

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

FÁBIO ROGÉRIO BORN LOPES

MÉTODO DE SUPRESSÃO ESPECTRAL DO SINAL OFDM EMPREGANDO  
BANDA DE GUARDA COM PORTADORAS DE CANCELAMENTO

NITERÓI, RJ

2013

FÁBIO ROGÉRIO BORN LOPES

MÉTODO DE SUPRESSÃO ESPECTRAL DO SINAL OFDM EMPREGANDO  
BANDA DE GUARDA COM PORTADORAS DE CANCELAMENTO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações Móveis.

Orientador:  
Prof. Dr. José Santo Guiscafré Panaro

Niterói, RJ

2013

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

L864 Lopes, Fábio Rogério Born  
Método de supressão espectral do sinal OFDM empregando banda de guarda com portadoras de cancelamento / Fábio Rogério Born Lopes. – Niterói, RJ : [s.n.], 2013.  
91 f.  
  
Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Federal Fluminense, 2013.  
Orientador: José Santo Guiscafré Panaro.  
  
1. Sistema de telecomunicação. 2. Espectro eletromagnético. 3. Multiplexação por divisão de frequência ortogonal. 4. Rádio cognitivo. I. Título.

CDD 621.382


FÁBIO ROGÉRIO BORN LOPES

MÉTODO DE SUPRESSÃO ESPECTRAL DO SINAL OFDM EMPREGANDO  
BANDA DE GUARDA COM PORTADORAS DE CANCELAMENTO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações Móveis.

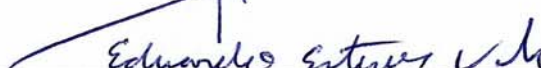
Aprovada em 06 de junho de 2013.

BANCA EXAMINADORA

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. José Santo Guiscafré Panaro – UFF  
Orientador

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Eduardo Rodrigues Vale – UFF

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Julio Cesar Rodrigues Dal Bello – UFF

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Eduardo Esteves Vale – Marinha do Brasil.

Niterói, RJ  
2013

À minha amada família.

## AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Prof. Dr. José Santo Guiscafré Panaro pelas inúmeras horas dedicadas ao ensino de assuntos imprescindíveis à realização deste trabalho.

Aos meus professores do curso de mestrado pelos ensinamentos transmitidos em suas disciplinas que de maneira direta ou indireta contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

À Marinha do Brasil pela oportunidade de aprimoramento concedida e pela confiança em mim depositada que contribuíram sobremaneira para o êxito desta missão.

À minha esposa e à minha filha, por todo o incentivo e apoio prestado antes e durante a realização deste trabalho.

## RESUMO

As técnicas de conformação espectral (*spectrum sculpting*) para Rádio Cognitivo são ferramentas importantes para o uso mais eficiente do espectro eletromagnético, uma vez que a supressão dos lóbulos laterais (*sidelobe suppression*) do sinal OFDM permite o compartilhamento de uma mesma banda por sistemas primários e secundários.

Neste trabalho estão descritas as principais técnicas de conformação espectral para sinais OFDM, de modo a distinguir as vantagens e desvantagens de cada método. Em consequência, optou-se pela análise mais detalhada da técnica de Portadoras de Cancelamento (*Cancellation Carriers*), onde foram levantadas diversas estatísticas de desempenho relativas a este método. Como resultado dessa análise, foi proposto um novo método de supressão espectral, combinando portadoras de cancelamento ativas e inativas (nulas) na banda de guarda.

Para o novo método, foram simuladas diversas possibilidades considerando até três portadoras de cancelamento ativas, intercaladas por portadoras inativas, para uma banda de guarda composta por até sete subportadoras. Também, foram levantados os gráficos das distribuições estatísticas resultantes para a potência residual dos lóbulos laterais e para a potência aplicada às portadoras de cancelamento. Os resultados das simulações foram comparados de forma a avaliar o desempenho das configurações propostas, identificando aquelas que apresentam o melhor rendimento. Foi constatado que diversas configurações apresentam melhor desempenho, quando comparadas ao método convencional.

**Palavras-chave:** Conformação Espectral, Supressão dos Lóbulos Laterais, Banda de Guarda, Portadoras de Cancelamento, OFDM, Rádio Cognitivo.

## ABSTRACT

The Spectrum Sculpting techniques for Cognitive Radio are important tools for the most efficient use of the frequency spectrum, since the sidelobe suppression of the OFDM signal enable sharing the same band by two systems, the primary and secondary.

In this work, the main Spectrum Sculpting techniques for OFDM signals are described in order to distinguish the advantages and disadvantages of each method. Consequently, a more detailed analysis of the Cancellation Carriers technique was made and various performance statistics were obtained. As a result of this analysis, a new method was proposed for spectral suppression, combining active and inactive (null) cancellation carriers in the guard band.

For the new method, we simulated several possibilities considering up to three different active cancellation carrier interspersed with inactive carriers for a guard band composed of up to seven subcarriers. The statistics graphics for the residual sidelobe power and the power applied to the cancellation carrier were also determined. The simulation results were compared to evaluate the performance of proposed configurations, identifying those with the best performance. It was noted that several configurations perform better when compared to the conventional method.

**Keywords:** Spectrum Sculpting, Sidelobe Suppression, Guard Band, Cancellation Carriers, OFDM, Cognitive Radio.



## SUMÁRIO

RESUMO, p. 6

ABSTRACT, p. 7

LISTA DE ILUSTRAÇÕES, p. 10

LISTA DE TABELAS, p. 12

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS, p. 13

1 INTRODUÇÃO, p. 15

1.1 MOTIVAÇÃO, p. 15

1.2 OBJETIVO, p. 16

1.3 ORGANIZAÇÃO, p. 17

2 OFDM, RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE E RÁDIO COGNITIVO, p.18

2.1 OFDM, p. 18

2.2 RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE, p. 25

2.3 RÁDIO COGNITIVO, p. 30

2.3.1 ARQUITETURA FÍSICA DO RÁDIO COGNITIVO, p. 31

2.3.2 CAPACIDADE COGNITIVA, p. 33

2.3.3 RECONFIGURABILIDADE, p. 34

3 PRINCIPAIS TÉCNICAS DE SUPRESSÃO ESPECTRAL DO SINAL

OFDM, p. 35

3.1 JANELAMENTO, p. 35

3.2 SUBCARRIER WEIGHTING, p. 36

3.3 EXPANSÃO DE CONSTELAÇÃO, p. 40

3.4 SEQUÊNCIAS DE MÚLTIPLA ESCOLHA, p. 42

3.5 PORTADORAS DE CANCELAMENTO, p. 45

4 NOVO MÉTODO DE SUPRESSÃO ESPECTRAL DO SINAL OFDM, p. 49

4.1 ANÁLISE DA TÉCNICA DE PORTADORAS DE CANCELAMENTO, p. 49

4.2 SISTEMA EXPERIMENTAL DE CANCELAMENTO COM UMA ÚNICA PORTADORA DE DADOS, p.62

4.3 NOVO SISTEMA DE CANCELAMENTO COM MÚLTIPLAS PORTADORAS DE DADOS, p.65

4.4 PROPOSTA DE SISTEMA DE CANCELAMENTO COM MÚLTIPLAS PORTADORAS DE DADOS E DUAS PORTADORAS DE CANCELAMENTO ATIVAS SEM LIMITAÇÃO DE POTÊNCIA, p. 75

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS, p. 81

5.1 CONCLUSÕES, p. 81

5.2 TRABALHOS FUTUROS, p. 82

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS, p. 83

APÊNDICE, p. 86

A.1 LISTAGEM DOS PROGRAMAS IMPLEMENTADOS, p. 86

A.1.1 PROGRAMA PARA SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA EXPERIMENTAL DE CANCELAMENTO COM UMA ÚNICA PORTADORA DE DADOS, p.86

A.1.2 PROGRAMA PARA SIMULAÇÃO DE UM NOVO SISTEMA DE CANCELAMENTO COM MÚLTIPLAS PORTADORAS DE DADOS, p. 87

A.1.3 PROGRAMA PARA SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE CANCELAMENTO PROPOSTO COM MÚLTIPLAS PORTADORAS DE DADOS E DUAS PORTADORAS DE CANCELAMENTO ATIVAS SEM LIMITAÇÃO DE POTÊNCIA, p. 90

A.2 FUNÇÃO LSOLVE, p. 91

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

- Fig. 1.1 Ilustração de um Sistema OFDM Secundário (adaptado de [3]), f. 16
- Fig. 2.1 Comparação entre o sistema FDM e o OFDM (adaptado de [5]), f. 18
- Fig. 2.2 Ortogonalidade do OFDM no domínio da frequência (adaptado de [7]), f. 20
- Fig. 2.3 Ortogonalidade do OFDM no domínio do tempo (adaptado de [4]), f. 20
- Fig. 2.4 Distribuição Gaussiana de amplitude do OFDM (adaptado de [8]), f. 21
- Fig. 2.5 Vazamento de sinal para os lóbulos laterais do OFDM (adaptado de [8]), f. 22
- Fig. 2.6 Prefixo Cíclico (adaptado de [8]), f. 24
- Fig. 2.7 Comparação entre o Rádio Convencional e o RDS (adaptado de [11]), f. 26
- Fig. 2.8 Linha cronológica do RDS (obtido de [12]), f. 27
- Fig. 2.9 Acesso dinâmico ao Espectro (adaptado de [1]), f. 31
- Fig. 2.10 Rádio Cognitivo (adaptado de [1]), f. 32
- Fig. 3.1 Janelamento do símbolo OFDM (obtido de [3]), f. 36
- Fig. 3.2 Diagrama em blocos de um transmissor OFDM aplicando a técnica SW (adaptado de [14]), f. 37
- Fig. 3.3 Representação, no domínio da frequência, do sinal OFDM não ponderado (adaptado de [14]), f. 38
- Fig. 3.4 (a) Sinal OFDM sem SW e (b) Sinal OFDM com SW (adaptado de [14]), f. 40
- Fig. 3.5 Mapeamento de símbolos BPSK em QPSK (adaptado de [16]), f. 41
- Fig. 3.6 Mapeamento de símbolos QPSK em 8-PSK (adaptado de [16]), f. 41
- Fig. 3.7 Diagrama em blocos do transmissor OFDM com MCS (adaptado de [17]), f. 43
- Fig. 3.8 Espectro OFDM de duas sequências BPSK diferentes (adaptado de [17]), f. 44
- Fig. 3.9 Diagrama em blocos de um sistema OFDM aplicando a técnica CC (adaptado de [18]), f. 46
- Fig. 3.10 Técnica de supressão por Portadoras de Cancelamento (adaptado de [19]), f. 46
- Fig. 4.1 Configuração simulada para a técnica de Portadoras de Cancelamento, f. 50
- Fig. 4.2 Distribuição de probabilidade da potência residual dos lóbulos laterais para 1 CC, f. 51
- Fig. 4.3 Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 1 CC, f.52
- Fig. 4.4 Distribuição de probabilidade do percentual de potência de 1 CC ativa, f. 53
- Fig. 4.5 Probabilidade acumulada do percentual de potência de 1 CC ativa, f. 53

- Fig. 4.6 Distribuição de probabilidade da potência residual dos lóbulos laterais para 2CCs ativas, f. 55
- Fig. 4.7 Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 2 CCs ativas, f. 55
- Fig. 4.8 Distribuição de probabilidade do percentual de potência de 2 CCs ativas, f. 56
- Fig. 4.9 Probabilidade acumulada do percentual de potência de 2 CCs ativas, f. 57
- Fig. 4.10 Distribuição de probabilidade da potência residual dos lóbulos laterais para 3CCs ativas, f. 58
- Fig. 4.11 Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 3 CCs ativas, f. 59
- Fig. 4.12 Distribuição de probabilidade do percentual de potência de 3 CCs ativas, f. 60
- Fig. 4.13 Probabilidade acumulada do percentual de potência de 3 CCs ativas, f. 60
- Fig. 4.14 Relação entre a potência dos lóbulos laterais e a potência de 2 e 3 CCs ativas, f.61
- Fig. 4.15 Relação entre a potência dos lóbulos laterais e a potência de 2 CCs ativas, f. 63
- Fig. 4.16 Relação entre a potência dos lóbulos laterais e a potência de 3 CCs ativas, f. 64
- Fig. 4.17 Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 011, f. 66
- Fig. 4.18 Probabilidade acumulada do percentual de potência das CCs para 011, f. 66
- Fig. 4.19 Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 110, f. 67
- Fig. 4.20 Probabilidade acumulada do percentual de potência das CC para 110, f. 68
- Fig. 4.21 Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 101, f. 69
- Fig. 4.22 Probabilidade acumulada do percentual de potência das CCs para 101, f. 69
- Fig. 4.23 Relação entre a potência dos lóbulos laterais e a potência das CCs para 11, 011, 110, 101 e 111, f. 72
- Fig. 4.24 Relação entre a potência dos lóbulos laterais e a potência de 2 CCs ativas, f. 73
- Fig. 4.25 Relação entre a potência dos lóbulos laterais e a potência de 2 e 3 CCs ativas, f.74
- Fig. 4.26 Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 2 CCs ativas, f. 76
- Fig. 4.27 Probabilidade acumulada do percentual de potência para 2 CCs ativas, f. 77
- Fig. 4.28 Potência residual dos lóbulos laterais versus potência das CCs para 11 e 101 até 1000001, f. 79
- Fig. 4.29 Potência residual dos lóbulos laterais versus potência das CCs para N de 64 a 1024 e 2 CCs ativas, f. 79

## LISTA DE TABELAS

- TABELA 4.1 – Comparação entre a potência da CC e a potência dos lóbulos laterais para uma CC ativa, f. 54
- TABELA 4.2 – Comparação entre a potência das CCs e a potência dos lóbulos laterais para a configuração 11, f. 57
- TABELA 4.3 – Comparação entre a potência das CCs e a potência dos lóbulos laterais para a configuração 111, f. 61
- TABELA 4.4 – Comparação entre a potência das CCs e a potência dos lóbulos laterais para a configuração 011, f. 70
- TABELA 4.5 – Comparação entre a potência das CCs e a potência dos lóbulos laterais para a configuração 110, f. 70
- TABELA 4.6 – Comparação entre a potência das CCs e a potência dos lóbulos laterais para a configuração 101, f. 71
- TABELA 4.7 – Comparação entre a potência média e a potência limite das portadoras de cancelamento, f. 71
- TABELA 4.8 – Comparação entre a potência das CCs e a potência dos lóbulos laterais para 2 CCs ativas, f. 78

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
A/D	Conversor Analógico Digital
AFRL	<i>Air Force Rome Labs</i>
AGC	<i>Automatic Gain Control</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
CC	<i>Cancellation Carriers</i>
CE	<i>Constellation Expansion</i>
DARPA	<i>Defense Advanced Research Projects Agency</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DMR	<i>Digital Modular Radio</i>
DoD	<i>Department of Defense</i>
DSA	<i>Dynamic Spectrum Access</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
ICI	<i>Intercarrier Interference</i>
ICNIA	<i>Integrated Communications, Navigation, and Identification Architecture</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
JTRS	<i>Joint Tactical Radio System</i>
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MANETs	<i>Mobile Ad Hoc Networks</i>
MCS	<i>Multiple Choice Sequences</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
OS	<i>Overlay Systems</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PLC	<i>Power Line Communication</i>

PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RC	Rádio Cognitivo
RDS	Rádio Definido por Software
SCA	<i>Software Communications Architecture</i>
SDR	<i>Software Defined Radio</i>
SNMP	<i>Simple Network Management Protocol</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SSOP	<i>Sidelobe Suppression With Orthogonal Projection</i>
SW	<i>Subcarrier Weighting</i>
VCO	<i>Voltage-Controlled Oscillator</i>
xG	<i>Next Generation</i>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 MOTIVAÇÃO

As redes sem fio atuais são caracterizadas por uma política fixa de alocação do espectro. No entanto, uma grande parte do espectro atribuído é utilizada de forma esporádica, com 15% a 85% de utilização, dependendo da posição geográfica e com uma elevada variância no tempo. A escassez do espectro eletromagnético e a ineficiência de sua forma de utilização impulsionaram o surgimento de uma proposta mais eficiente. Esta proposta, conhecida como redes de Próxima Geração (*Next Generation* - xG), engloba o acesso dinâmico ao espectro (*Dynamic Spectrum Access* - DSA) e as redes de Rádios Cognitivos, conforme descrito por AKYILDIZ [1].

Embora a política de alocação fixa de espectro tenha servido bem no passado, nos últimos anos, o grande aumento no acesso ao espectro limitado de serviços móveis está colocando em dúvida a eficácia das políticas de espectro tradicionais. O acesso dinâmico ao espectro foi proposto para resolver estes problemas de ineficiência na utilização do espectro [1].

As redes de rádios cognitivos serão capazes de fornecer grande largura de banda para usuários móveis por meio de arquiteturas heterogêneas sem fio e técnicas de acesso dinâmico ao espectro. A ineficiência na utilização do espectro existente pode ser reduzida por meio do acesso compartilhado às bandas licenciadas, sem interferir com os usuários primários [1]. Esse pensamento é corroborado por HAYKIN [2] que sugere que o uso do espectro pode ser otimizado a partir da sua utilização por um segundo usuário e que os rádios cognitivos (RC) seriam uma possível solução para esse problema, devido à sua habilidade em explorar partes do espectro sem uso, fornecendo, assim, novos caminhos de comunicação.

As tecnologias chave para as redes de rádios cognitivos são: modulação OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), Rádio Definido por Software e Rádio Cognitivo.

Rádio definido por software (RDS) constitui um importante componente nessa rede, pois possui grande flexibilidade de configuração que, aliada à inteligência do Rádio Cognitivo e ao sensoriamento espectral, tornam possível a implementação da rede de Rádio Cognitivos.



Segundo BRANDES [3], a modulação OFDM se apresenta como a mais apropriada para ser aplicada nesses sistemas secundários (*Overlay Systems - OS*), uma vez que as subportadoras podem ser desativadas ou ativadas dependendo da necessidade.

Na Figura 1.1 pode-se observar o conceito do sistema *overlay* ou sistema secundário. Na referida Figura, as barras azuis representam o sistema primário e as setas e os pontos em vermelho representam as portadoras ativas e inativas, respectivamente, do sistema secundário. Pode-se verificar que o sistema secundário se beneficia momentaneamente das faixas de frequência não utilizadas pelo usuário primário, ativando suas portadoras nessas faixas. Simultaneamente, o sistema secundário desativa as portadoras nas faixas que estão sendo utilizadas naquele momento pelo usuário primário, de forma a evitar interferências.

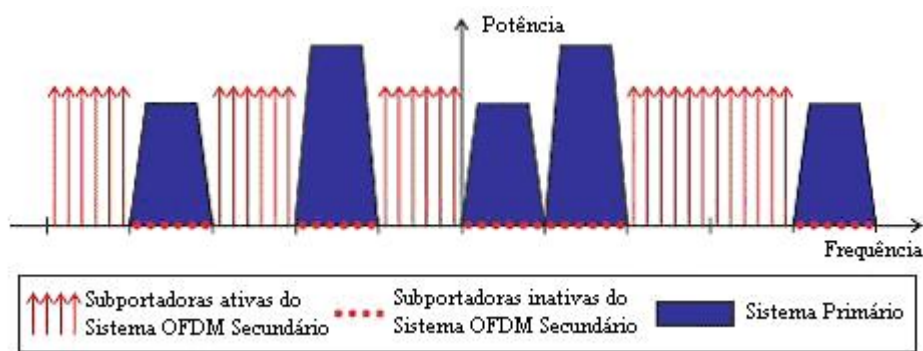


Figura 1.1 – Ilustração de um Sistema OFDM Secundário (adaptado de [3]).

## 1.2 OBJETIVO

Um grande empecilho na implementação da rede de rádios cognitivos é o vazamento de sinal do OFDM para fora da banda utilizada, o que acaba gerando interferências indesejáveis no sistema primário. Para solucionar este problema, surgiram as técnicas de *Spectrum Sculpting* ou também conhecidas como técnicas de Supressão dos Lóbulos Laterais (*Sidelobe Suppression*) do OFDM que, como o próprio nome sugere, têm por objetivo reduzir o vazamento do sinal para os lóbulos laterais.

Existem diversas técnicas de supressão dos lóbulos laterais que serão apresentadas no decorrer do presente trabalho, tais como: *Windowing*, *Subcarrier Weighting*, *Constellation Expansion*, *Multiple Choice Sequences* e *Cancellation Carriers*.

A análise de cada uma das técnicas mencionadas mostra que muitas delas apresentam boa supressão. Por outro lado, necessitam de elevado grau de processamento computacional ou possuem limitações em sua aplicação. O objetivo deste trabalho é, a partir da análise

detalhada da técnica de Portadoras de Cancelamento (*Cancellation Carriers*), apresentar uma nova proposta, combinando portadoras de cancelamento ativas e inativas.

### 1.3 ORGANIZAÇÃO

O Capítulo 1 apresenta uma introdução com a motivação e os objetivos do trabalho.

As principais tecnologias que contribuem para a utilização mais eficiente do espectro eletromagnético são apresentadas no Capítulo 2.

As principais técnicas de conformação espectral do sinal OFDM são apresentadas no Capítulo 3.

No Capítulo 4, é realizada uma análise detalhada da técnica de supressão dos lóbulos laterais do sinal OFDM por meio da inserção de portadoras de cancelamento. Como resultado, surge a proposta de um novo método, empregando portadoras ativas e nulas na banda de guarda, o qual é descrito e analisado por meio de resultados de simulações.

Para este novo método, foram simuladas diversas possibilidades, considerando até três portadoras ativas de cancelamento, intercaladas por portadoras inativas, totalizando até sete subportadoras de banda de guarda. Obtiveram-se os histogramas de distribuição de probabilidade das potências residuais dos lóbulos laterais e, também, das potências aplicadas às portadoras de cancelamento, para um sistema multiportadoras. Os resultados das simulações foram comparados de forma a avaliar o desempenho das configurações possíveis e identificar aquelas que apresentam o melhor desempenho.

Finalmente, no Capítulo 5, são tecidas as conclusões sobre os resultados obtidos e fornecidas algumas sugestões de trabalhos futuros.

## 2 OFDM, RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE E RÁDIO COGNITIVO

Neste capítulo são apresentadas as principais tecnologias que, em conjunto com as técnicas de supressão dos lóbulos laterais do sinal OFDM, proporcionam a utilização mais eficiente do espectro eletromagnético, sendo elas: a modulação OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), o Rádio Definido por Software e o Rádio Cognitivo.

