoso: -82,2 dBm

C/N mínimo para um transmissor: 16,7 dB

C/N min para diferentes configurações de diferença de nível e atraso entre portadoras (dB)								
	Atraso relativo entre portadoras(μ s) (IG 126 μ s)							
Dif Nível(dB)	30	60	90	120	130	150	170	200
0	22	22	22	23	x	x	x	x
3	19,6	19,6	19,6	19,6	20,6	20,6	20,6	20,6
6	18,8	18,8	18,8	18,8	19,8	19,8	19,8	19,8
9	18,2	18,2	18,2	18,2	19,2	19,2	19,2	19,2
12	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9
15	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8
18	17,8	17,8	17,8	17,8	16,7	16,7	16,7	17,8
21	17,8	16,7	17,8	16,7	16,7	16,7	16,7	16,7

Tabela 10 - C/N Mínimo Medidos no Televisor Sony KDL-32EX525

A perda de margem pela presença de um segundo sinal é de aproximadamente de 4dB dentro do intervalo de guarda e de aproximadamente 4dB na faixa fora do intervalo de guarda com no mínimo 3dB de diferença entre os sinais.

4.2.5. Televisor Panasonic Modelo TC-L32X30B

Potência mínima em meio não ruidoso: -84,8 dBm

C/N mínimo para um transmissor: 16,7 dB

C/N min para diferentes configurações de diferença de nível e atraso entre portadoras (dB)								
	Atraso relativo entre portadoras(μ s) (IG 126 μ s)							
Dif Nível(dB)	30	60	90	120	130	150	170	200
0	22	22	22	22	25,5	X	X	X
3	19,6	19,6	19,6	20,6	21,6	24,1	23,9	24,9
6	18,8	18,8	18,8	19,8	19,8	19,8	19,8	19,8
9	18,2	18,2	18,2	18,2	18,2	18,2	18,2	18,2
12	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9	17,9
15	16,7	16,7	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8
18	16,7	16,7	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8
21	16,7	16,7	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8	17,8

Tabela 11 - C/N Mínimo Medidos no Televisor Panasonic TC-L32X30B

A perda de margem pela presença de um segundo sinal é de aproximadamente de 5dB dentro do intervalo de guarda e de aproximadamente 7dB na faixa fora do intervalo de guarda com no mínimo 3dB de diferença entre os sinais.

4.2.6. Testes realizados no Japão

Em 2008 foram realizados testes similares aos previamente apresentados. A fim de medir o desempenho dos receptores padrão japoneses em SFN foram realizadas uma série de medidas que compõem a tabela 12.

C/N mínimo de recepção em uma SFN (dB)							
Atraso relativo entre transmissores (μs) (IG 63μs)	Diferença de nível entre transmissores (dB)						
	0	3	5	10	15	20	30
5	>35	28	24	24	21,2	20	19,9
15	>35	26,2	23,7	23,7	20,2	20	
20		26,9	24	24	20,2		
25		31,3	24,3	24,3	20,2		
30	>35	>35	27,4	27,4	20,5	20	29,9
60			>35	>35	21,2	20,2	
70					22,2	20,3	19,9

Tabela 12 - Medidas de C/N Mínimo em SFN Realizadas em um Receptor Padrão

Nota-se que o C/N mínimo para a recepção em SFN em condições similares é maior que o apresentado neste documento. Além de que a potência mínima para a recepção em um canal ruidoso com apenas um transmissor também é maior.

Perda de margem de C/N (dB)		
	Receptor comercial	Receptor padrão
Dentro do IG	5	>15
Fora do IG	7	>15

Tabela 13 – Perda de Margem devido a presença de um segundo sinal em uma rede SFN

A Tabela 13 compara a perda de margem no pior caso, conforme calculada na Equação 28, de um receptor padrão medida em 2008 com a de um receptor comercial atual. Nota-se que a perda de margem é bem menor com os novos receptores do que com o receptor padrão.

$$Perda\ de\ margem(dB) = C/N_{min.1Tx}(dB) - C/N_{min.SFN}(dB) \quad (28)$$

5. CONCLUSÕES

Em todos os casos não foi possível demodular o sinal, com exceção do televisor Panasonic TC-L32X30B, após o intervalo de guarda ($126\ \mu\text{s}$) com os sinais dos transmissores com diferença de nível de 0dB. Porém, em todos os demais casos, com exceção do televisor Samsung UN32D5500RGXZD, foi possível a demodulação nas demais condições mesmo que com um aumento da razão sinal-ruído mínima necessária. O que demonstra as diferentes máscaras de recepção como em [2].