### 2.1 OFDM

OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é uma técnica de transmissão baseada na idéia da Multiplexação por Divisão em Frequência (FDM – *Frequency Division Multiplexing*), onde cada canal de frequência transporta um fluxo de dados separado. A principal diferença entre o FDM e o OFDM é que neste último, as frequências são escolhidas de modo que os sinais modulados sejam ortogonais entre si, portanto podendo ocorrer uma sobreposição espectral de subportadoras, o que faz com que a eficiência espectral desta modulação seja elevada (economia de 50% na largura de banda se comparado ao FDM), conforme descrito por PINTO, [4], DUTRA [5] e CAVALCANTE [6].

A Figura 2.1 compara um sistema FDM com as subportadoras espaçadas por uma banda de guarda a um sistema OFDM com as subportadoras ortogonais e sobrepostas.

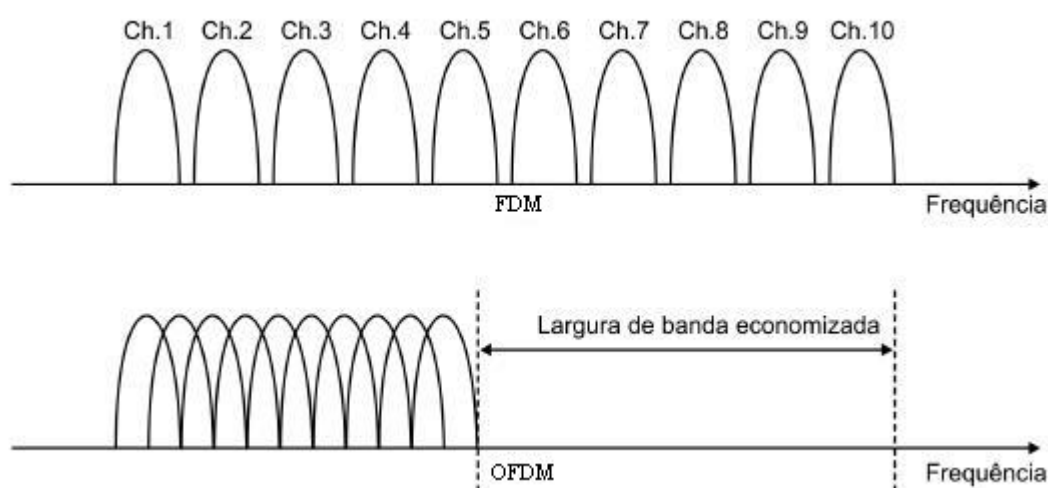


Figura 2.1 – Comparação entre o sistema FDM e o OFDM (adaptado de [5]).

Os princípios e as vantagens do OFDM são conhecidos desde a década de 1960 [4],[6], no entanto, apenas recentemente o OFDM vem sendo empregado graças à

disponibilidade de tecnologias mais eficientes e econômicas para o processamento digital de sinais (DSP). Atualmente, o OFDM é usado em sistemas de comunicação com fio e sem fio tais como, por exemplo, o ISDB-TB (*Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial Brasileiro*, padrão brasileiro de TV Digital), o padrão de rádio digital utilizado na Europa, DAB (*Digital Audio Broadcasting*), a *Wireless LAN 802.11a* (Wi-Fi), o LTE (*Long Term Evolution*), o PLC (*Power Line Communication*), o ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*), entre outros.

Cada símbolo OFDM transporta uma grande quantidade de bits e apresenta um intervalo relativamente longo. Se o intervalo de símbolo é grande quando comparado ao tempo de coerência do canal, o sinal sofre menor interferência intersimbólica.

O OFDM cria diversos sub-canais dividindo a banda de frequências em várias sub-bandas, e nelas, transmite os dados com taxa reduzida por meio de um esquema de modulação convencional em cada sub-banda (PSK, QAM, etc.) [4],[6].

O OFDM utiliza-se da sobreposição espectral de  $N$  subportadoras, com espaçamento em frequência dado por  $\Delta f = 1/T$ . Onde  $T$  representa o intervalo de duração de um símbolo OFDM.

O espaçamento entre subportadoras é determinado de forma que cada subportadora seja alocada na posição dos nulos espectrais das demais, preservando a condição de ortogonalidade no domínio da frequência. Para tanto, os pulsos utilizados na transmissão para cada subportadora devem ser retangulares. Portanto, de acordo com as propriedades da Transformada de Fourier, o espectro em cada um dos subcanais terá a forma de uma *sinc* ( $f$ ) centrada na frequência da subportadora correspondente àquele subcanal. Os zeros da *sinc* ( $f$ ) ocorrem a distâncias múltiplas de  $1/T$  da frequência da subportadora, de tal forma que, se as subportadoras forem espaçadas de múltiplos de  $1/T$  não haverá superposição de espectro nas frequências centrais onde a informação estará contida. Embora exista sobreposição espectral das subportadoras moduladas, a informação conduzida por cada uma delas poderá ser isolada das demais através de um correlator (ou filtro casado) adequado. Admitindo sincronização perfeita, a saída deste correlator corresponderá à projeção do sinal OFDM recebido sobre a subportadora a ele associada. É possível mostrar que tal projeção depende apenas da informação conduzida por esta subportadora. As projeções das outras subportadoras são nulas, pois existe ortogonalidade [4],[6].

A Figura 2.2 apresenta o espectro eletromagnético de um sinal OFDM em banda base mostrando a superposição entre as *sincs* de cada subportadora para compor o espectro eletromagnético total.

A ortogonalidade no domínio do tempo decorre do fato de que cada subportadora possui exatamente um número inteiro de ciclos dentro de um intervalo de duração de um símbolo OFDM. Preservada a condição de ortogonalidade observa-se que, no domínio do tempo, duas subportadoras quaisquer do sinal de transmissão OFDM em banda base diferem exatamente de um número inteiro de ciclos, como pode ser observado na Figura 2.3.

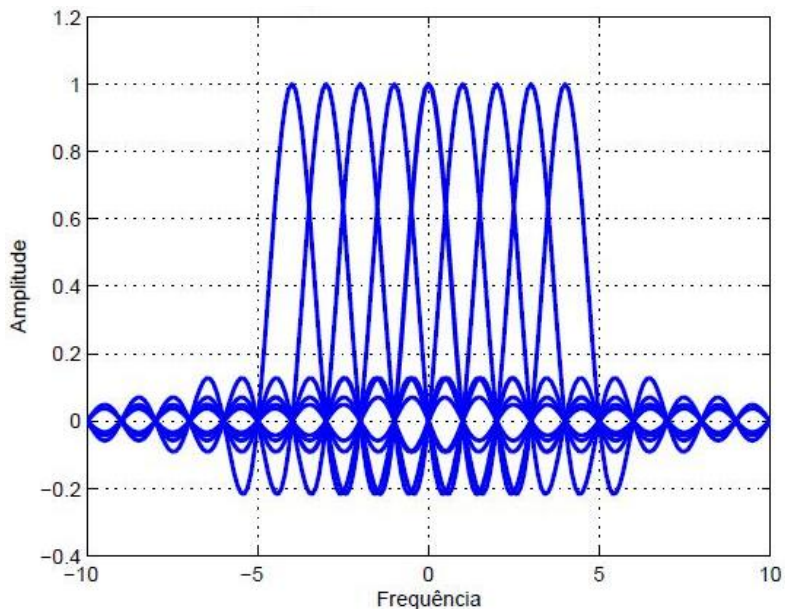


Figura 2.2 – Ortogonalidade do OFDM no domínio da frequência (adaptado de SCHWARTZ [7]).

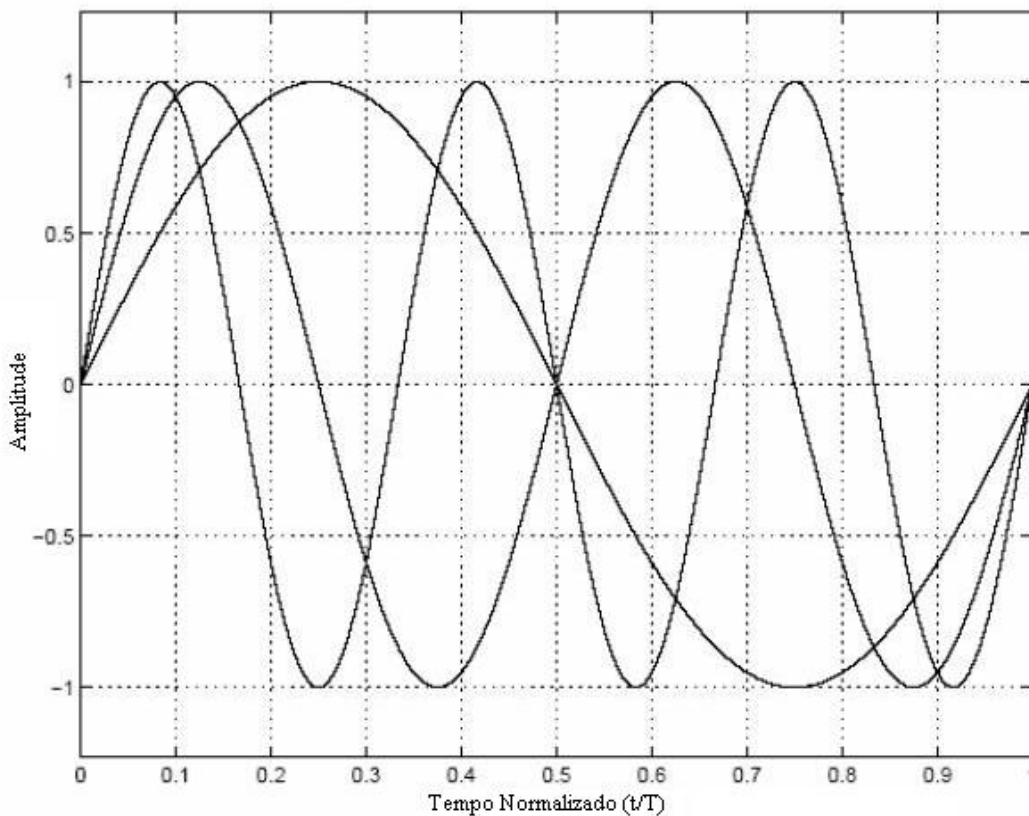


Figura 2.3 – Ortogonalidade do OFDM no domínio do tempo (adaptado de [4]).

Um sinal OFDM é constituído de  $N$  subportadoras ortogonais moduladas por  $N$  fluxos paralelos de dados. Segundo BEEK [8], cada subportadora em banda base é descrita por:

$$\phi_k(t) = e^{j2\pi f_k t} \quad (2.1)$$

onde  $f_k$  é a frequência da  $k$ -ésima subportadora. Um símbolo OFDM em banda base (sem prefixo cíclico) multiplexa  $N$  subportadoras moduladas [8]:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \phi_k(t), \quad 0 < t < T \quad (2.2)$$

onde  $x_k$  é o  $k$ -ésimo símbolo complexo de dados (PSK ou QAM) e  $T$  é a duração do símbolo OFDM. As frequências das subportadoras  $f_k$  são igualmente espaçadas de [8]:

$$f_k = \frac{k}{T}, \quad (2.3)$$

o que faz com que as subportadoras  $\phi_k(t)$  em  $0 < t < T$  sejam ortogonais.

As Figuras 2.4 e 2.5 apresentam as características de um sinal OFDM com 1024 subportadoras. Como o sinal OFDM é formado pela soma de um grande número de componentes independentes e identicamente distribuídos, sua distribuição de amplitude se aproxima da Gaussiana pelo Teorema do Limite Central conforme apresentado na Figura 2.4. Pode-se observar que por isso, o OFDM sofre de uma elevada relação entre potência de pico e potência média (*Peak-to-Average Power Ratio* - PAPR) [8].

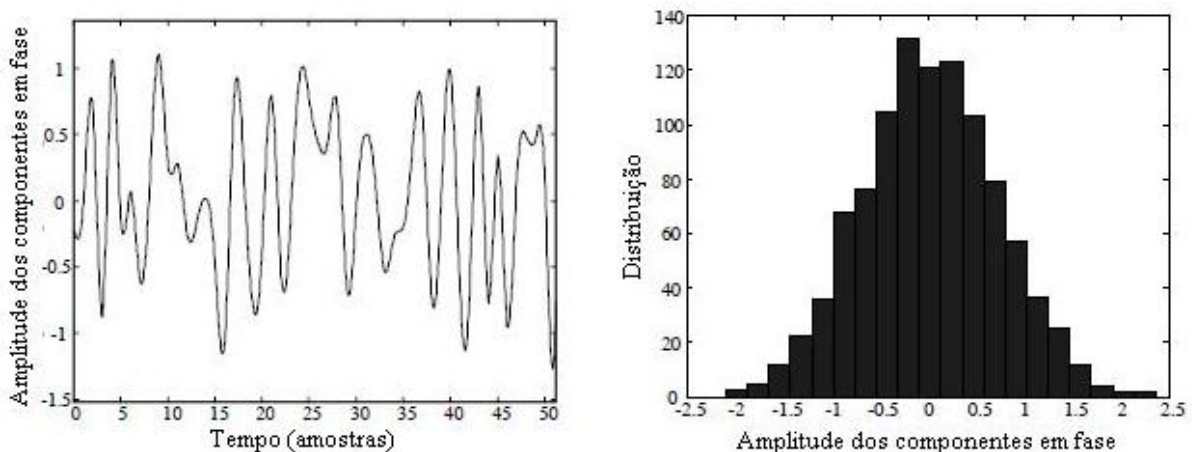


Figura 2.4 – Distribuição Gaussiana de amplitude do OFDM (adaptado de [8]).

A Figura 2.5 mostra uma característica muito importante do sinal OFDM que é o vazamento de potência para fora da banda do sinal OFDM, ou seja, para os lóbulos laterais.

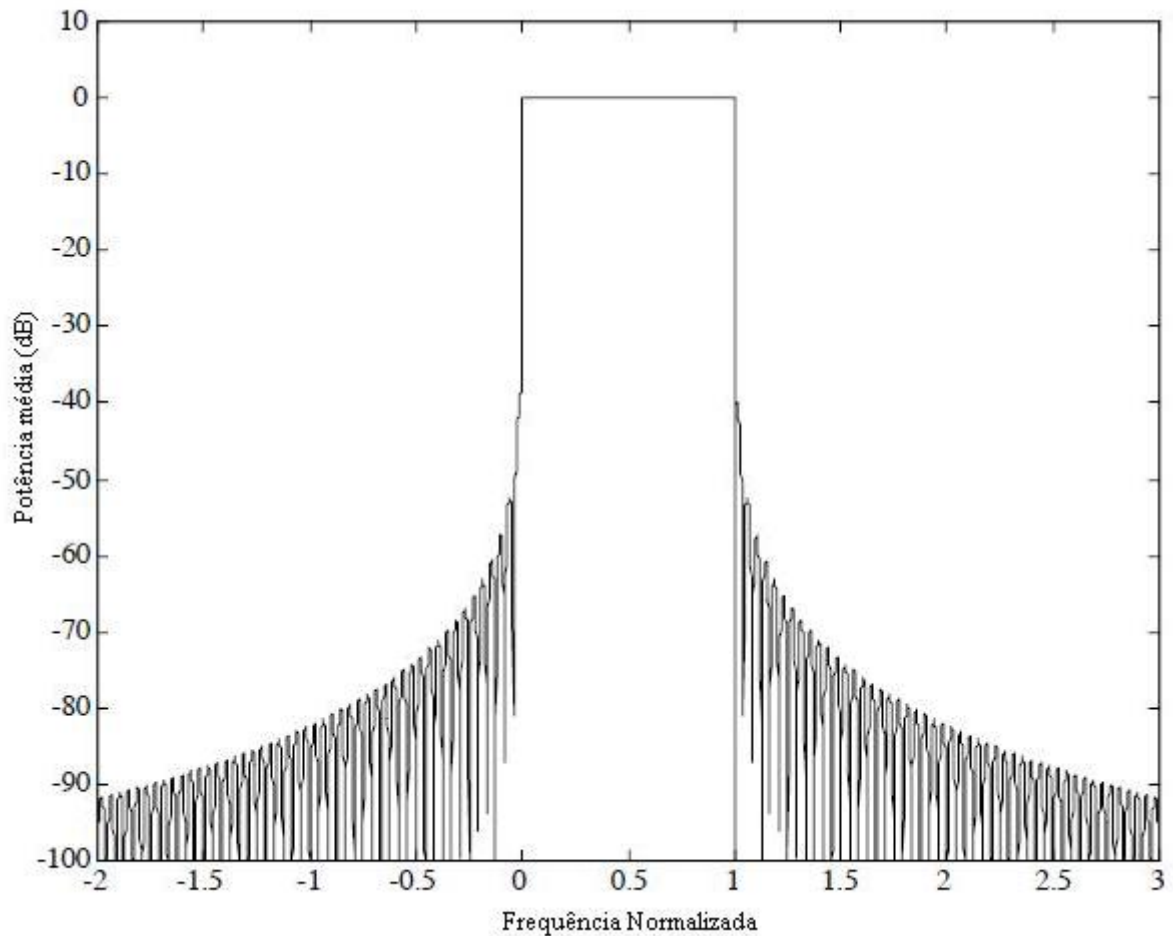


Figura 2.5 – Vazamento de sinal para os lóbulos laterais do OFDM (adaptado de [8]).

O símbolo OFDM (2.2) poderia ser recebido por um banco de filtros casados ou correlatores, porém, devido à quantidade de subportadoras normalmente utilizada no OFDM, isso resultaria em uma implementação complexa e cara. Para contornar o problema, amostras espaçadas de  $T/N$  são obtidas dos componentes em fase e quadratura do símbolo OFDM e ignorando os problemas do canal tais como, ruído aditivo e dispersão, obtemos [8]:

$$s\left(\frac{nT}{N}\right) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi \frac{nk}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.4)$$

que é a transformada de Fourier discreta inversa (*Inverse Discrete Fourier Transform* - IDFT) da constelação de símbolos  $x_k$ . Por conseguinte, os dados amostrados são demodulados por meio de uma DFT (*Discrete Fourier Transform*). Com o objetivo de diminuir o processamento computacional, normalmente a IDFT e a DFT são substituídas pela IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) e pela FFT (*Fast Fourier Transform*) respectivamente.

Duas dificuldades surgem quando o sinal OFDM (2.2) é transmitido por meio de um canal dispersivo. Uma é que a dispersão do canal destrói a ortogonalidade entre subportadoras

e causa interferência entre portadoras (*Intercarrier Interference* - ICI). Outra é que um sistema OFDM pode transmitir múltiplos símbolos em série de modo que um canal dispersivo provoca interferência entre símbolos (*Intersymbol Interference* - ISI) sucessivos. A inserção de um intervalo de guarda em branco entre símbolos OFDM sucessivos evitaria a ISI em um ambiente dispersivo, mas não evitaria a perda da ortogonalidade da subportadora. Este problema foi resolvido com a introdução de um prefixo cíclico. Este prefixo cíclico tanto preserva a ortogonalidade das subportadoras quanto impede a ISI entre símbolos sucessivos OFDM. Portanto, para o receptor a equalização é muito mais simples. O prefixo cíclico é uma cópia da porção final do símbolo OFDM que é acrescentada ao início do símbolo durante o intervalo de guarda, conforme pode ser observado na Figura 2.6. O sinal OFDM de (2.2) é estendido de  $\Delta$  resultando em [8]:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \phi_k(t), \quad -\Delta < t < T. \quad (2.5)$$

O sinal passa então em um canal modelado por uma resposta ao impulso finita limitada ao intervalo  $[0, \Delta h]$ . Se  $\Delta > \Delta h$ , o símbolo recebido avaliado no intervalo  $[0; T]$ , ignorando os efeitos do ruído, é dado por [8]:

$$r(t) = s(t) * h(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} H_k x_k e^{j2\pi f_k t} \quad 0 < t \leq T \quad (2.6)$$

onde

$$H_k = \int_0^{\Delta h} h(\tau) e^{-j2\pi f_k \tau} d\tau \quad (2.7)$$

é a Transformada de Fourier de  $h(t)$  avaliada na frequência  $f_k$ . Pode-se notar que neste intervalo o sinal recebido é similar ao sinal original exceto que  $H_k x_k$  modula a  $k$ -ésima subportadora ao invés de  $x_k$ . Desse modo o prefixo cíclico preserva a ortogonalidade das subportadoras.

A equação (2.6), sugere que o sinal OFDM pode ser demodulado realizando uma FFT sobre os dados amostrados ao longo do intervalo  $[0; T]$ , ignorando o sinal recebido, antes e depois de  $0 < t \leq T$ . Os dados recebidos (desprezando o ruído aditivo), têm a forma [8]:

$$y_k = H_k x_k, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (2.8)$$

O sinal recebido na equação (2.8) pode ser recuperado de maneira simples com  $N$  equalizadores de um “tap” em paralelo, isto é:

$$x_k = H_k^{-1} y_k, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (2.9)$$





intermodulação que se sobrepõe às subportadoras, elevando o patamar de ruído, além de causar o crescimento dos lóbulos laterais.

## 2.2 RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE

O termo Rádio Definido por Software (RDS) foi definido pelo SDR FORUM [9] como: “Rádio no qual algumas ou todas as funções da camada física são definidas por software”.

O RDS surgiu como uma solução promissora para o problema histórico em se estabelecer padrões totalmente globais de comunicações sem fio. Nesse contexto aparecem como uma excelente opção os terminais reconfiguráveis, capazes de se adaptar a diferentes interfaces rádio regionais, conforme descrito por TUTTLEBEE [10].

O rádio tradicional baseado em hardware somente pode ser modificado por meio de intervenção física. Isso resulta em custos de produção mais elevados e pouca flexibilidade para atender a padrões de múltiplas formas de onda. Em contraste, o RDS proporciona uma solução eficiente e, comparativamente, de baixo custo para esse problema, possibilitando dispositivos sem fio multimodo, multibanda e/ou multifuncional e que podem ser aprimorados por atualização de software [9].

Segundo MATOS [11], o RDS rompe com o paradigma da arquitetura convencional de rádio buscando colocar o software o mais próximo possível da antena, para filtrar, demodular e executar outros estágios da cadeia de recepção e transmissão.

O RDS ideal elimina quase todo o hardware, mantendo somente o conversor analógico digital (ADC - *Analog-to-Digital Converter*) que, amostraria o sinal de rádio da antena e o restante seria executado por software. Entretanto, não existem ADCs sensíveis o bastante e rápidos o suficiente para amostrar toda a faixa de frequências utilizada. Desse modo, em um RDS real são necessárias algumas etapas em hardware, chamadas de *front-end* de RF, para converter o sinal de interesse da alta frequência para uma frequência intermediária [11]. A Figura 2.7 ilustra a relação entre o rádio convencional e os RDS ideal e real.

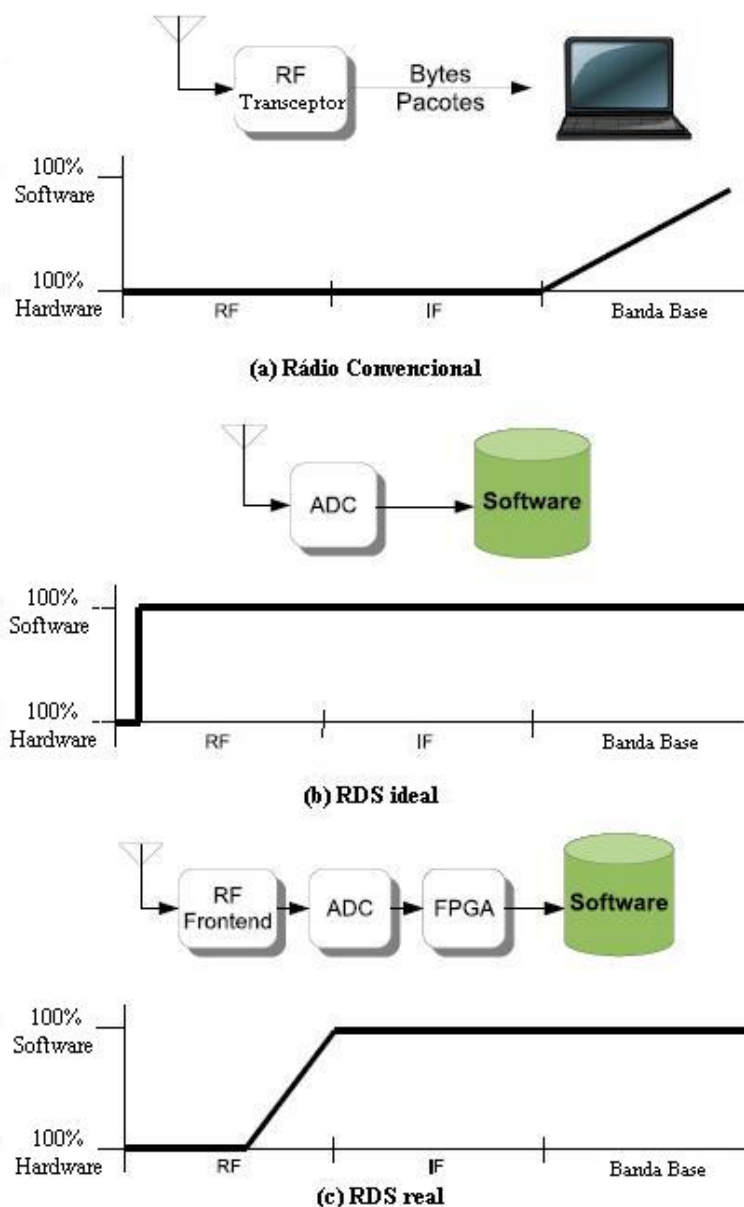


Figura 2.7 – Comparação entre o Rádio Convencional e o RDS (adaptado de [11]).

Conforme descrito anteriormente, o RDS é um rádio em que as propriedades de frequência de portadora, largura de banda do sinal, modulação e acesso à rede são definidos por software. Segundo FETTE [12],[13], o RDS moderno também implementa qualquer criptografia necessária, correção de erro e codificação de fonte (voz, vídeo ou dados).

Conforme apresentado no cronograma da Figura 2.8, as raízes do projeto RDS remontam a 1987, quando um dos laboratórios da Força Aérea Americana, o AFRL (*Air Force Rome Labs*), financiou o desenvolvimento de um modem programável como um passo evolutivo em direção à arquitetura das comunicações, navegação e identificação integradas (ICNIA – *Integrated Communications, Navigation, and Identification Architecture*). O ICNIA

era um projeto federal que tinha por objetivo reunir vários rádios de proposta única em um único equipamento [12],[13].

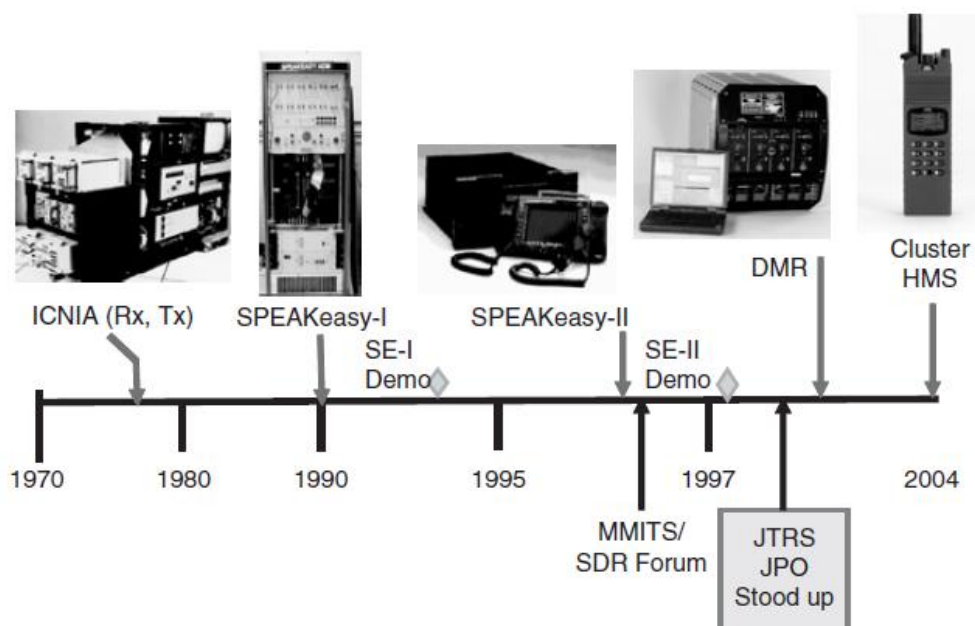


Figura 2.8 – Linha cronológica do RDS (obtido de [12]).

Em 1990, o AFRL e a Agência de Projetos Avançados de Pesquisa de Defesa americana, a DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency*), juntaram forças para desenvolver os projetos SPEAKeasy1 e SPEAKeasy2.

O Projeto SPEAKeasy1 tinha a meta de criar um rádio que operasse entre 2MHz e 2GHz, com modulações do Exército (VHF, FM e SINCGARS), Força Aérea (VHF AM), Marinha (VHF AM e HF SSB *teleprinters*) e satélites (*microwave* QAM), abrangendo todo o espectro eletromagnético e modulações das forças armadas americanas [11]. O SPEAKeasy1, apresentado em 1992, era um equipamento de quase dois metros de altura, de transporte difícil, mas que serviu para demonstrar que um rádio totalmente programável por software poderia ser construído. O rádio incluiu um chip de criptografia programável em software chamado *Cypress*, cujo software foi desenvolvido pela Motorola [12],[13].

O SPEAKeasy 2 era um rádio completo e com dimensões reduzidas (do tamanho de duas caixas de pizza). Foi o primeiro RDS a incluir um codificador de voz programável (*vocoder*) e DSP (*Digital Signal Processor*) com recursos suficientes para tratar muitos tipos diferentes de formas de onda.

Posteriormente, o SPEAKeasy 2 evoluiu para o rádio digital modular (DMR – *Digital Modular Radio*) da Marinha dos Estados Unidos, tornando-se um RDS de quatro canais full duplex, com várias formas de onda e vários modos de transmissão, capaz de ser

controlado remotamente por meio de uma interface Ethernet utilizando SNMP (*Simple Network Management Protocol*) [12],[13].

Os projetos SPEAKeasy 2 e DMR evoluíram não só para definir as características de forma de onda de rádio em software, mas também para desenvolver uma arquitetura de software apropriada para permitir a portabilidade do software para uma plataforma de hardware arbitrária, e, assim, alcançar a independência entre hardware e software. Este passo importante permite que o hardware evolua separadamente de forma independente do software. [12],[13].

Descendente direto dos projetos SPEAKeasy, o projeto JTRS (*Joint Tactical Radio System*), iniciou em 1997 e foi financiado pelo Departamento de Defesa dos Estados Unidos (DoD - *Department of Defense*). O objetivo principal e ambicioso foi a criação de uma geração de rádios flexíveis e interoperáveis para transmissão de dados, áudio e vídeo em um faixa de frequência de 2MHz até 2GHz, além de incluir criptografia integrada e softwares para gerenciar a criação de MANETs (*Mobile Ad Hoc Networks*) banda larga. A maior contribuição do JTRS foi a criação de um padrão amplamente aceito para desenvolvimento de RDSs, denominado SCA (*Software Communications Architecture*) [11].

Paralelamente aos esforços de padronização para aplicações militares, em 1995 começa no MIT o projeto *SpectrumWare*, que desenvolveu uma abordagem que separa temporalmente os fluxos de amostras dos módulos de software, relaxando as restrições temporais sobre os algoritmos de processamento e a sua execução. O principal produto desse projeto foi a linguagem *Pspectra* que serviu de base para uma iniciativa comercial (Vanu Inc.) e uma iniciativa código aberto (GNU Radio). Mais tarde, em 2004, o GNU Radio passou a utilizar no lugar do *Pspectra* um sistema híbrido de *Python* e C++ [11].

O SDR (*Software Defined Radio*) Fórum foi fundado em 1996 por Wayne Bonser da AFRL para desenvolver os padrões para a indústria de hardware e software do RDS de forma a garantir que o software opere em plataformas de hardware diferentes. O Fórum também tem por objetivo definir interfaces padronizadas para facilitar a portabilidade de software entre diversos fornecedores de hardware e para facilitar a integração de componentes de software de vários fornecedores. O SDR Fórum tem agora uma grande influência na indústria do RDS, lidando não apenas com a padronização de interfaces de software, mas com muitas outras questões tecnológicas importantes na indústria de ferramentas, chips, de aplicações, de Rádio Cognitivo e eficiência de espectro. O SDR Fórum possui, atualmente, um grupo de trabalho sobre Rádio Cognitivo, que está preparando documentos sobre a eficiência espectral e aplicações de rádios cognitivos [12],[13].

O Grupo de Trabalho do SDR Fórum trata do Rádio Cognitivo e da eficiência espectral, como aplicativos que podem ser adicionados a um RDS. Isto significa que o RDS pode ser visto como plataforma básica sobre a qual opera a maioria dos novos aplicativos de Rádio Cognitivos.

As principais vantagens do RDS são: permite a implementação de uma família de rádios utilizando uma plataforma comum, o que possibilita a introdução mais rápida de novos produtos no mercado; o software pode ser reutilizado entre os rádios, reduzindo drasticamente os custos de desenvolvimento; permite a reprogramação remota possibilitando corrigir falhas enquanto o rádio está em serviço, portanto reduzindo tempo e custos associados com operação e manutenção; permite a adição de novas funcionalidades e capacidades à infraestrutura existente sem requerer maiores aportes financeiros; permite a utilização de uma plataforma comum de rádio por diversos mercados, reduzindo significativamente o suporte logístico e os custos de operação; possibilita oferecer ao usuário final uma comunicação sem fio onipresente, permitindo se comunicar com qualquer um, a qualquer momento e da maneira que for apropriada [9].

As principais desvantagens do RDS são: maior complexidade de construção e operação, se comparado aos rádios convencionais; complexidade de projeto e construção do hardware que deve operar em uma faixa de frequências maior do que a de um rádio convencional, a fim de manter a vantagem da flexibilidade do RDS em alterar seus parâmetros de transmissão apenas por software.

O RDS pode atuar como uma tecnologia essencial para uma variedade de outros equipamentos rádio reconfiguráveis. Se o RDS não for diretamente necessário para implementar qualquer um destes tipos de rádio, a tecnologia RDS pode fornecer a flexibilidade necessária para que estes alcancem seu pleno potencial, reduzindo custos e aumentando a eficácia do sistema. Alguns exemplos são: o Rádio Adaptativo, o Rádio Cognitivo e o Rádio Inteligente. O Rádio Adaptativo monitora sua própria performance e modifica seus parâmetros de operação de modo a melhorar seu desempenho. O Rádio Cognitivo, detalhado na Seção 2.3, é um rádio que está informado do seu estado interno e do ambiente em que se encontra de modo a tomar decisões sobre sua operação rádio comparando com objetivos predefinidos. O Rádio Cognitivo utiliza o RDS, o Rádio Adaptativo e outras tecnologias para ajustar automaticamente seu comportamento ou operações e desta maneira alcançar os objetivos desejados. O Rádio Inteligente é um Rádio Cognitivo que possui aprendizado de máquina, ou seja, ele aprimora as maneiras de se adaptar às mudanças em performance e do ambiente para melhor atender às necessidades do usuário final [9].

## 2.3 RÁDIO COGNITIVO

O termo, Rádio Cognitivo foi formalmente definido pelo SDR Fórum e pela IEEE como a seguir [13]:

- Rádio em que os sistemas de comunicação estão informados de seu ambiente e de seu estado interno e podem tomar decisões sobre o comportamento operacional de seu rádio com base nessa informação e em objetivos pré-definidos. A informação ambiental pode ou não incluir informações de localização relacionadas aos sistemas de comunicação.

- Rádio que utiliza RDS, rádio adaptativo e outras tecnologias para automaticamente ajustar seu comportamento ou operações para alcançar os objetivos desejados.

Duas características principais do Rádio Cognitivo podem ser definidas [1]:

Capacidade cognitiva: refere-se à habilidade da tecnologia em capturar ou detectar a informação a partir do seu ambiente rádio. Esse recurso não pode simplesmente ser realizado por meio do monitoramento da energia em alguma banda de frequência de interesse, mas técnicas mais sofisticadas são necessárias para captar as variações temporais e espaciais no ambiente de rádio e evitar a interferência em outros usuários. Por meio desta capacidade, as porções do espectro que não são utilizadas em um momento ou localização específicos podem ser identificadas. Consequentemente, a melhor banda de frequências e os parâmetros de operação apropriados podem ser selecionados [1].

Reconfigurabilidade: A capacidade cognitiva fornece o conhecimento do espectro, enquanto a reconfigurabilidade permite que o rádio seja reprogramado de forma dinâmica de acordo com o ambiente rádio. Mais especificamente, o Rádio Cognitivo pode ser programado para transmitir e receber em uma variedade de frequências e para utilizar diferentes tecnologias de transmissão suportadas pelo seu hardware [1].

O Rádio Cognitivo é considerado uma pequena parte do mundo físico para trocar informações sobre o ambiente rádio. O objetivo final do Rádio Cognitivo é obter o melhor espectro disponível por meio da capacidade cognitiva e da reconfiguração.

O Rádio Cognitivo permite a utilização do espectro temporariamente não utilizado, denominado de “buraco” no espectro ou espaço em branco. Se esta faixa de frequências estiver sendo utilizada por um usuário licenciado, conforme apresentado na Figura 2.9, o Rádio Cognitivo altera seus parâmetros para passar a operar em outro espaço em branco do espectro ou permanece na mesma banda alterando o seu nível de potência de transmissão ou o esquema de modulação de forma a evitar interferências no usuário licenciado [1].

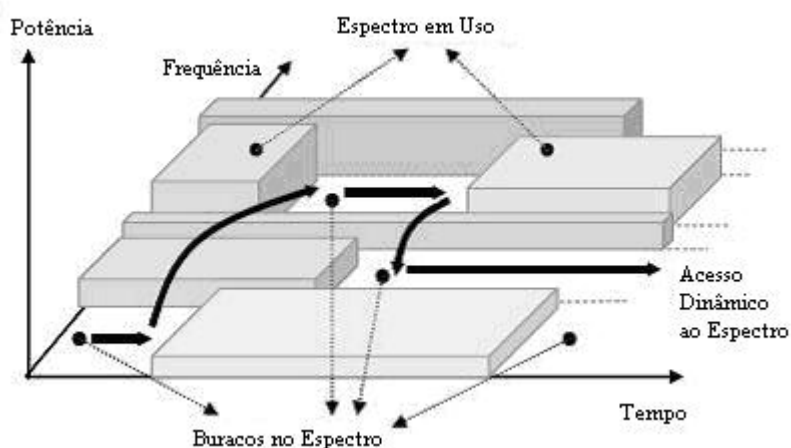


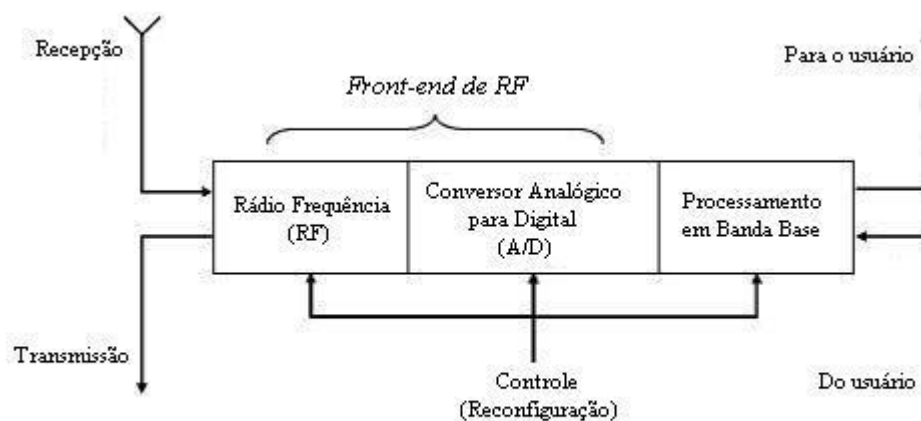
Figura 2.9 – Acesso dinâmico ao Espectro (adaptado de [1]).

### 2.3.1 ARQUITETURA FÍSICA DO RÁDIO COGNITIVO

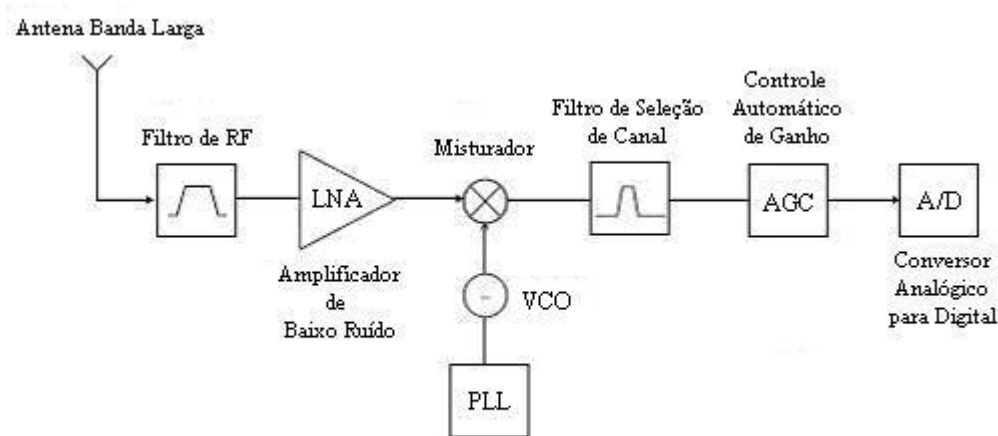
A arquitetura genérica de um transceptor de Rádio Cognitivo é apresentada na Figura 2.10 (a). Os principais componentes de um Rádio Cognitivo são a cabeça (*front-end*) de RF e a unidade de processamento em banda base. Cada componente pode ser reconfigurado por meio de um barramento de controle de forma a se adaptar ao ambiente de RF variável no tempo. No *front-end* de RF, o sinal recebido é amplificado, misturado e convertido de analógico para digital. Na unidade de processamento em banda de base, o sinal é modulado/demodulado e codificado/decodificado. A unidade de processamento em banda base de um Rádio Cognitivo é similar à de transceptores comuns. No entanto, a novidade do Rádio Cognitivo é a *front-end* de RF [1].

A nova característica do transceptor de Rádio Cognitivo é a capacidade de detecção em banda larga da *front-end* de RF. Esta função está relacionada principalmente com tecnologias de hardware de RF, tais como antena e amplificador de banda larga e filtro adaptativo. A detecção do espectro permite medições em tempo real de informações sobre o espectro do ambiente rádio. Geralmente, a arquitetura da *front-end* de RF para o Rádio Cognitivo possui uma estrutura como a mostrada na Figura 2.10 (b).





(a) Arquitetura Genérica



(b) Front-end de RF

Figura 2.10 – Rádio Cognitivo (adaptado de [1]).

Os componentes da *front-end* de RF de um Rádio Cognitivo são os seguintes [1]:

- Filtro de RF: O filtro de RF seleciona a banda desejada aplicando um filtro passa banda no sinal de RF recebido.

- Amplificador de baixo ruído (*Low Noise Amplifier* - LNA): O LNA amplifica o sinal desejado sem amplificar muito a componente do ruído.

- Misturador: No misturador, o sinal recebido é misturado com o sinal de RF gerado localmente e convertido para a banda base ou para a frequência intermediária.

- Oscilador de tensão controlada (*Voltage-Controlled Oscillator* - VCO): O VCO gera o sinal em frequência específica para uma dada tensão para misturar com o sinal recebido. Esse procedimento converte o sinal recebido de alta frequência em banda base.

- PLL (*Phase Locked Loop*): O PLL assegura que um sinal permaneça travado em uma frequência específica, e também pode ser utilizado para gerar frequências precisas.

- Filtro de seleção de canal: O filtro de seleção de canais é usado para selecionar o canal desejado e rejeitar os canais adjacentes. Há dois tipos de filtros de seleção de canais. O receptor de conversão direta utiliza um filtro passa-baixa para a seleção de canais. Por outro lado, o receptor Super-heteródino utiliza um filtro passa-banda.

- Controle automático de ganho (*Automatic Gain Control* - AGC). O AGC mantém constante o ganho ou a potência de saída de um amplificador sobre uma larga faixa de níveis de sinal de entrada.

Nesta arquitetura, um sinal de banda larga é recebido por meio da *front-end* de RF, amostrado pelo conversor analógico digital (A/D) de alta taxa e, então, as medições são efetuadas para a detecção do sinal do usuário licenciado. Existem algumas limitações sobre o desenvolvimento da *front-end* de RF do Rádio Cognitivo. A antena de RF de banda larga recebe sinais de vários transmissores que operam em níveis de energia, larguras de banda e locais diferentes. Como resultado, a interface de RF deve ter a capacidade de detectar um sinal fraco numa grande faixa dinâmica. No entanto, esta capacidade requer muita velocidade de processamento do conversor A/D de alta resolução, o que pode ser um complicador [1].

A complexidade do conversor A/D de alta velocidade pode ser minimizada desde que a gama dinâmica do sinal seja reduzida antes da conversão A/D. Esta redução pode ser obtida por meio da filtragem dos sinais de amplitude elevada ou pela utilização de múltiplas antenas (*beamforming techniques*), de modo que a filtragem do sinal seja realizada no domínio espacial e não no domínio da frequência [1].

O grande desafio da arquitetura física do Rádio Cognitivo é a detecção precisa de sinais fracos dos usuários licenciados sobre uma larga faixa do espectro. Face ao exposto, pode-se concluir que a implementação em banda larga da cabeça de RF e do conversor A/D são pontos críticos do projeto do Rádio Cognitivo [1].