Em virtude dos resultados apresentados nos testes deste documento percebemos que, conforme a Tabela 12 que mostra os testes realizados no Japão para a recepção em uma SFN com dois transmissores com intervalo de guarda de $63\ \mu\text{s}$ em diferentes condições de recepção em um receptor padrão. Similar ao que foi feito neste estudo. A margem dentro do intervalo de guarda é de até de 7dB para a maioria dos casos apresentados. Enquanto os testes anteriores apontavam uma margem maior que 10dB. O que aponta que os novos receptores possuem equalizadores muito mais eficientes do que o receptor padrão.

A potência necessária para a demodulação medida apresentou valores entre -81dBm e -84dBm. Enquanto a potência mínima apresentada em [6] é de -77dBm. Assim, os modernos receptores apresentam uma melhora entre 4dB e 7dB para o campo mínimo.

Os novos receptores apresentam um melhor comportamento fora do intervalo de guarda. Apresentando bom comportamento para os casos em que as potências dos transmissores estão a partir de 3dB de diferença de potência, apenas o televisor Samsung apresentou um comportamento inferior, conseguindo demodular eficientemente apenas com 12dB de diferença de potência. O que, após compararmos com os testes anteriores, apresenta uma melhora dos equalizadores dos receptores modernos com relação ao receptor padrão.

6. BIBLIOGRAFIA

- [1] **Duca, Carolina, Yamada, Fujio.** *Distribuição de sinais para o sistema Brasileiro de TV Digital*,. Revista de Radiodifusão 03 nº 03, 2009.
- [2] **International Telecommunications Union.** *Calculation model for SFN reception and reference receiver characteristics of ISDB-T system*. 2013, Report ITU-R BT.2209-1.
- [3] **International Telecommunications Union.** *Construction technique of DTTB relay station network for ISDB-T*. 2013, Report ITU-R BT.2294-0.
- [4] **International Telecommunications Union.** *Planning criteria for digital terrestrial television services in the VHF/UHF bands*. 2002, Recommendation ITU-R BT.1368-3.
- [5] **Guerra, Mauricio.** *Caracterização do Canal de Propagação para Redes de TV Digital de Frequência Única*. Tese de mestrado, UFF, 2012.
- [6] **ABNT.** *Norma Brasileira – Televisão Digital Terrestre – Receptores*. 2007, ABNT NBR 15604.
- [7] **Peres, Francisco.** *Estudo de Modelos de Radiopropagação para Recepção Fixa de TV Digital na Faixa de UHF*. Tese de mestrado, UFF, 2011.
- [8] **Pinto, Ernesto.** *A Técnica de Transmissão OFDM*. 2002, Revista Científica Periódica – Telecomunicações.
- [9] **Xiao, Yao.** *Orthogonal Frequency Division Multiplexing Modulation and Inter-Carrier Interference Cancellation*. Tese de mestrado, Universidade do Estado de Louisiana 2003.
- [10] **Chi, Tsong Chen.** *System and Signal Analysis*. Thomson, 1988.
- [11] *The handbook of formulas and tables for signal processing* Poularikas, **D, Alexander**, 1999, Springer.
- [12] **Akamine, Cristiano.** *Distribuição do BTS por Redes de Comunicação*. Apresentação, SET 2012, 2012.
- [13] **Oliveira, Jean Felipe.** *Avaliação Experimental do Desempenho do Canal Móvel do Sistema Brasileiro de Televisão Digital*. Tese de mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, 2008.
- [14] **Peres, Francisco.** *Transmissão – Sistema Brasileiro de TV Digital*. Apresentação, Universidade Federal do Espírito Santo, 2014.
- [15] **Association of Radio Industries and Businesses.** *Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting*. 2005, ARIB STD-B31.