### 2.3.2 CAPACIDADE COGNITIVA

A capacidade cognitiva de um Rádio Cognitivo interage em tempo real com o ambiente para determinar os parâmetros de comunicação apropriados e se adaptar às variações dinâmicas. As tarefas necessárias para a operação adaptável em espectro aberto fazem parte do ciclo cognitivo. As três principais etapas do ciclo cognitivo são [1]:

- Sensoriamento do espectro: o Rádio Cognitivo monitora as faixas de frequência disponíveis, capta informações e detecta os espaços livres no espectro.

- Análise do espectro: são levantadas as características dos espaços livres no espectro detectados pelo sensoriamento.

- Decisão no espectro: o Rádio Cognitivo determina a taxa de dados, o modo de transmissão e a largura de banda de transmissão. Em seguida, a faixa de frequências apropriada é escolhida de acordo com as características do espectro e requisitos do usuário.

Assim que a banda de operação for escolhida, a comunicação pode ser efetuada. No entanto, como o ambiente rádio muda ao longo do tempo e do espaço, o Rádio Cognitivo deve estar sempre acompanhando essas mudanças. Se a banda em utilização tornar-se indisponível, a função de mobilidade no espectro deve ser executada para proporcionar uma transmissão contínua. Qualquer alteração ambiental durante a transmissão, tais como o surgimento do usuário principal, o movimento do usuário ou a variação de tráfego podem desencadear ajustes [1].

### 2.3.3 RECONFIGURABILIDADE

Reconfigurabilidade é a capacidade de ajustar os parâmetros de operação para a transmissão em tempo real sem qualquer modificação nos componentes de hardware. Esta capacidade permite que o Rádio Cognitivo possa se adaptar facilmente ao ambiente rádio. Existem vários parâmetros reconfiguráveis que podem ser incorporados ao Rádio Cognitivo [1]:

- Frequência de Operação: o Rádio Cognitivo é capaz de mudar a frequência de operação com base nas informações sobre o ambiente rádio.

- Modulação: o Rádio Cognitivo deve reconfigurar o esquema de modulação adaptando-se às necessidades do usuário e às condições do canal.

- Potência de transmissão: a potência de transmissão pode ser reconfigurada dentro das restrições de potência do sistema. O controle de potência permite a configuração dinâmica da potência de transmissão dentro do limite de potência permitido. Se a potência mais elevada não for necessária, o Rádio Cognitivo reduz a potência do transmissor a um nível mais baixo para permitir que mais usuários possam partilhar o espectro e para diminuir a interferência.

Tecnologia de comunicação: o Rádio Cognitivo pode ser utilizado para promover interoperabilidade entre diferentes sistemas de comunicação.

Os parâmetros de transmissão de um Rádio Cognitivo podem ser reconfigurados antes e durante as transmissões.

### 3 PRINCIPAIS TÉCNICAS DE SUPRESSÃO ESPECTRAL DO SINAL OFDM

Visando minimizar o problema de vazamento de sinal para os lóbulos laterais do OFDM discutido no Capítulo 2, existem algumas técnicas de supressão dos lóbulos laterais, isto é, técnicas para esculpir o espectro do sinal OFDM. No presente capítulo apresentam-se as principais técnicas para supressão do lóbulo lateral em OFDM, aplicáveis em Rádio Cognitivo.

#### 3.1 JANELAMENTO

Uma técnica bem conhecida para suprimir os lóbulos laterais em OFDM é a técnica de Janelamento. No Janelamento, o sinal de transmissão é multiplicado no domínio do tempo por uma função de janelamento  $w(t)$  que difere da janela retangular convencional. No OFDM convencional o Janelamento é efetuado por uma janela retangular que corta um segmento de comprimento  $T_S$  (Intervalo de Símbolo) ou  $T_S + T_{GI}$  (Intervalo de Guarda) do sinal. Quando a técnica de Janelamento é aplicada, a duração do segmento considerado tem de ser aumentada conforme apresentado na Figura 3.1. Existem vários tipos de janela que podem ser utilizadas, porém a mais comum é a do cosseno levantado que é definida por [3]:

$$w_{RC}(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\pi + \frac{\pi t}{\beta T_w}\right) & 0 \leq t < \beta T_w \\ 1 & \beta T_w \leq t < T_w \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi(t - T_w)}{\beta T_w}\right) & T_w \leq t < (1 + \beta)T_w \\ 0 & \text{fora} \end{cases} \quad (3.1)$$

onde  $\beta$ ,  $0 \leq \beta \leq 1$ , representa o fator de *roll-off*. A duração do símbolo OFDM é dada por:

$$T_w = \frac{(T_S + T_{prefix} + T_{postfix})}{(1 + \beta)}. \quad (3.2)$$

O comprimento do prefixo  $T_{prefix}$  é escolhido de forma a abranger a região de *roll-off* e o Intervalo de Guarda, enquanto o sufixo  $T_{postfix}$  somente abrange a região de *roll-off*.

Por meio da técnica de Janelamento, as transições de fase abruptas entre símbolos consecutivos OFDM são suavizadas. No domínio da frequência, isso resulta em uma diminuição significativa da radiação para os lóbulos laterais [3].

O espectro de uma subportadora do sinal de transmissão janelado é obtido pela Transformada de Fourier de (3.1) que resulta em [3]:

$$S_n(f) = \text{si}(\pi f T_w) \cdot \frac{\cos(\beta \pi f T_w)}{1 - 4\beta^2 f^2 T_w^2} \quad (3.3)$$

onde  $\text{si}(x) = \text{sen}(x)/x$  é a função *sinc*.

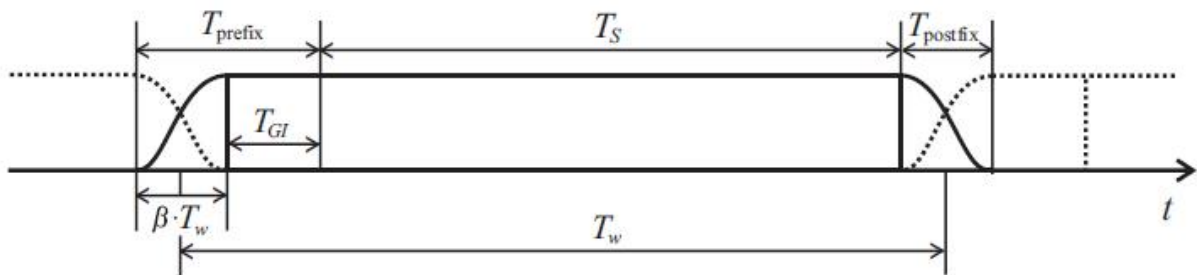


Figura 3.1 – Janelamento do símbolo OFDM (obtido de [3]).

Apesar da baixa complexidade de implementação, a técnica de Janelamento possui a desvantagem de estender o símbolo no domínio do tempo e conseqüentemente reduzir a eficiência espectral do sistema.

### 3.2 SUBCARRIER WEIGHTING

A técnica *Subcarrier Weighting* (SW) altera, por meio de um algoritmo de otimização, as amplitudes das diversas subportadoras do OFDM de forma a minimizar os lóbulos laterais (*sidelobes*).

Um sistema OFDM com um número total de  $N$  subportadoras é considerado. Os bits de entrada são mapeados símbolo a símbolo aplicando a modulação PSK (*Phase Shift Keying*) de energia unitária e  $N$  símbolos de dados com valores complexos  $d_n$ , com  $|d_n|^2 = 1$ ,  $n=1,2,\dots,N$  são gerados. Estes símbolos são convertidos de serial para paralelo, resultando em uma matriz de símbolos de dados de  $N$  elementos  $\mathbf{d} = (d_1, d_2, \dots, d_N)^T$ , onde  $(\cdot)^T$  denota transposição. A matriz  $\mathbf{d}$  é inserida na unidade de supressão de lóbulo lateral que gera  $\bar{\mathbf{d}} = (\bar{d}_1, \bar{d}_2, \dots, \bar{d}_N)^T$ . A unidade de supressão de lóbulo lateral realiza a multiplicação de cada

símbolo  $d_n$  por um fator de ponderação  $g_n$  real. Segundo COSOVIC [14],[15], as entradas de  $\bar{d}$  são obtidas por:

$$\bar{d}_n = g_n d_n, \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (3.4)$$

Os fatores de ponderação  $g_n$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ , são escolhidos de tal modo que os lóbulos laterais do sinal de transmissão sejam minimizados. Finalmente, o vetor ponderado  $\bar{d}$  é modulado em  $N$  subportadoras aplicando a Transformada Discreta Inversa de Fourier (*Inverse Discrete Fourier Transform* - IDFT). Depois disso, o sinal é convertido de paralelo para serial e um intervalo de guarda é adicionado como prefixo cíclico. Assume-se que o intervalo de guarda é muito mais curto do que a parte útil de um símbolo OFDM [14]. A Figura 3.2 abaixo apresenta o diagrama em blocos de um transmissor OFDM utilizando a técnica SW para supressão dos lóbulos laterais.

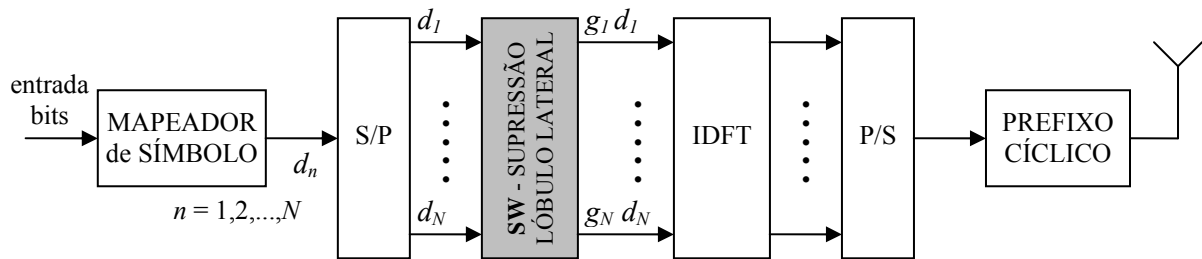


Figura 3.2 – Diagrama em blocos de um transmissor OFDM aplicando a técnica SW (adaptado de [14]).

Uma subportadora não ponderada  $s_n(x)$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$  é representada no domínio da frequência como [14],[15]:

$$s_n(x) = d_n \frac{\sin(\pi(x - x_n))}{\pi(x - x_n)}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3.5)$$

onde  $x$  é a frequência normalizada dada por  $x = (f - f_0)T_0$ ,  $f$  é a frequência,  $f_0$  é a frequência central, e  $T_0$  é a duração do símbolo OFDM excluindo o intervalo de guarda. Além disso,  $x_n$  é a frequência normalizada da  $n$ -ésima subportadora.

Como se deseja suprimir os lóbulos laterais apenas em uma faixa de frequência determinada, consideramos  $s_n(x)$  apenas naquela faixa.  $M$  amostras de frequência normalizada  $y_m$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$ , são obtidas apenas na faixa de frequências em que a otimização dos lóbulos laterais será executada. Com isso, (3.5) reduz a [14],[15]:

$$s_{n,m} = s_n(y_m) = d_n \frac{\sin(\pi(y_m - x_n))}{\pi(y_m - x_n)}, \quad n = 1, 2, \dots, N; \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (3.6)$$

A Figura 3.3 apresenta, no domínio da frequência, o sinal OFDM não ponderado, as frequências normalizadas das subportadoras  $x_n$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ , e as frequências normalizadas

$y_m, m = 1, 2, \dots, M$ , na faixa de otimização. Um caso especial é ilustrado no qual a faixa de otimização é dividida em duas partes aproximadamente iguais, que começam a partir dos primeiros lóbulos laterais fora da banda de transmissão OFDM.

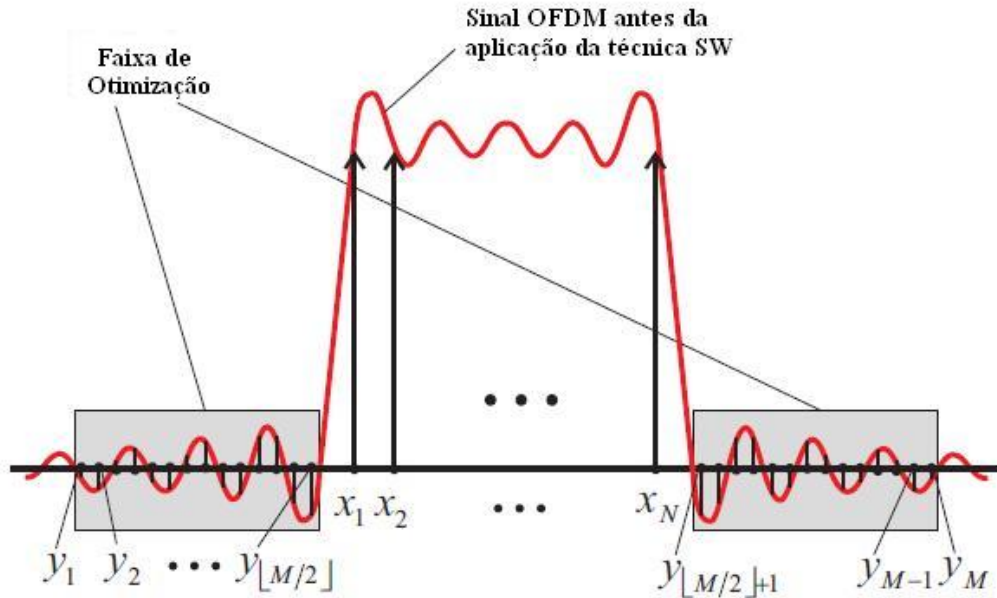


Figura 3.3 – Representação, no domínio da frequência, do sinal OFDM não ponderado (adaptado de [14]).

Agrupando  $s_{n,m}, m = 1, 2, \dots, M$ , em um vetor obtém-se  $\mathbf{s}_n = (s_{n,1}, s_{n,2}, \dots, s_{n,M})^T$ ,  $n=1, 2, \dots, N$ . Finalmente, empilhando os vetores  $\mathbf{s}_n, n = 1, 2, \dots, N$ , em uma matriz, resulta em [14],[15]:

$$\mathbf{S} = (\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_N). \quad (3.7)$$

Para suprimir os lóbulos laterais do sinal de transmissão ponderado  $\bar{\mathbf{d}}$  deve-se determinar o vetor  $\mathbf{g}$  resolvendo o seguinte problema de otimização [14],[15]:

$$\min_{\mathbf{g}} \|\mathbf{S}\mathbf{g}\|^2. \quad (3.8)$$

Em adição, incluem-se duas restrições no vetor  $\mathbf{g}$  ponderado. A primeira mantém a potência de transmissão igual à do caso sem ponderação [14],[15]:

$$\|\bar{\mathbf{d}}\|^2 = \|\mathbf{d}\|^2. \quad (3.9)$$

A segunda restrição assegura que os elementos de  $\mathbf{g}$  estejam entre limites pré-definidos [14],[15]:

$$g_{\min} \leq g_n \leq g_{\max}; \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (3.10)$$

Essa restrição garante que cada subportadora receba uma certa quantidade de potência de transmissão que é controlada através da relação  $\rho = \frac{g_{\max}}{g_{\min}}$ . Além disso,  $g_{\min}$  e  $g_{\max}$

podem ser selecionados de modo que um símbolo ponderado  $\bar{d}_n$  permaneça na mesma região de decisão do símbolo original  $d_n$ , e então, nesse caso, nenhuma sinalização do transmissor para o receptor é necessária.

Além disso, para PSK, fazendo [14]:

$$g_{\min} = 1 - \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad \text{e} \quad g_{\max} = 1 + \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (3.11)$$

garante que o limite superior  $g_{\max}$  e o limite inferior  $g_{\min}$  estejam equidistantes  $|d_n|=1$ .

A Figura 3.4(a) apresenta o sinal OFDM sem a aplicação da técnica SW, e a Figura 3.4(b) apresenta o sinal OFDM aplicando a técnica SW para os parâmetros  $N = 5$ ,  $g_{\max}/g_{\min} = 2$ , e  $\mathbf{d} = (1, 1, 1, 1, 1)^T$ . A faixa de otimização consiste de seis lóbulos laterais de cada lado da banda OFDM, e inicia-se no primeiro lóbulo lateral fora da banda de transmissão. Para manter a matriz  $\mathbf{S}$  com dimensões reduzidas, apenas uma amostra de frequência normalizada por lóbulo lateral é considerada na faixa de otimização, isto é,  $M = 12$ . Além disso, estas frequências,  $y_m$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$ , são escolhidas de forma a satisfazer [14]:

$$\sin(\pi(y_m - x_n)) = 1, \quad n = 1, 2, \dots, N; \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad (3.12)$$

elas correspondem às frequências que ficam no meio de duas passagens pelo zero das subportadoras individuais.

Uma desvantagem da técnica de *Subcarrier Weighting* é a degradação na performance da taxa de erro de bit (*Bit Error Rate* - BER) versus relação sinal ruído (*Signal to Noise Ratio* - SNR) visto que, devido à ponderação, as subportadoras não recebem quantidades iguais da potência de transmissão. Essa degradação depende da relação  $g_{\max}/g_{\min}$  escolhida, e aumenta conforme  $g_{\max}/g_{\min}$  aumenta [14]. Além disso, esta técnica não é aplicável para esquemas de modulação de envoltória variável nas subportadoras, como é o caso de QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*).



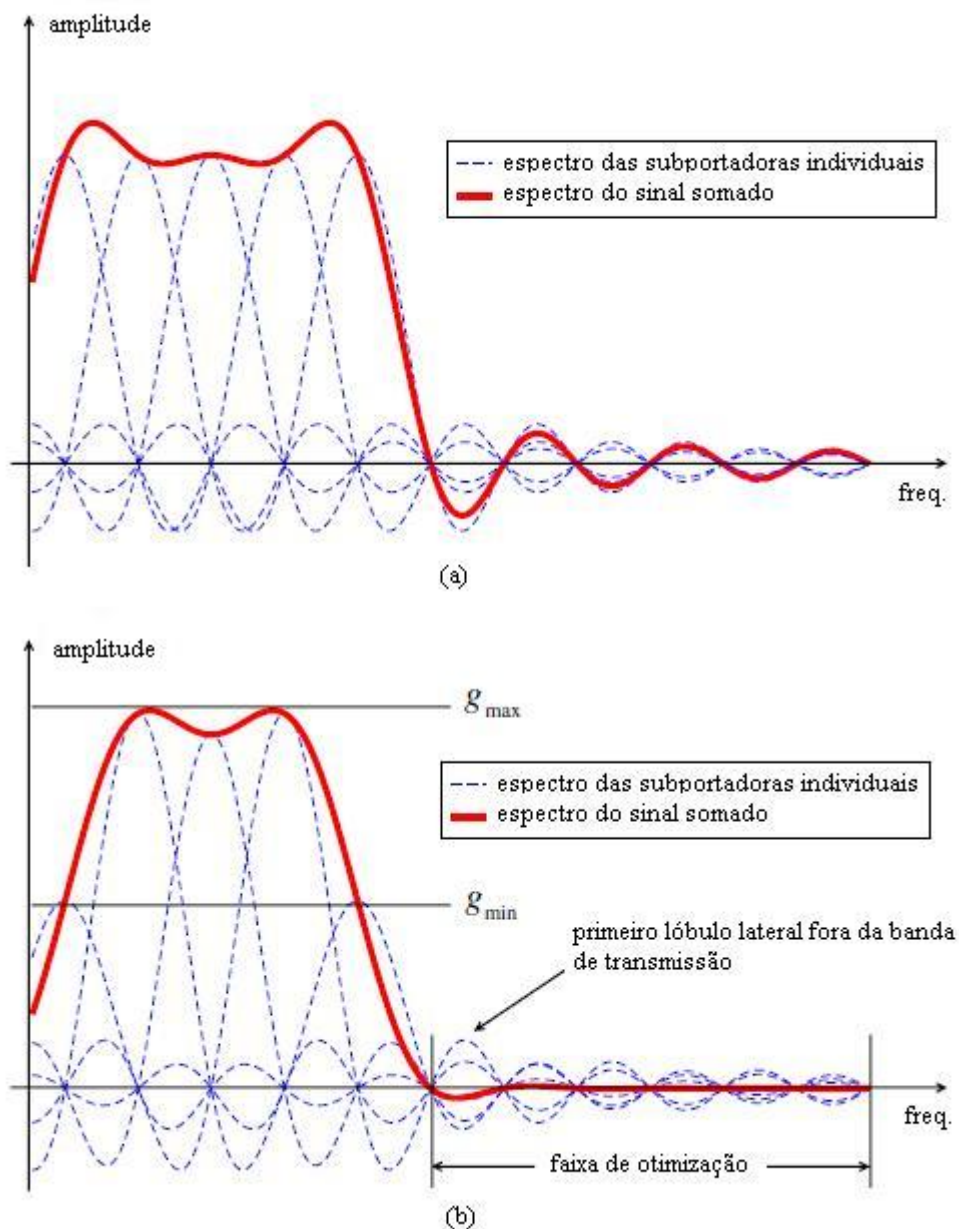


Figura 3.4 - (a) Sinal OFDM sem SW e (b) Sinal OFDM com SW (adaptado de [14]).

### 3.3 EXPANSÃO DE CONSTELAÇÃO

Na técnica de Expansão de Constelação (*Constellation Expansion - CE*), segundo PAGADARI [16], os símbolos de um esquema de modulação que modula  $k$  bits por símbolo e possui  $2^k$  pontos de constelação são mapeados em um esquema de modulação que modula  $(k + 1)$  bits e possui  $2^{k+1}$  pontos de constelação. Em outras palavras, para cada ponto de constelação da sequência símbolo original, há dois pontos para escolher, no espaço de constelação expandida. Selecionando um dos pontos numa base aleatória, cada símbolo em

uma sequência de  $N$  símbolos é mapeado em outros  $N$  símbolos do conjunto de símbolos expandido.

Supõe-se, para essa técnica, que o transmissor e o receptor conhecem os pontos da constelação expandida que estão associados com os pontos da constelação original. Com esse conhecimento, nenhuma informação precisa ser compartilhada entre o transmissor e o receptor [16].

Como exemplo, o mapeamento de símbolos BPSK para símbolos QPSK e QPSK para 8-PSK, são apresentados nas Figuras 3.5 e 3.6, respectivamente. O objetivo desta associação de pontos, de uma constelação inferior para uma constelação superior, é o de tirar vantagem da aleatoriedade envolvida na seleção de um dos dois pontos, e, portanto, a combinação de diferentes componentes em cada uma das subportadoras resulta em uma sequência com lóbulos laterais suprimidos.

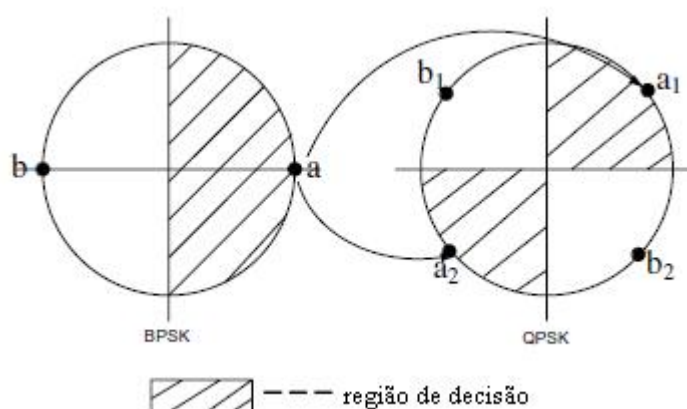


Figura 3.5 – Mapeamento de símbolos BPSK em QPSK (adaptado de [16]).

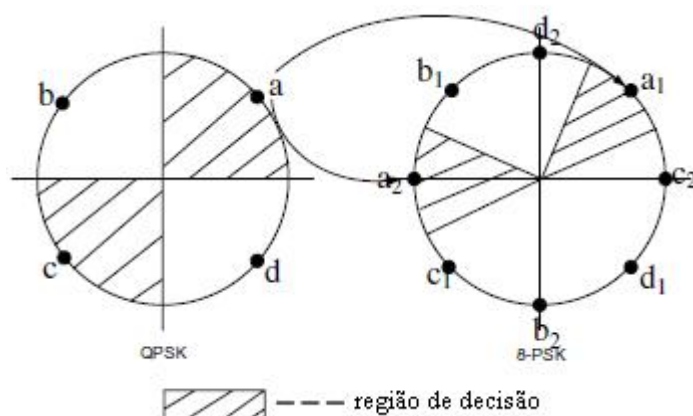


Figura 3.6 – Mapeamento de símbolos QPSK em 8-PSK (adaptado de [16]).

No algoritmo que seleciona uma sequência aleatória, para cada símbolo, o nível máximo de potência interferente é calculado e  $j$  iterações são realizadas. Depois de cada

iteração, se o nível de potência interferente calculada da nova sequência for inferior a um limiar pré-definido, ou se o limite para o número de iterações for atingido, a sequência com o nível interferente mais baixo de todas as sequências selecionadas aleatoriamente é atribuída à sequência original. Este processo é repetido ao longo de todos os símbolos. A variável do nível de interferência mínimo destina-se apenas a interromper o processo iterativo na ocorrência de uma sequência com os lóbulos laterais que já estejam em um valor baixo e, portanto, mais iterações são desnecessárias. A complexidade do algoritmo está diretamente ligada ao número máximo de iterações permitidas. Quanto maior o valor desta variável, maior o número de sequências para a escolha daquela com o menor lóbulo lateral e, portanto, maior a probabilidade de se encontrar uma sequência que tenha níveis de energia mais baixos no lóbulo lateral. Portanto, a supressão média ao longo de um grande número de símbolos deve ser menor para o caso em que o número de iterações permitidas é grande [16].

A técnica de Expansão da Constelação utiliza símbolos de uma constelação de ordem superior, portanto, uma degradação substancial na taxa de erro de bit é esperada. Contudo, após o mapeamento dos símbolos de volta para a constelação original, pode ser observado, a partir da taxa de erro de bit de um sistema QPSK-OFDM com  $N = 16$  subportadoras, que a degradação não é suficientemente significativa para diminuir drasticamente o desempenho do sistema [16].

Como são utilizados os símbolos de uma constelação de ordem superior para transmitir os símbolos da constelação original, uma ligeira degradação na razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR) é esperada [16].

A principal desvantagem deste método é que a expansão da constelação, em vez de ser utilizada para introduzir redundância, como nos esquemas de modulação codificada, que faz com que a taxa de erro do sistema seja fortemente reduzida, é destinada apenas à supressão dos lóbulos laterais. Outras técnicas (por exemplo, Portadoras de Cancelamento) podem ser facilmente combinadas com a modulação codificada.

### 3.4 SEQUÊNCIAS DE MÚLTIPLA ESCOLHA

A técnica de supressão dos lóbulos laterais do sinal OFDM denominada de Sequências de Múltipla Escolha (*Multiple Choice Sequences* - MCS), segundo COSOVIC [17], é baseada na idéia de transformar a sequência de transmissão original em um conjunto de sequências, e escolher aquela que produza os menores lóbulos laterais, permitindo dessa

maneira reduzir a radiação para fora de banda do OFDM. Os resultados numéricos mostram que, com MCS os lóbulos laterais do OFDM podem ser reduzidos significativamente, necessitando apenas de uma pequena quantidade de informação de sinalização trocada entre o transmissor e o receptor.

Considera-se um sistema OFDM com  $N$  subportadoras. O diagrama em blocos do transmissor OFDM com MCS é ilustrado na Figura 3.7.

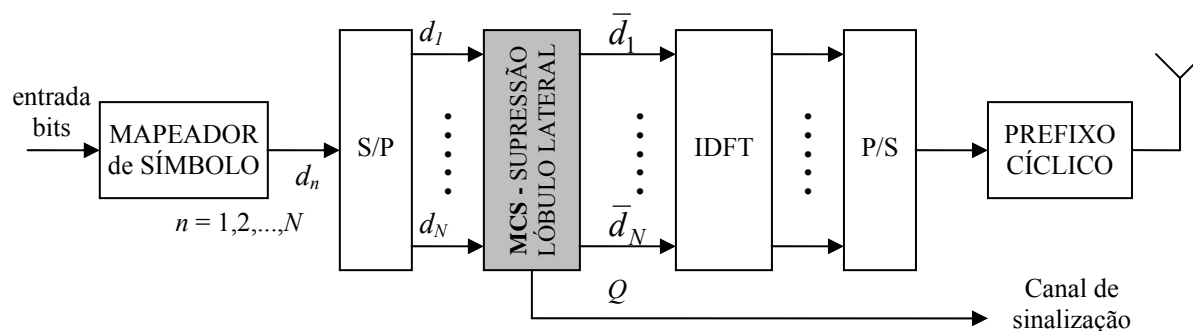


Figura 3.7 – Diagrama em blocos do transmissor OFDM com MCS (adaptado de [17]).

Os bits de entrada são mapeados símbolo a símbolo, aplicando modulação PSK ou QAM, e  $N$  símbolos com valores complexos  $d_n$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$  são gerados e empilhados em uma matriz de símbolos  $\mathbf{d} = (d_1, d_2, \dots, d_N)^T$  onde,  $(.)^T$  significa transposição. A matriz  $\mathbf{d}$  segue para a unidade de supressão do lóbulo lateral MCS, que gera a sequência selecionada do conjunto MCS, representada por  $\bar{\mathbf{d}} = (\bar{d}_1, \bar{d}_2, \dots, \bar{d}_N)$ , e o indexador  $Q$  da sequência MCS escolhida que será enviado ao receptor pelo canal de sinalização [17].

Por fim, a sequência MCS selecionada é modulada em  $n$  subportadoras, aplicando a IDFT. Após isso, o sinal é convertido de paralelo para serial (P/S) e um intervalo de guarda é inserido na forma de prefixo cíclico. Além disso, o índice  $Q$  da sequência MCS selecionada é codificado em bits e transmitido por meio do canal de sinalização correspondente. Presume-se que o intervalo de guarda é muito mais curto do que o comprimento da parte útil do símbolo OFDM. Por conseguinte, a influência do intervalo de guarda no espectro do sinal de transmissão OFDM pode ser desprezada [17].

O MCS baseia-se em mapear a sequência de transmissão original em outra sequência de transmissão que possui lóbulos laterais menores do que a original. Essa abordagem explora o fato de que sequências de transmissão diferentes podem ter potências de lóbulos laterais consideravelmente diferentes. Como exemplo, a diferença de energia do lóbulo lateral de duas sequências de transmissão compostas por 12 símbolos BPSK é ilustrada na Figura 3.8.

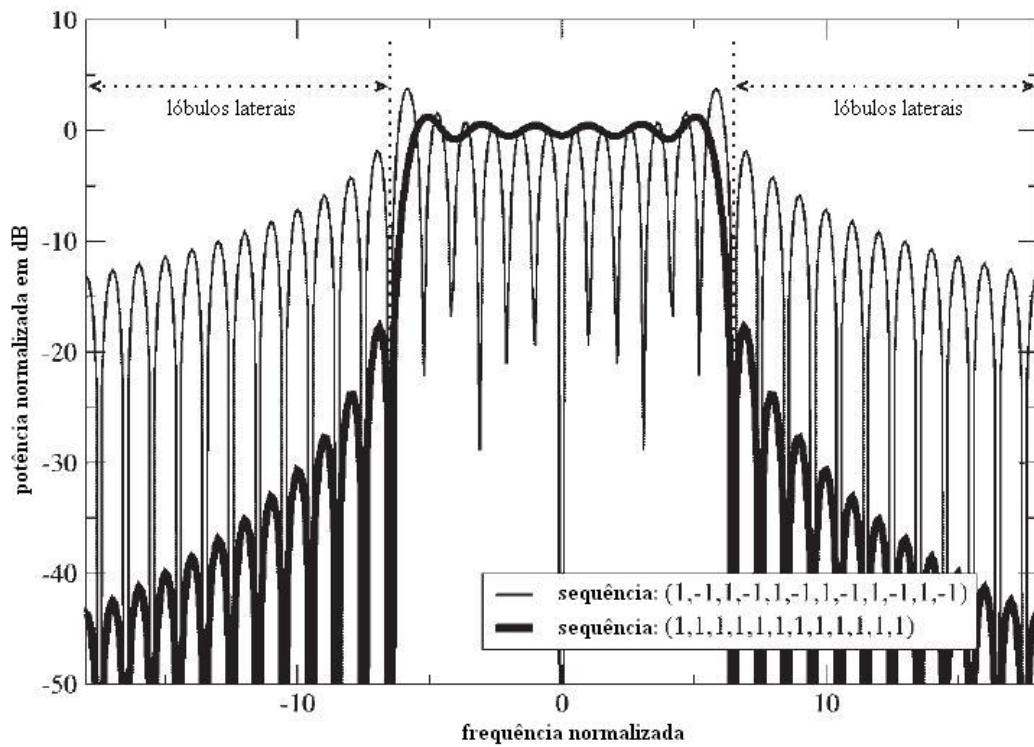


Figura 3.8 – Espectro OFDM de duas sequências BPSK diferentes (adaptado de [17]).

Um conjunto de sequências  $P > 1$ ,  $p = 1, 2, \dots, P$ , é produzido a partir da sequência de dados  $\mathbf{d}$ . Para cada sequência  $\mathbf{d}^{(p)}$ , a energia média do lóbulo lateral, representada por  $A^{(p)}$ ,  $p = 1, 2, \dots, P$ , é calculada. Para determinar  $A^{(p)}$ , uma faixa de frequências que abrange vários lóbulos laterais OFDM, chamada faixa de otimização, é considerada utilizando valores discretos de frequências. Considerando o espectro de uma subportadora individual  $S(x)$  na obtenção de  $A^{(p)}$ , tem-se [17]:

$$A^{(p)} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left| \sum_{n=1}^N d_n^{(p)} S(y_k - x_n) \right|^2, \quad p = 1, 2, \dots, P, \quad (3.13)$$

onde  $x_n$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ , são as frequências normalizadas das subportadoras e,  $y_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ , são as amostras de frequência normalizada dentro da faixa de otimização.

A função  $S(x)$  depende da janela de transmissão aplicada. No caso de janela retangular no domínio do tempo,  $S(x)$  é igual a uma função *sinc*. Se uma janela diferente da retangular for aplicada,  $S(x)$  deve ser adaptada de acordo com a Transformada de Fourier da janela escolhida. Desta forma a técnica MCS pode ser combinada com qualquer janela de transmissão bastando apenas modificar  $S(x)$  [17].

O indexador  $Q$  da sequência com a máxima supressão do lóbulo lateral é dado por [17]:

$$Q = \arg \min_p A^{(p)}, \quad p = 1, 2, \dots, P. \quad (3.14)$$

Então a sequência  $\mathbf{d}^{(Q)} = (d_1^{(Q)}, d_2^{(Q)}, \dots, d_N^{(Q)})^T$  é a saída da unidade MCS,  $\bar{\mathbf{d}} = \mathbf{d}^{(Q)}$ .

Para a correta detecção de dados no receptor, a sequência recebida tem que ser remapeada na sequência original. O conjunto de sequências MCS é construído de tal forma que o conhecimento sobre o índice  $Q$  da sequência selecionada é suficiente para realizar o remapeamento. Assim, o índice  $Q$  é codificado em bits e passado ao receptor pela unidade MCS por meio do canal de sinalização [17].

Vários algoritmos de geração do conjunto de sequências MCS podem ser obtidos. Alguns dos algoritmos existentes são:

a) Algoritmo de Símbolos de Constelação – O Algoritmo de Símbolos de Constelação gera o conjunto de sequências MCS de forma que os elementos  $d_n^{(p)}$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ , de  $\mathbf{d}^{(p)}$  pertençam à mesma constelação de símbolos de  $\mathbf{d}$ . Esta abordagem explora o fato de que as diferentes sequências de símbolos têm lóbulos laterais diferentes;

b) Algoritmo de Embaralhamento – O Algoritmo de Embaralhamento gera o conjunto de sequências MCS permutando a sequência de entrada em uma ordem pseudoaleatória; e

c) Algoritmo de Fase – O Algoritmo de Fase gera o conjunto de sequências MCS aplicando mudanças aleatórias de fase nos símbolos originais [17].

### 3.5 PORTADORAS DE CANCELAMENTO

A técnica de Portadoras de Cancelamento (*Cancellation Carriers* - CC) proposta por BRANDES [18],[19], insere algumas portadoras de cancelamento no início e no fim da banda utilizada pelo sinal OFDM. Essas portadoras de cancelamento são moduladas com fatores complexos otimizados de forma a reduzir os lóbulos laterais do sinal OFDM.

A Figura 3.9 apresenta um diagrama em blocos resumido de um sistema OFDM incorporando a técnica de Portadoras de Cancelamento.

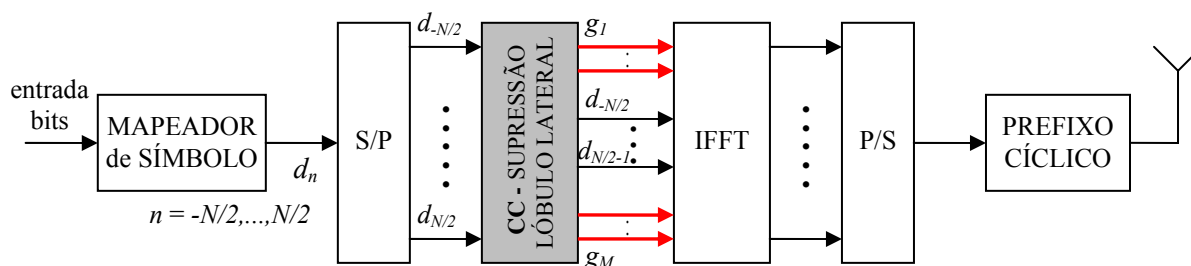


Figura 3.9 – Diagrama em blocos de um sistema OFDM aplicando a técnica CC (adaptado de [18]).

Considerando um sistema OFDM com  $N_c$  subportadoras,  $N$  delas são utilizadas para transmissão de dados e carregam símbolos complexos  $d_n \in \mathbf{d} = [d_1, \dots, d_N]^T$  oriundos de uma modulação PSK (*Phase Shift Keying*) ou QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). As  $M = N_c - N$  subportadoras restantes não transportam dados e servem como banda de guarda, a fim de cumprir os requisitos de supressão para os lóbulos laterais. Em vez de deixar as subportadoras da banda de guarda não moduladas, são inseridas  $M$  portadoras de cancelamento nos extremos laterais do espectro OFDM como representado na Figura 3.10. Essas subportadoras não são moduladas com dados, mas com fatores de ponderação complexos  $g_m \in \mathbf{g} = [g_1, \dots, g_M]^T$ , que são otimizados de modo que os lóbulos laterais das CCs cancelem ou reduzam os lóbulos laterais do sinal de transmissão original, em uma faixa de otimização determinada [19].

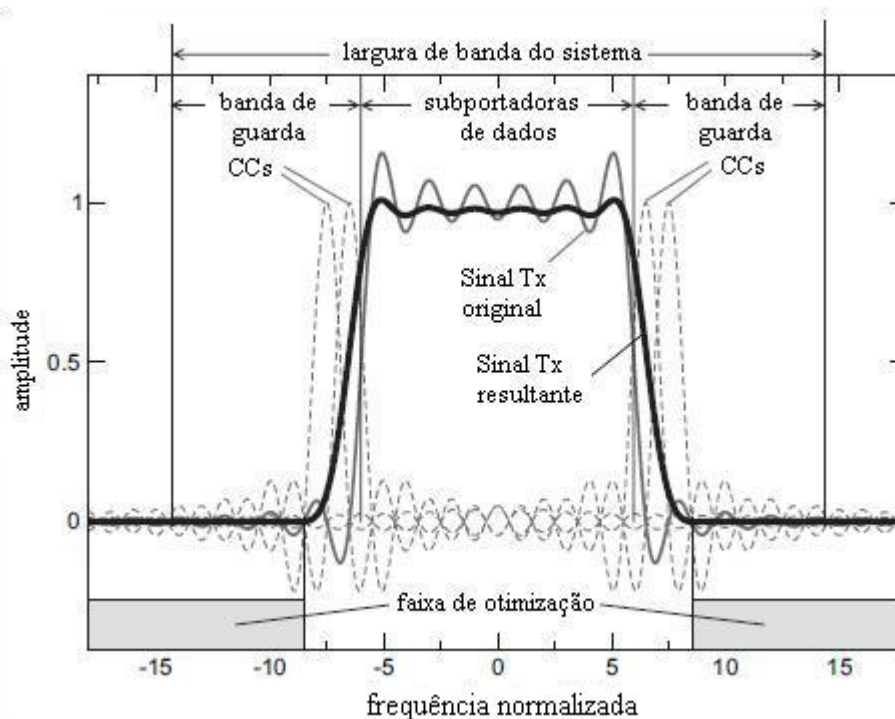


Figura 3.10 – Técnica de supressão por Portadoras de Cancelamento (adaptado de [19]).

O vetor  $\mathbf{x}$  do símbolo transmitido é composto pelos símbolos de dados  $d_n$  e pelos fatores de ponderação  $g_m$  das CCs, e é dado por [19]:

$$\mathbf{x} = \sqrt{A} [g_1, \dots, g_{M/2}, d_1, \dots, d_N, g_{M/2+1}, \dots, g_M]^T. \quad (3.15)$$

O fator de normalização  $0 < A \leq 1$  é introduzido com o objetivo de manter a potência do sinal transmitido com CCs a mesma do sinal original, e é dado por [19]:

$$A = \frac{\|\mathbf{d}\|^2}{\|\mathbf{d}\|^2 + \|\mathbf{g}\|^2} \leq 1. \quad (3.16)$$

O vetor  $\mathbf{x}$  de transmissão é modulado em  $N + M \leq Nc$  subportadoras utilizando a IFFT. O sinal resultante no domínio do tempo é estendido por um Intervalo de Guarda (IG) na forma de um prefixo cíclico que excede o *delay spread* do canal multipercurso [19].

OS fatores de ponderação  $g_m$  das CCs são determinados a fim de minimizar a energia do lóbulo lateral do sinal OFDM considerado. Esta otimização pode ser formulada como um problema de mínimos quadráticos dado por [3],[18],[19]:

$$\min_{\mathbf{g}} \left\| \mathbf{s} + \sum_{m=1}^M g_m \mathbf{c}_m \right\|^2, \quad \text{com a restrição:} \quad \|\mathbf{g}\|^2 \leq \alpha, \quad (3.17)$$

onde,  $\mathbf{s}$  denota o sinal de transmissão sem CCs na faixa de otimização, e é a sobreposição dos espectros de todas as subportadoras utilizadas para a transmissão de dados. Além disso,  $\mathbf{c}_m$ ,  $m = 1, \dots, M$ , representa o espectro da  $m$ -ésima CC com peso 1 na faixa de otimização, onde as  $M$  CCs são numeradas da esquerda para a direita. Para cada CC o fator de ponderação complexo  $g_m \in \mathbf{g} = [g_1, \dots, g_M]^T$  é determinado de modo a minimizar a soma do sinal de transmissão original e das CCs na faixa de otimização.

A restrição adicional em (3.17) mantém a potência das CCs abaixo do limiar  $\alpha$  [3].

Finalmente o sinal de transmissão resultante  $\mathbf{s}'$ , é a sobreposição do sinal original com as CCs ponderadas [3], ou seja,

$$\mathbf{s}' = \sqrt{A} \left( \mathbf{s} + \sum_{m=1}^M g_m \mathbf{c}_m \right). \quad (3.18)$$

Apesar do limite de potência das CCs aplicado em (3.17), uma certa quantidade de energia de transmissão tem de ser gasta nas CCs e debitada das portadoras de dados, portanto haverá uma pequena degradação na taxa de erro de bits (*Bit Error Rate* -BER) na recepção[3], [18].

As desvantagens da Técnica de Portadoras de Cancelamento são uma pequena perda na relação sinal ruído (*Signal-to-Noise Ratio* - SNR), um ligeiro incremento na razão entre potência de pico e potência média (PAPR) e um esforço computacional adicional para



determinar os fatores de ponderação. Por outro lado, esta técnica pode ser aplicada a qualquer tipo de modulação das subportadoras, o que lhe confere uma grande versatilidade.

## 4 NOVO MÉTODO DE SUPRESSÃO ESPECTRAL DO SINAL OFDM

Conforme mencionado anteriormente no Capítulo 3, os estudos do presente trabalho estão direcionados para a técnica de Portadoras de Cancelamento (*Cancellation Carriers - CC*).

Objetivando um estudo mais aprofundado, a técnica de CC foi simulada utilizando parâmetros definidos convenientemente, mas seguindo a idéia proposta em [18], ou seja, introduzindo  $M$  portadoras de cancelamento adjacentes, na borda direita e esquerda da banda do sinal para o qual os lóbulos laterais serão suprimidos. Para o método original, aplicados os referidos parâmetros, foram levantadas as estatísticas de desempenho.

Além da análise da técnica de Portadoras de Cancelamento original, propõe-se um novo método, empregando novas configurações de portadoras de cancelamento, intercalando portadoras ativas e nulas dentro da banda de guarda.

Os resultados obtidos primeiramente com as simulações realizadas para apenas uma portadora de dados, foram utilizados como parâmetros para novas simulações, para o caso com várias portadoras de dados e com portadoras de cancelamento aplicadas na borda direita e esquerda da banda do sinal OFDM. Os resultados obtidos de maneira mais rápida, com as simulações realizadas para uma única portadora de dados, serviram para apontar as características desejadas, as quais foram testadas se permaneceriam as mesmas para o caso com múltiplas portadoras, ou seja, o caso mais próximo de um ambiente real.

Neste trabalho convencionou-se que as portadoras de cancelamento ativas serão representadas por uns, e as portadoras inativas ou bandas de guarda serão representadas por zeros. Por exemplo, 1001, representa uma banda de guarda com quatro portadoras, sendo duas portadoras ativas, nos extremos da referida banda, e duas portadoras nulas entre as ativas.

### 4.1 ANÁLISE DA TÉCNICA DE PORTADORAS DE CANCELAMENTO

Em [18] as simulações foram realizadas para um sistema OFDM composto por 60 subportadoras de dados ( $N = 60$ ), cujos lóbulos laterais foram suprimidos por 2 portadoras de cancelamento em cada borda da banda utilizada, ou seja, 4 portadoras de cancelamento no total ( $M = 4$ ). Para a faixa de otimização foram considerados dez lóbulos laterais de cada lado da banda OFDM ( $K = 10$ ). Entende-se por faixa de otimização, a faixa de frequências onde se encontram os lóbulos laterais do sinal OFDM que se deseja suprimir. Tal faixa se localiza em

ambos os lados da banda de dados e se inicia no primeiro lóbulo lateral fora dessa banda e se estende até a quantidade de lóbulos que se deseja suprimir.

Nesta seção, esses parâmetros foram alterados para um sistema com  $N_c = 128$  subportadoras OFDM no total, com uma, duas ou três portadoras de cancelamento ( $M = 2, 4$  ou  $6$ ) em cada borda da banda utilizada, e uma faixa de otimização de 32 subportadoras ( $K = 32$ ) de cada lado da banda de dados. As portadoras de cancelamento utilizadas em cada borda da banda de dados foram descontadas do total de 128 subportadoras do sistema, ou seja, o sistema contava com  $N = N_c - M$  subportadoras de dados. As alterações mencionadas têm por objetivo uniformizar os parâmetros utilizados, de forma a serem aplicados nas seções seguintes e no restante do trabalho, conforme ilustrado na Figura 4.1.

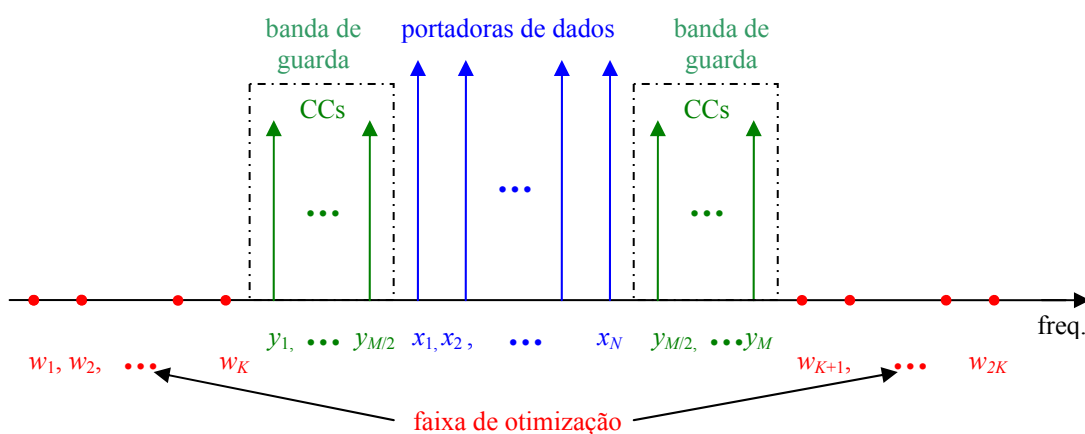


Figura 4.1 – Configuração simulada para a técnica de Portadoras de Cancelamento

As simulações foram realizadas por programas elaborados em Mathcad, os quais estão mostrados no Apêndice.

Com o objetivo de representar, no domínio da frequência, um sinal OFDM de janela retangular padrão, o programa elaborado para as simulações gera uma função *sinc* para cada subportadora de dados de amplitude unitária e polaridade aleatória. Cada uma dessas funções *sinc* gera uma contribuição para a radiação emitida para os lóbulos laterais, sendo que o sinal resultante nos lóbulos laterais é dado pela soma de cada uma dessas contribuições. As polaridades (sinais) das portadoras de dados foram escolhidas de forma aleatória em dez mil rodadas, simulando o carregamento de portadoras PSK no sinal OFDM, exceto para o caso de uma portadora de cancelamento ativa onde as polaridades foram escolhidas em cem mil rodadas devido à maior rapidez de otimização para essa configuração.

Por meio do algoritmo de otimização *lsolve* do Mathcad foram calculados os valores de amplitude de cada portadora de cancelamento de forma a minimizar os lóbulos laterais. A

função *lsolve* retorna a solução de mínimos quadráticos do sistema de equação  $\mathbf{M} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{v}$  utilizando o método de decomposição LU, conforme apresentado no Apêndice.

As simulações foram realizadas para diversos limites de potência das portadoras de cancelamento. Para cada limite de potência aplicado às portadoras de cancelamento, foram obtidos a potência residual dos lóbulos laterais e o seu desvio padrão e, também, a potência média das portadoras de cancelamento e o seu desvio padrão. Tais resultados foram utilizados para se elaborar os gráficos de distribuição de probabilidade e de probabilidade acumulada para a potência residual dos lóbulos laterais e para a potência das CCs, para os casos com uma, duas e três portadoras de cancelamento.

Analisando inicialmente o gráfico da distribuição de probabilidade da potência residual dos lóbulos laterais para o caso de apenas uma portadora de cancelamento e nenhuma restrição de potência, apresentado na Figura 4.2, pode-se observar que este segue aproximadamente uma distribuição exponencial. Neste caso, a potência média nas portadoras de cancelamento foi de 3,5% da potência total, que é o valor médio fornecido pelo algoritmo de otimização. Por outro lado, na mesma figura, pode-se verificar que o caso em que a CC não foi ativada apresenta uma distribuição de potência relativamente uniforme. O eixo das abscissas apresenta a potência residual dos lóbulos laterais, e o eixo das ordenadas apresenta a frequência relativa. Os limites de potência, apresentados nas legendas das Figuras 4.2, 4.3 e 4.6 a 4.13, são limites percentuais médios em relação à potência total transmitida.

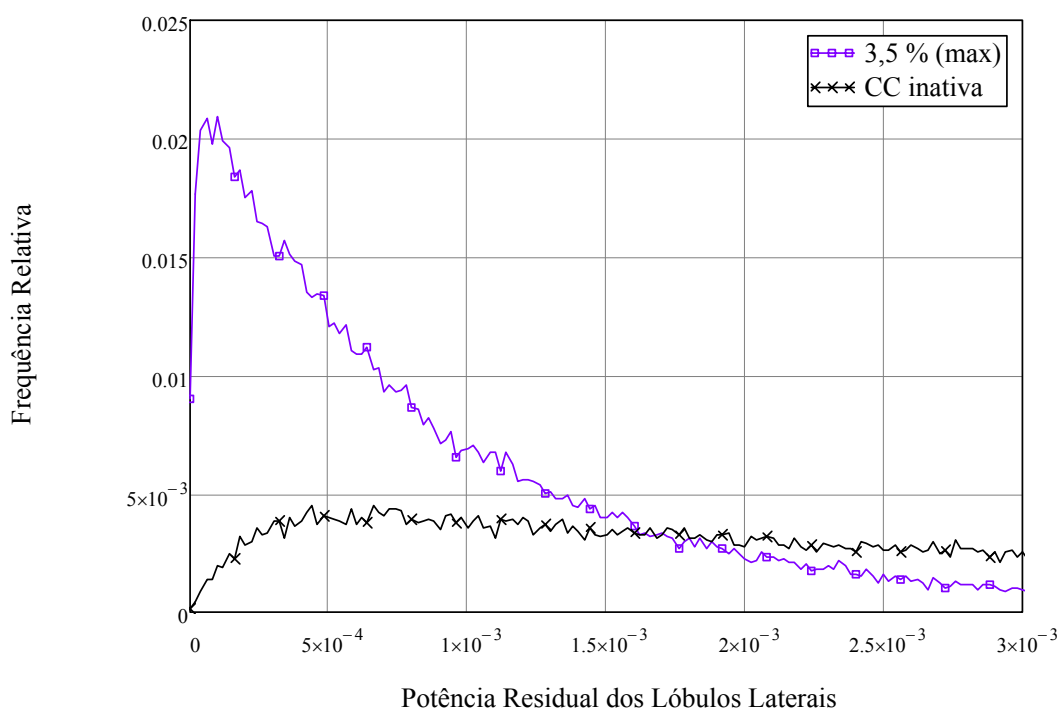


Figura 4.2 – Distribuição de probabilidade da potência residual dos lóbulos laterais para 1 CC.

A Figura 4.3 apresenta a probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para os casos de uma portadora de cancelamento com potência de 3,5%, e sem potência aplicada. O eixo das abscissas apresenta a potência residual dos lóbulos laterais, e o eixo das ordenadas apresenta a probabilidade acumulada. Nota-se que, para 90% dos símbolos OFDM, a potência residual dos lóbulos laterais é de  $2,3 \cdot 10^{-3}$ , ou -26,4 dB, para a potência da CC em 3,5% e,  $1,0 \cdot 10^{-2}$ , ou -19,9 dB, para o caso em que não foi aplicada potência na CC, conforme também apresentado na Tabela 4.1.

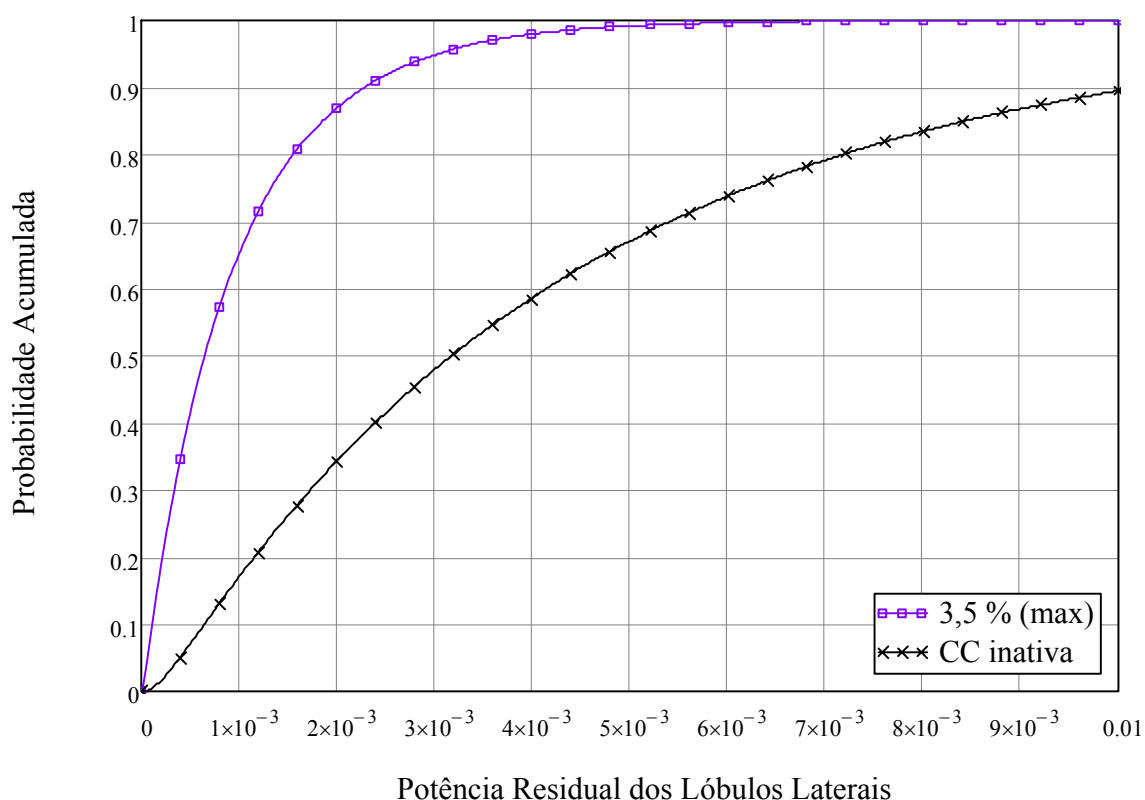


Figura 4.3 – Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 1 CC.

A Figura 4.4 apresenta a distribuição de probabilidade da potência das portadoras de cancelamento para o caso de uma portadora de cancelamento ativa. O eixo das abscissas apresenta o percentual de potência das portadoras de cancelamento, e o eixo das ordenadas, a frequência relativa. Como pode ser observado, o processo segue aproximadamente uma distribuição exponencial.

A Figura 4.5 apresenta a probabilidade acumulada da potência das portadoras de cancelamento para o caso de uma portadora de cancelamento ativa. O eixo das abscissas apresenta o percentual de potência das portadoras de cancelamento, e o eixo das ordenadas a probabilidade acumulada. A potência média das portadoras de cancelamento é de 3,5%, sendo

que para 95% dos símbolos, o percentual de potência gasto nas CCs é menor que 10% da potência total do símbolo.

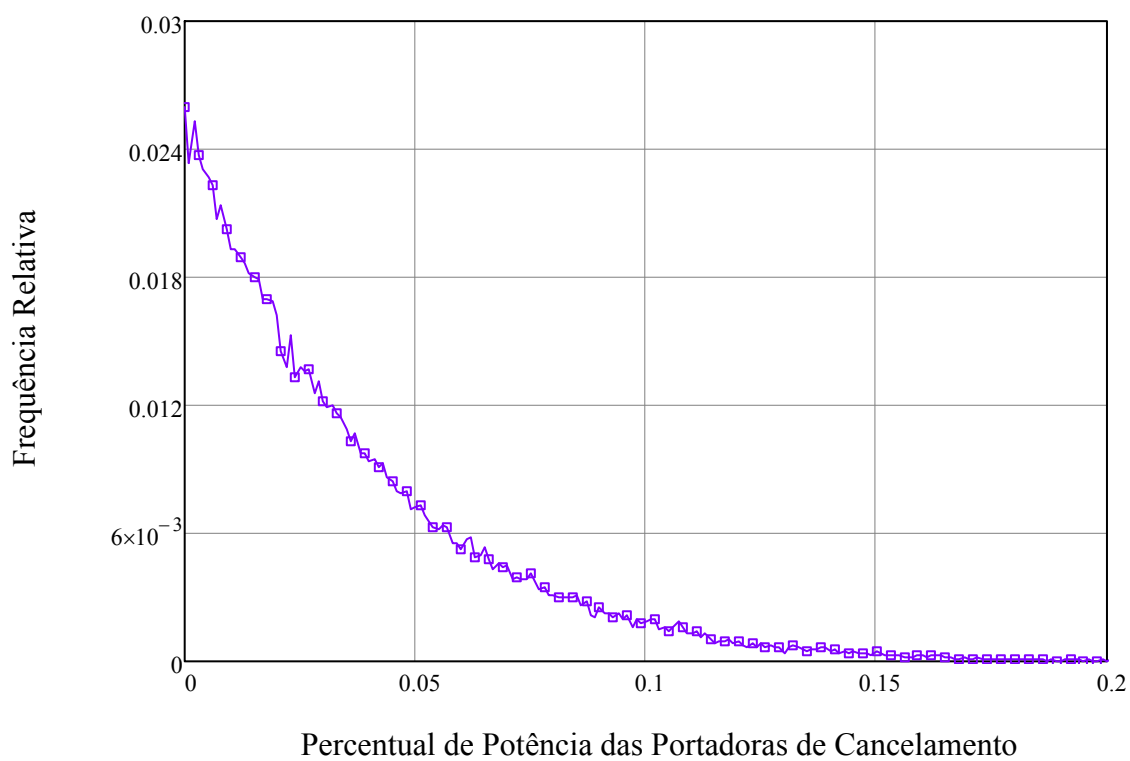


Figura 4.4 – Distribuição de probabilidade do percentual de potência de 1 CC ativa.

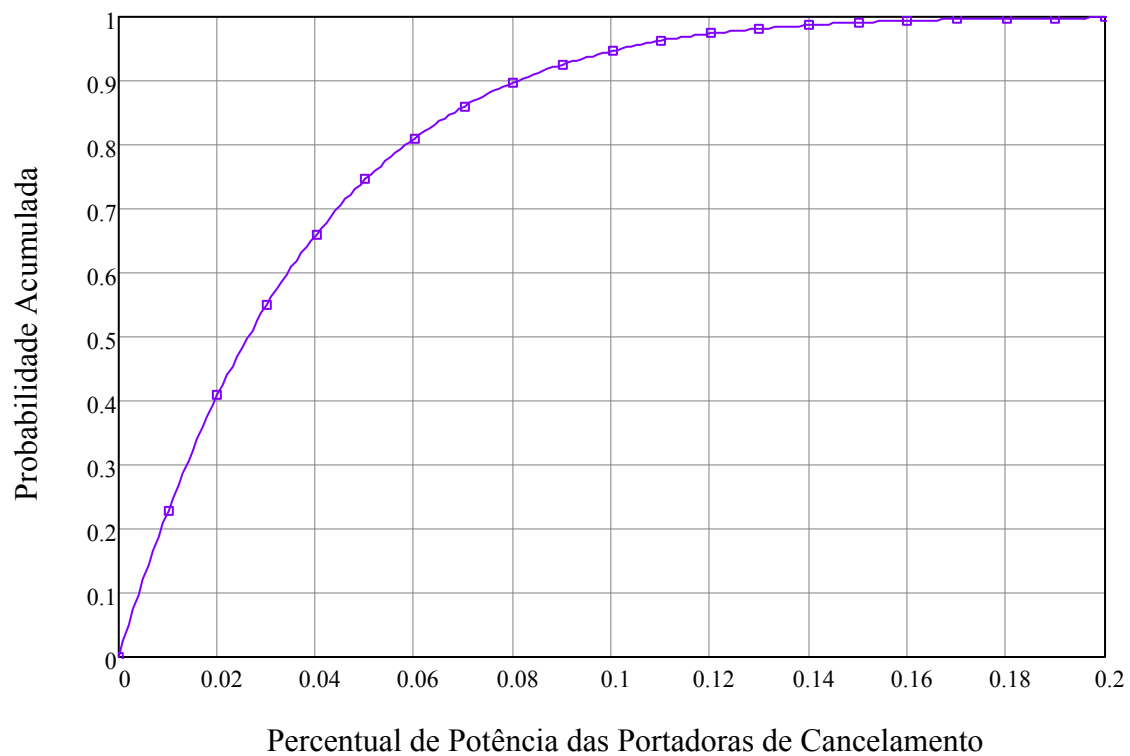


Figura 4.5 – Probabilidade acumulada do percentual de potência de 1 CC ativa.

A Tabela 4.1 mostra um quadro comparativo entre a potência das portadoras de cancelamento e a potência dos lóbulos laterais para o caso de uma CC ativa com dados compilados da Figura 4.3. Considerando a potência média dos lóbulos laterais de -23,4 dB, referente ao caso em que não foi aplicada potência nas CCs, e a de -30,1 dB, referente ao caso com potência média de 3,5%, pode-se verificar que a supressão máxima para essa configuração é de 6,7 dB.

Tabela 4.1 – Comparação entre a potência da CC e a potência dos lóbulos laterais para uma CC ativa.

1 CC ativa				
Pot. média da CC (%)	Pot. Limite da CC (%)	Pot. Média dos Lóbulos Laterais (dB)	Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 90% dos casos (dB)	Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 95% dos casos (dB)
0	0,0	-23,4	-19,9	-18,8
3,5 (max)	100,0	-30,1	-26,4	-25,2

Para o caso de duas portadoras ativas, foi imposta uma restrição na potência máxima das portadoras de cancelamento. Para esse propósito foi desenvolvido um algoritmo iterativo para a minimização dos lóbulos laterais, conforme mostrado no Apêndice.

Nas Figuras 4.6 a 4.9, os valores de potência média das CCs variam entre 5% e 36%. O valor máximo de 36% ocorre quando não há restrição de potência máxima para as portadoras de cancelamento.

Observa-se, pela Figura 4.6, que de maneira semelhante ao caso com uma portadora ativa, o gráfico da distribuição de probabilidade da potência residual dos lóbulos laterais para o caso com duas portadoras de cancelamento ativas segue aproximadamente uma distribuição exponencial. O eixo das abscissas apresenta a potência residual dos lóbulos laterais, enquanto que o eixo das ordenadas apresenta a frequência relativa da potência residual.

A Figura 4.7 mostra a evolução da frequência acumulada para cada valor de potência média das portadoras de cancelamento.

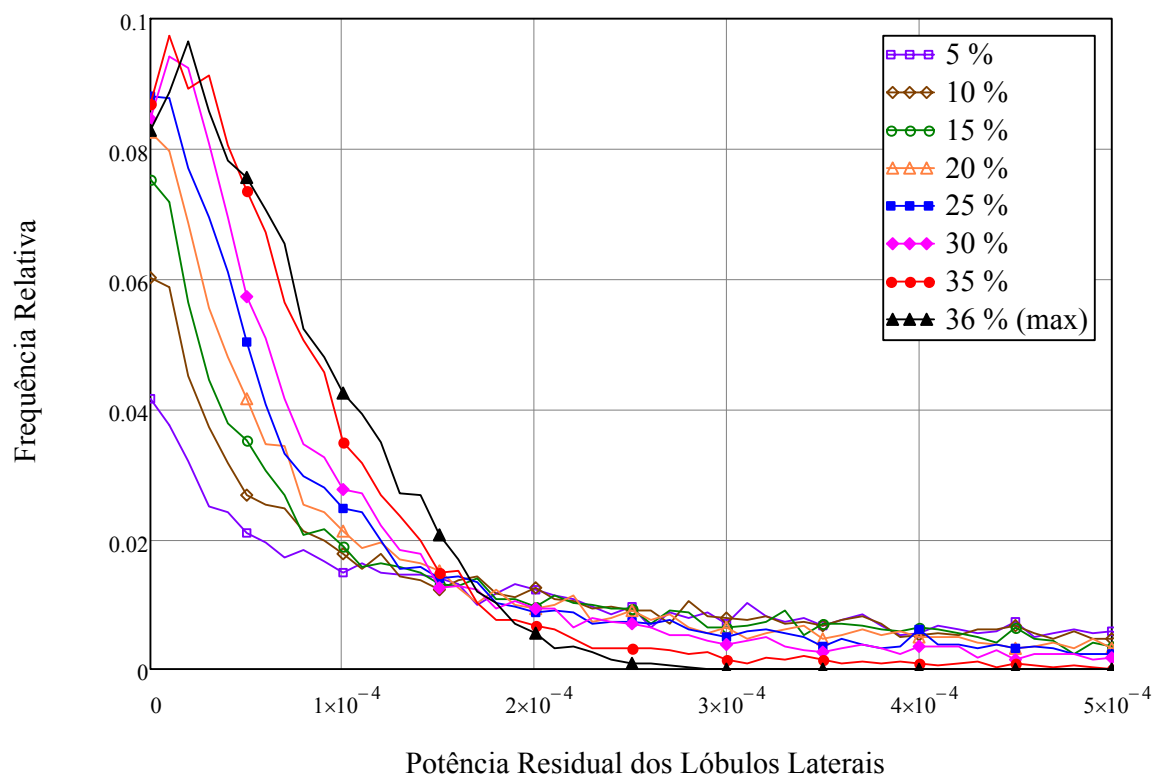


Figura 4.6 – Distribuição de probabilidade da potência residual dos lóbulos laterais para 2 CCs ativos.

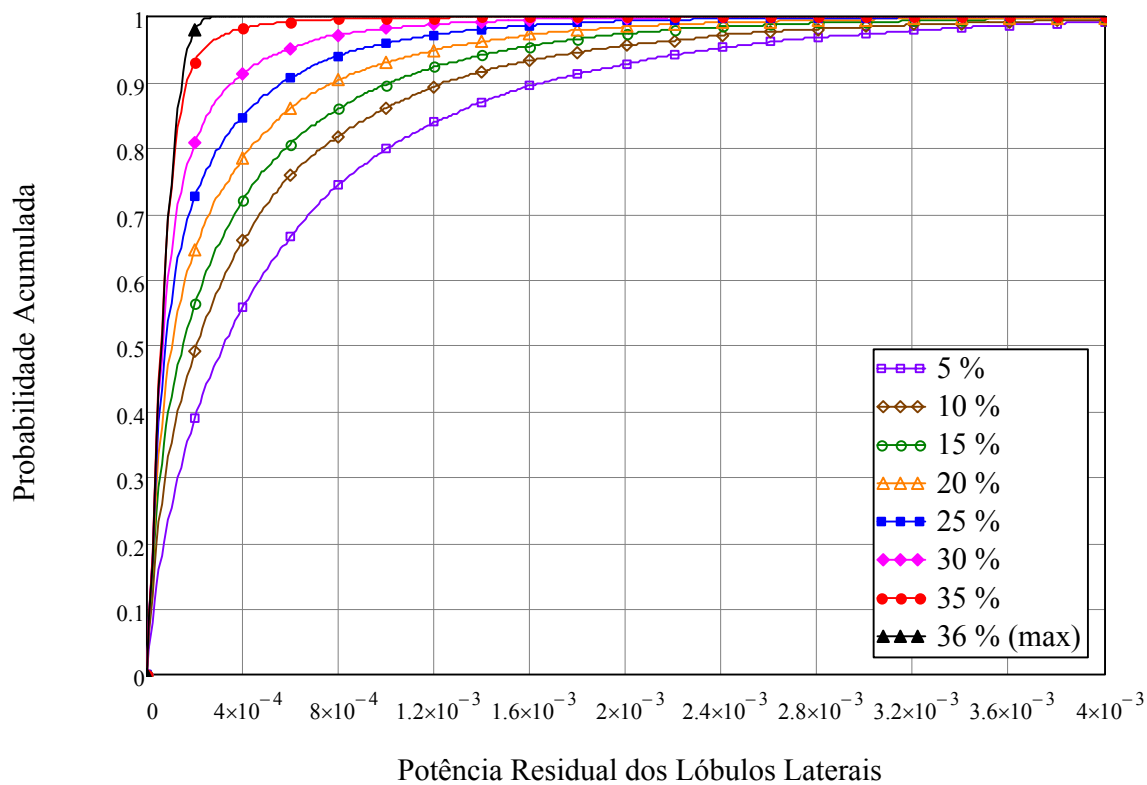


Figura 4.7 – Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 2 CCs ativos.



As Figuras 4.8 e 4.9 ilustram como a potência das portadoras de cancelamento se distribui para o caso de duas CCs ativas. Como se pode observar pelas referidas figuras e pela Tabela 4.2, uma grande parte dos símbolos OFDM requer que a potência das portadoras de cancelamento seja limitada num certo valor máximo de modo que, na média, a potência das CCs fique restrita ao percentual desejado.

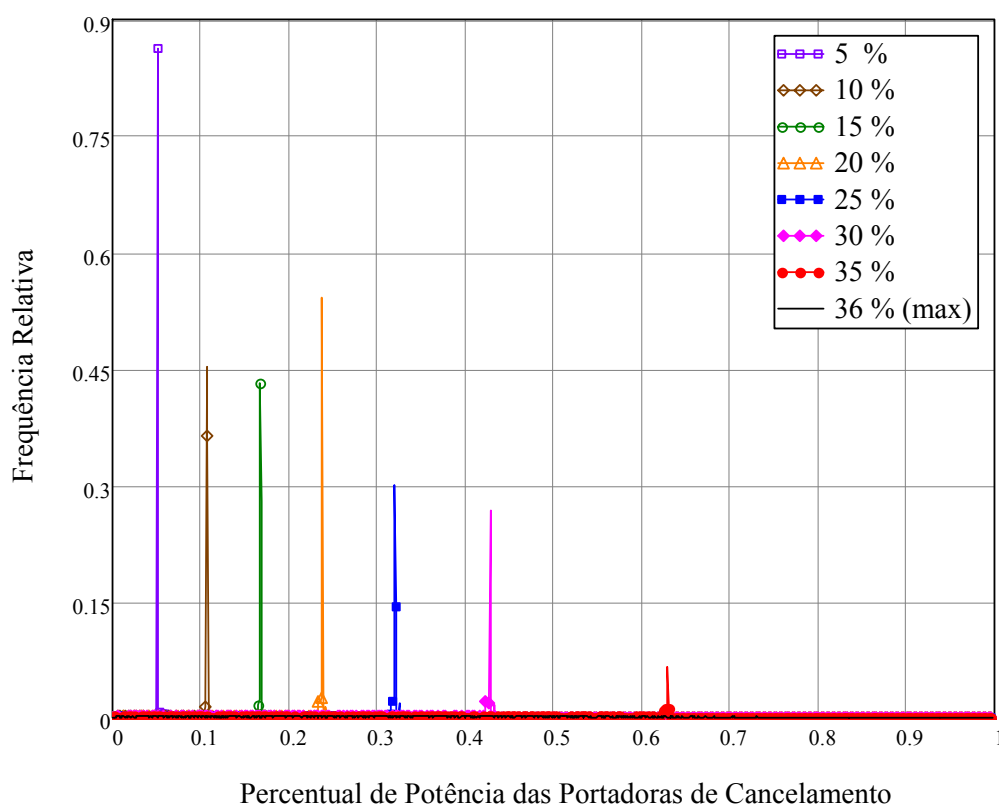


Figura 4.8 – Distribuição de probabilidade do percentual de potência de 2 CCs ativas.

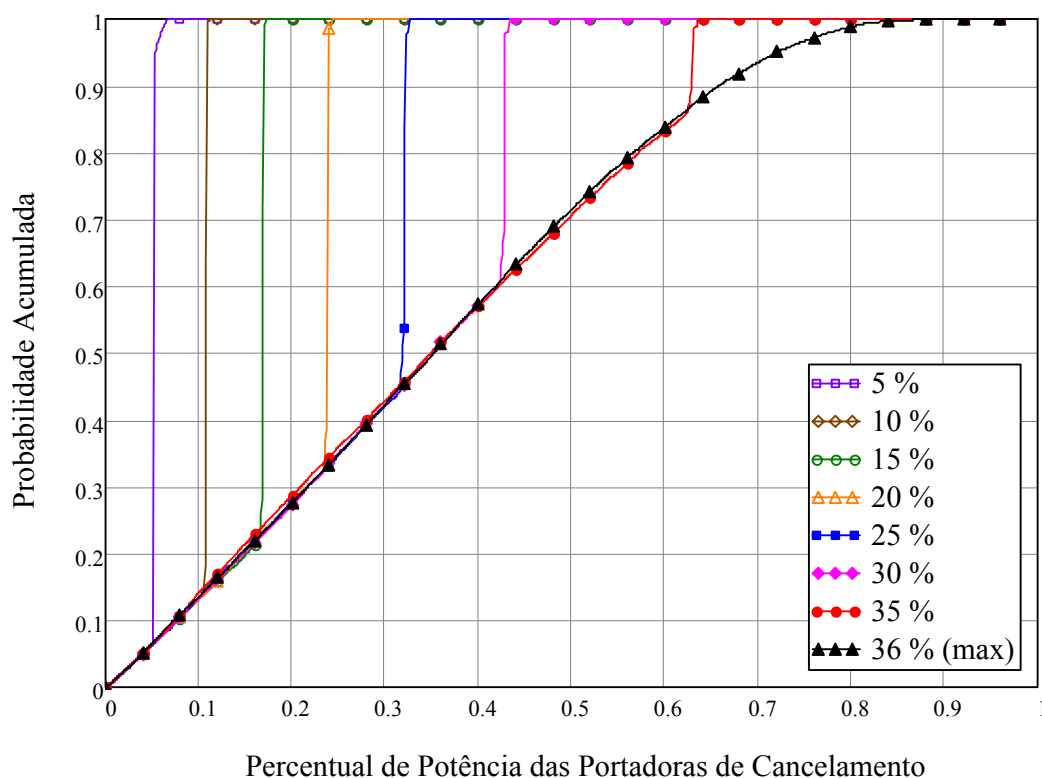


Figura 4.9 – Probabilidade acumulada do percentual de potência de 2 CCs ativas.

A Tabela 4.2 mostra um quadro comparativo entre a potência das portadoras de cancelamento e a potência dos lóbulos laterais para a configuração 11, com dados compilados da Figura 4.7. Tomando-se por base a potência média dos lóbulos laterais de -24,1 dB, referente ao caso em que as CCs permaneceram desativadas, e a de -38,3 dB, referente ao caso com potência média de 30%, pode-se verificar que ocorreu uma supressão de 14,2 dB, chegando-se à supressão máxima de 17,5 dB para o caso em que a potência das CCs não foi limitada.

Tabela 4.2 – Comparação entre a potência das CCs e a potência dos lóbulos laterais para a configuração 11.

2 CCs ativas - Configuração 11				
Pot. Média das CCs (%)	Pot. Limite das CCs (%)	Pot. Média dos Lóbulos Laterais (dB)	Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 90% dos casos (dB)	Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 95% dos casos (dB)
0	0,0	-24,1	-20,6	-19,4
5	5,1	-32,0	-27,8	-26,3
10	10,8	-33,1	-29,1	-27,3
15	16,9	-34,3	-29,9	-28,2
20	23,9	-35,4	-31,1	-29,1
25	32,1	-36,7	-32,4	-30,5
30	42,8	-38,3	-34,4	-32,3
35	63,0	-40,7	-37,7	-36,2
36 (max)	100,0	-41,6	-38,5	-37,7

O caso de três portadoras ativas também necessitou da imposição de uma restrição na potência máxima das portadoras de cancelamento, de modo semelhante ao caso com duas portadoras.

A Figura 4.10 apresenta o gráfico da distribuição de probabilidade da potência residual dos lóbulos laterais para o caso com três portadoras de cancelamento ativas. O eixo das abscissas apresenta a potência residual dos lóbulos laterais, e o eixo das ordenadas, a frequência relativa. Nas Figuras 4.10 a 4.13, os valores de potência média das CCs variam entre 10% e 86%. O valor máximo de 86% ocorre quando não há restrição de potência para as portadoras de cancelamento.

A Figura 4.11 apresenta o gráfico da probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para o caso de três portadoras de cancelamento ativas. O eixo das abscissas apresenta a potência residual dos lóbulos laterais, e o eixo das ordenadas a probabilidade acumulada.

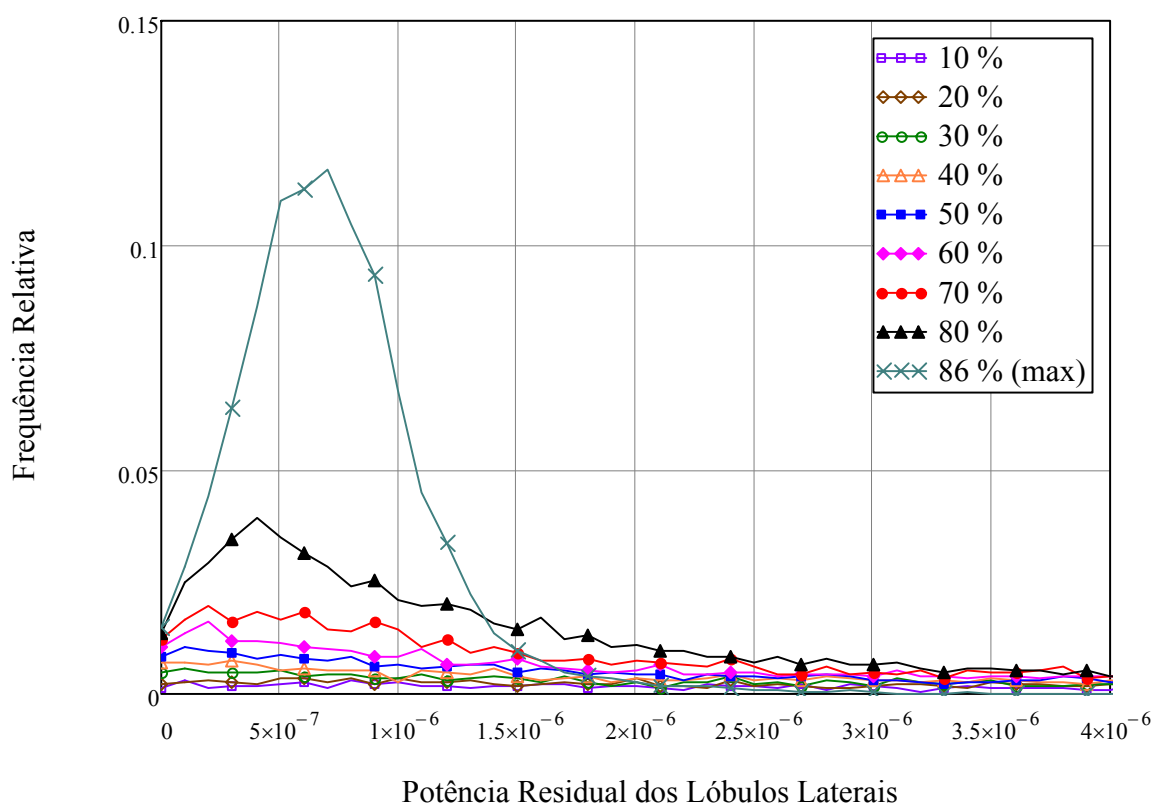


Figura 4.10 - Distribuição de probabilidade da potência residual dos lóbulos laterais para 3 CCs ativas.

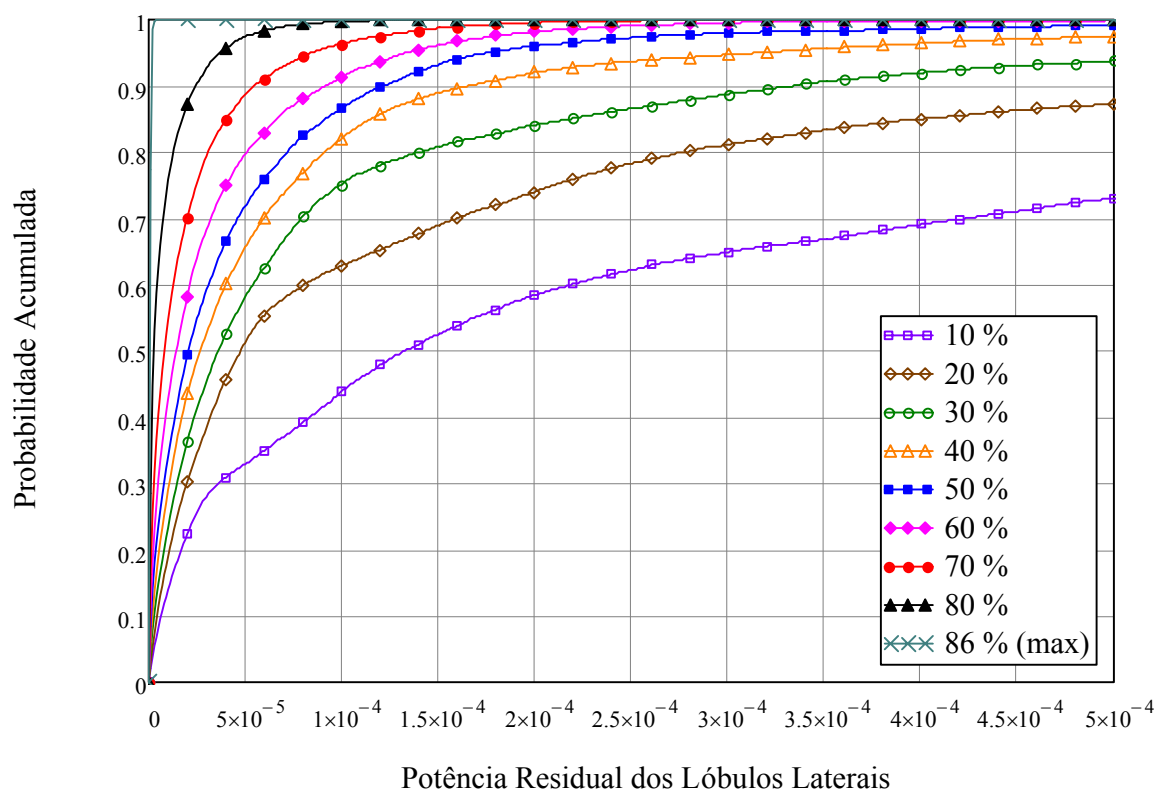


Figura 4.11 – Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 3 CCs ativas.

As Figuras 4.12 e 4.13 apresentam, respectivamente, a distribuição e a probabilidade acumulada da potência das portadoras de cancelamento para o caso de três portadoras de cancelamento ativas. O eixo das abscissas apresenta o percentual de potência das portadoras de cancelamento, e o eixo das ordenadas apresenta a frequência relativa.

Nota-se, que para uma grande parcela dos símbolos OFDM, as portadoras de cancelamento tem a potência máxima limitada de modo a satisfazer os critérios de potência média desejados.

A potência de 5% aplicada às portadoras de cancelamento foi desconsiderada para o caso com três CCs ativas, pois o algoritmo de otimização não conseguiu convergir de maneira satisfatória. Esse fato pode ser explicado, pois o aumento do número de CCs (de uma e duas para três CCs) dificulta o cálculo de otimização. Mesmo os casos com potência de 10%, 20% e 30% mostraram um certo índice de falha na convergência, porém, ainda puderam ser considerados.

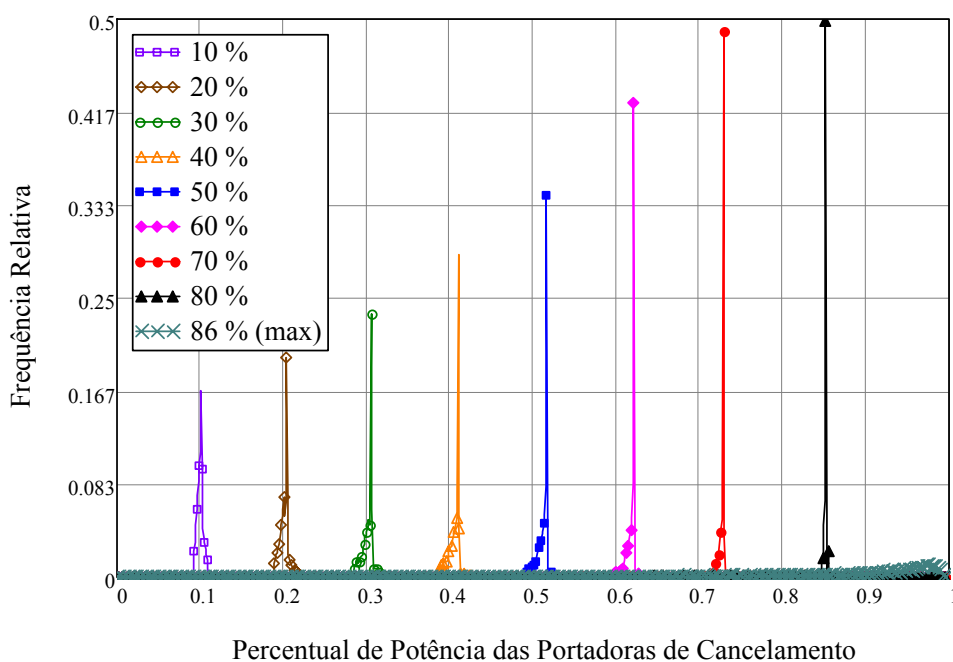


Figura 4.12 – Distribuição de probabilidade do percentual de potência de 3 CCs ativas.

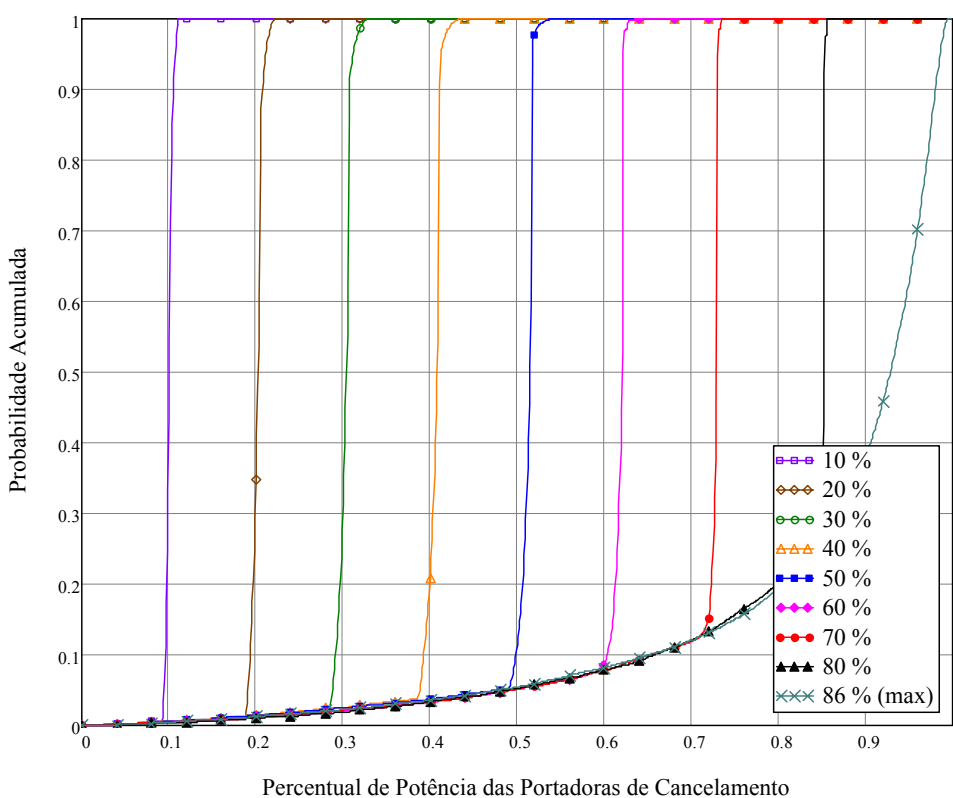


Figura 4.13 – Probabilidade acumulada do percentual de potência de 3 CCs ativas.

Analisando a Tabela 4.3, que mostra um quadro comparativo entre a potência das portadoras de cancelamento e a potência dos lóbulos laterais para o caso de três CCs ativas na configuração 111, pode-se perceber que a potência média das CCs se mantém muito próxima

da potência limite até quase a potência máxima de 86,4%. Além disso, tomando-se por base a potência média dos lóbulos laterais de -24,5 dB, referente ao caso em que não foi aplicada potência nas CCs e a de -38,8 dB, referente ao caso com potência média de 30%, pode-se verificar que ocorreu uma supressão de 14,3 dB, chegando-se à supressão máxima de 36,6 dB para 86,4% de potência nas CCs.

Tabela 4.3 – Comparação entre a potência das CCs e a potência dos lóbulos laterais para a configuração 111.

3 CCs ativas - Configuração 111				
Pot. Média das CCs (%)	Pot. Limite das CCs (%)	Pot. Média dos Lóbulos Laterais (dB)	Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 90% dos casos (dB)	Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 95% dos casos (dB)
0	0,0	-24,5	-20,9	-19,6
10	10,2	-33,6	-28,9	-27,2
20	20,5	-36,4	-31,8	-29,4
30	30,7	-38,8	-34,8	-32,2
40	41,1	-41,0	-37,8	-35,0
50	51,7	-42,9	-39,2	-37,5
60	62,2	-44,7	-40,4	-38,7
70	73,0	-46,8	-42,6	-40,7
80	85,3	-50,7	-46,1	-44,3
<b>86,4 (max)</b>	100,0	-61,1	-59,1	-58,4

A Figura 4.14 apresenta a relação entre a potência residual dos lóbulos laterais e o percentual de potência aplicado às portadoras de cancelamento para os casos com duas (11) e três portadoras ativas (111).

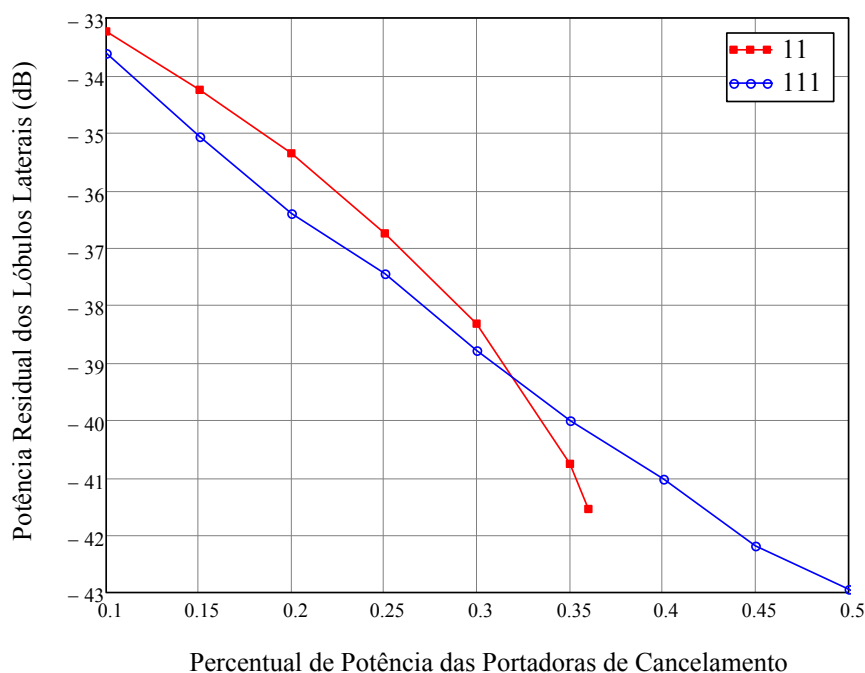


Figura 4.14 – Relação entre a potência dos lóbulos laterais e a potência de 2 e 3 CCs ativas.

Observando a Figura 4.14 pode-se notar que a potência residual dos lóbulos laterais da configuração de duas portadoras de cancelamento é aproximadamente 1 dB superior à potência residual da configuração de três portadoras de cancelamento, isso para uma mesma potência média limite. A inversão ocorre para os casos acima de 32,5% de potência média limite, quando a supressão para o caso de duas portadoras de cancelamento passa a ser melhor. Esse fato pode ser justificado, pois acima de 32,5% de potência média limite, o programa para simulação de duas portadoras de cancelamento implica em praticamente desativar a limitação de potência máxima, o que acaba aumentando a eficiência da supressão e superando o caso para três portadoras de cancelamento. Outro ponto que pode ser observado na Tabela 4.3 é que, o caso de três portadoras de cancelamento possibilita atingir uma supressão maior, a um custo de mais potência média gasta com as portadoras de cancelamento, chegando a um limite de 86% de potência, quando, então, a potência dos lóbulos laterais cai a -61 dB, enquanto o caso para duas portadoras de cancelamento chega a no máximo -41,6 dB em 36%.

## 4.2 SISTEMA EXPERIMENTAL DE CANCELAMENTO COM UMA ÚNICA PORTADORA DE DADOS

Com o objetivo de se entender melhor as características da técnica de Portadoras de Cancelamento, foi elaborado um programa em Mathcad, apresentado no Apêndice, que simula um sistema com apenas uma subportadora de dados de amplitude fixa unitária. Para essa simulação a idéia da inserção de duas ou três portadoras de cancelamento, proposta em [18], foi ampliada com a inserção de portadoras nulas ou bandas de guarda antes, no meio ou depois das portadoras de cancelamento. As combinações com uma, duas e três portadoras de cancelamento ativas, e até sete subportadoras reservadas para a técnica de supressão foram estudadas.

As Figuras 4.15 e 4.16 apresentam os resultados obtidos para as configurações com duas e três portadoras de cancelamento ativas, respectivamente. Nas figuras, o eixo das abscissas representa a potência das portadoras de cancelamento e o eixo das ordenadas a potência residual do lóbulo lateral.

Analisando os resultados mostrados na Figura 4.15, pode-se verificar que, a configuração com uma portadora ativa em cada extremidade da banda de guarda, apresenta uma supressão maior do que a configuração com as duas portadoras ativas nos extremos da

referida banda. Por exemplo, a configuração 101 fornece uma potência residual do lóbulo lateral de - 49 dB para a potência das portadoras de cancelamento em 2,5 vezes a potência da portadora de dados, enquanto que a configuração 110, para a mesma potência das portadoras de cancelamento, apresenta uma potência residual do lóbulo lateral de - 46 dB, ou seja, uma diferença de 3 dB a favor da configuração 101. Ainda com a mesma potência das portadoras de cancelamento, a configuração 1001 chega a uma supressão 10 dB superior a da configuração 1100.

A Figura 4.15 apresenta ainda os valores simulados para a configuração 011 como um exemplo, dentre outros, da vantagem das configurações com portadoras ativas nos extremos da banda de guarda. Nesse caso em específico, a configuração 101 fornece uma potência residual do lóbulo lateral de - 47 dB com a potência das portadoras de cancelamento em 2 vezes a da portadora de dados, enquanto a configuração 011, para a mesma potência das portadoras de cancelamento, apresenta uma potência residual do lóbulo lateral de - 38 dB, ou seja, uma diferença de 9 dB a favor da configuração 101.

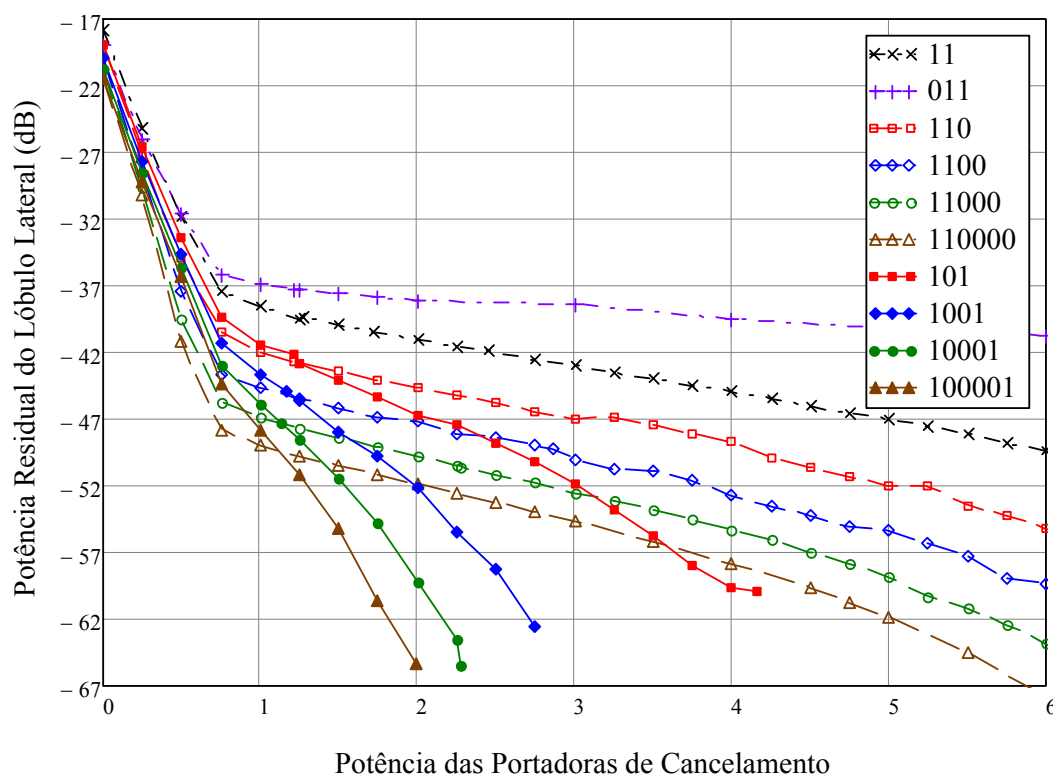


Figura 4.15 – Relação entre a potência dos lóbulos laterais e a potência de 2 CCs ativas.



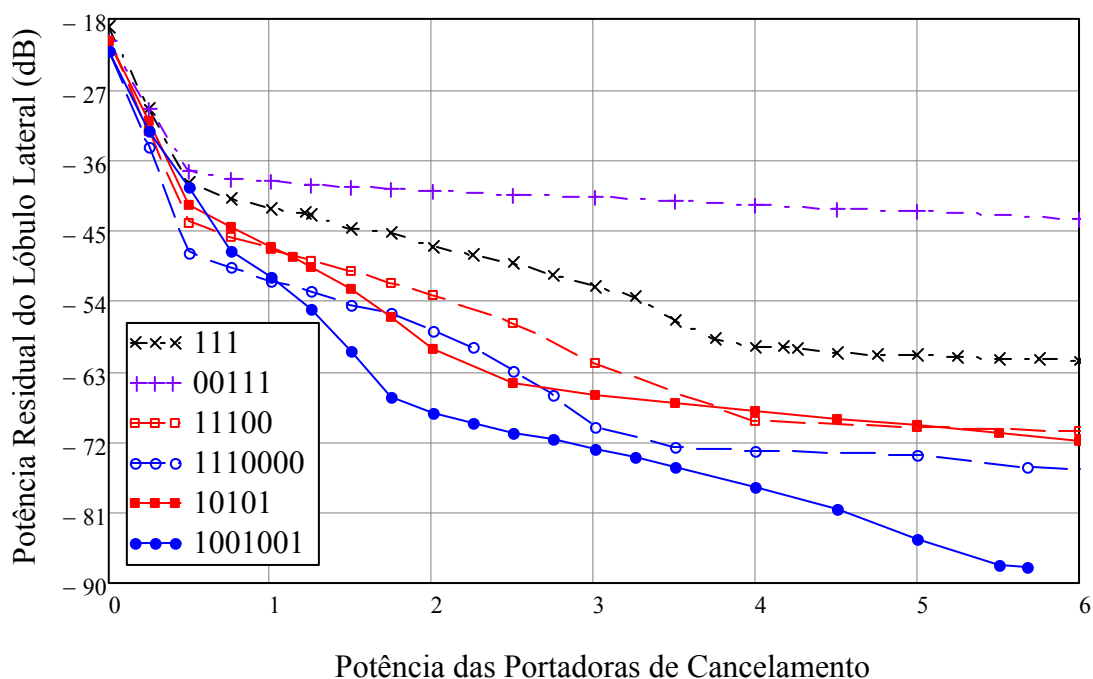


Figura 4.16 – Relação entre a potência dos lóbulos laterais e a potência de 3 CCs ativas.

Analisando os resultados apresentados na Figura 4.16, pode-se verificar que, a configuração com duas portadoras ativas nos extremos e uma no centro da banda de guarda proporciona uma supressão maior do que a configuração com três portadoras ativas numa das extremidades da mesma banda. Por exemplo, a configuração 10101 fornece uma potência residual do lóbulo lateral de - 65 dB para a potência das portadoras de cancelamento em 2,5 vezes a potência da portadora de dados, enquanto a configuração 11100, para a mesma potência das portadoras de cancelamento, apresenta uma potência residual do lóbulo lateral de - 57 dB, ou seja, uma diferença de 8 dB a favor da configuração 10101. Ainda com a mesma potência das portadoras de cancelamento, a configuração 1001001 apresenta uma supressão 8dB superior a da configuração 1110000.

A Figura 4.16 apresenta ainda os valores simulados para a configuração 00111 como um exemplo, dentre outros, da vantagem das configurações com duas portadoras ativas nos extremos e uma no centro da banda de guarda. Nesse caso em específico, a configuração 10101 fornece uma potência residual do lóbulo lateral de - 65 dB para a potência das portadoras de cancelamento em 2,5 vezes a potência da portadora de dados, enquanto a configuração 00111, para a mesma potência das portadoras de cancelamento, apresenta uma potência residual do lóbulo lateral de - 40 dB, ou seja, uma diferença de 25 dB a favor da configuração 10101.

Outro fator observado, tanto no caso de duas quanto no caso de três portadoras ativas, é o de que a diferença de desempenho entre as configurações 101 e 110 é muito pequena até que a potência das portadoras de cancelamento seja igual a potência da portadora de dados. Acima desse valor é que a vantagem das configurações com portadoras ativas nos extremos da banda fica mais evidente. A mesma situação ocorre entre as configurações 10101 e 1110.

#### 4.3 NOVO SISTEMA DE CANCELAMENTO COM MÚLTIPLAS PORTADORAS DE DADOS

Visando confirmar os resultados obtidos na Seção 4.2, utilizou-se o programa em Mathcad descrito na Seção 4.1 com os mesmos parâmetros utilizados na referida seção, porém, agora variando a quantidade de portadoras ativas de dois a três, e o número de subportadoras destinadas à banda de guarda variando de dois a sete.

Inicialmente serão comparados os desempenhos das configurações 11, 011, 110 e 101 para o caso com duas portadoras ativas. Como as estatísticas da configuração 11 já foram apresentadas na Seção 4.1, as Figuras 4.17 e 4.22 apresentam apenas as estatísticas das demais configurações.

Abordando primeiramente as estatísticas do caso 011, observa-se nas Figuras 4.17 e 4.18, respectivamente, o gráfico da probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais e do percentual de potência das portadoras de cancelamento do referido caso. Os valores de potência média das portadoras de cancelamento apresentados nessas figuras variam entre 5% e o máximo de 36%. Deve-se ressaltar que o valor máximo ocorre na ausência de limitação de potência nas portadoras de cancelamento.

Os limites de potência das CCs apresentados nas legendas das Figuras 4.17 a 4.22 são limites percentuais médios em relação à potência total transmitida. Os limites absolutos podem ser observados pelas descontinuidades nas Figuras 4.18, 4.20 e 4.22, e mais detalhadamente na Tabela 4.3 onde, por exemplo, para o caso 110, pode-se observar que para uma potência média de 40%, a potência limite do algoritmo teve de ser ajustada em 47,4%. Esse distanciamento entre a potência média e a limite vai aumentando gradativamente de 5% até o máximo dado pelo algoritmo, quando a potência limite é liberada.

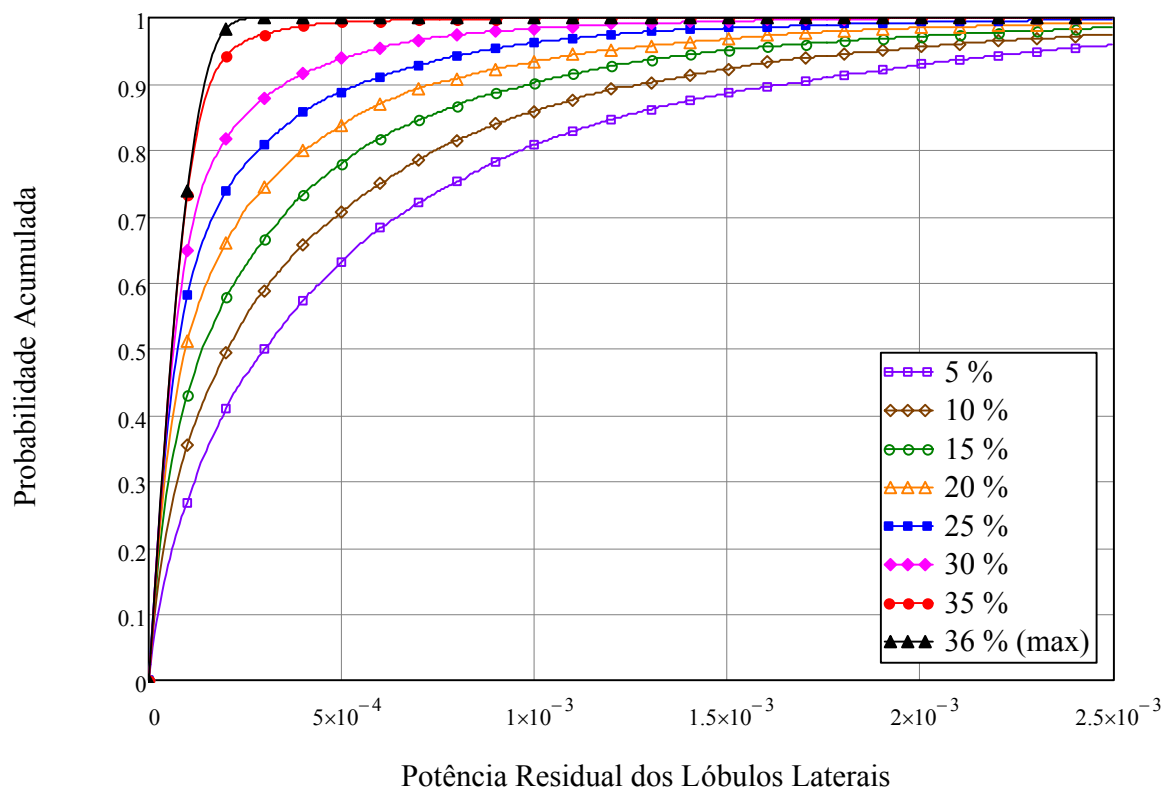


Figura 4.17 – Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 011.

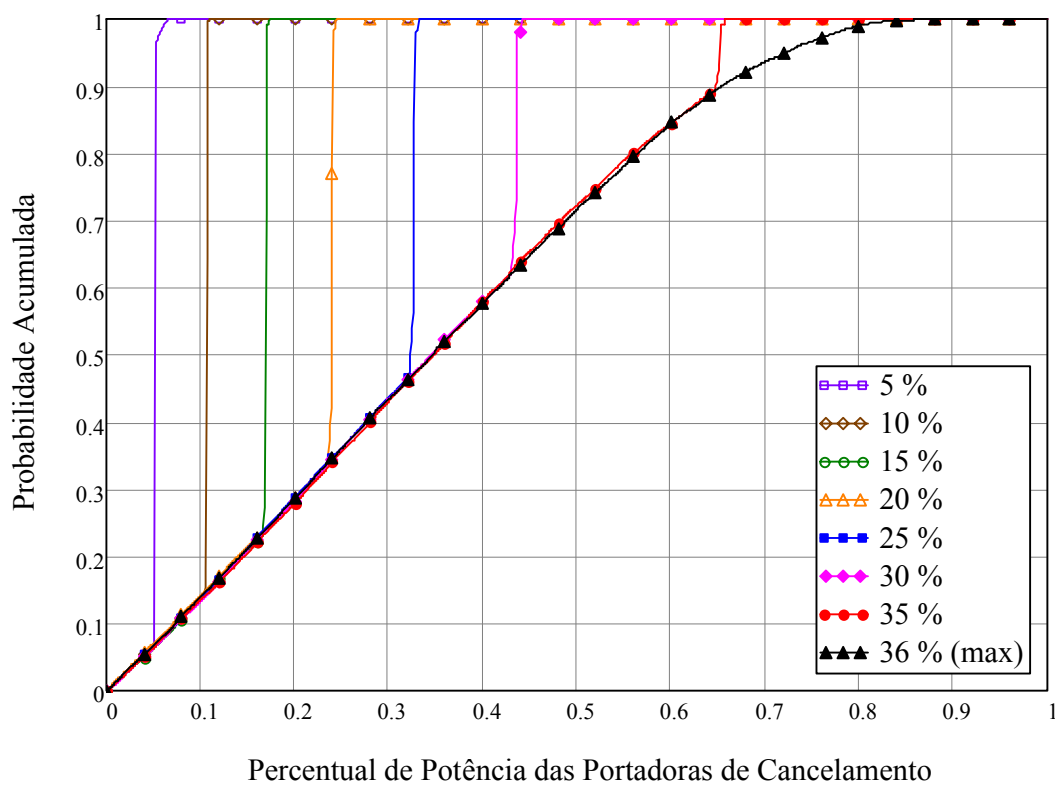


Figura 4.18 – Probabilidade acumulada do percentual de potência das CCs para 011.

Para o caso 110 foram obtidos os gráficos da probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais e do percentual de potência das portadoras de cancelamento, apresentados nas Figuras 4.19 e 4.20, respectivamente. Nos gráficos mostrados nessas figuras, os limites de potência médias das portadoras de cancelamento foram aplicados variando de 5% até o máximo de 54% no algoritmo de otimização.

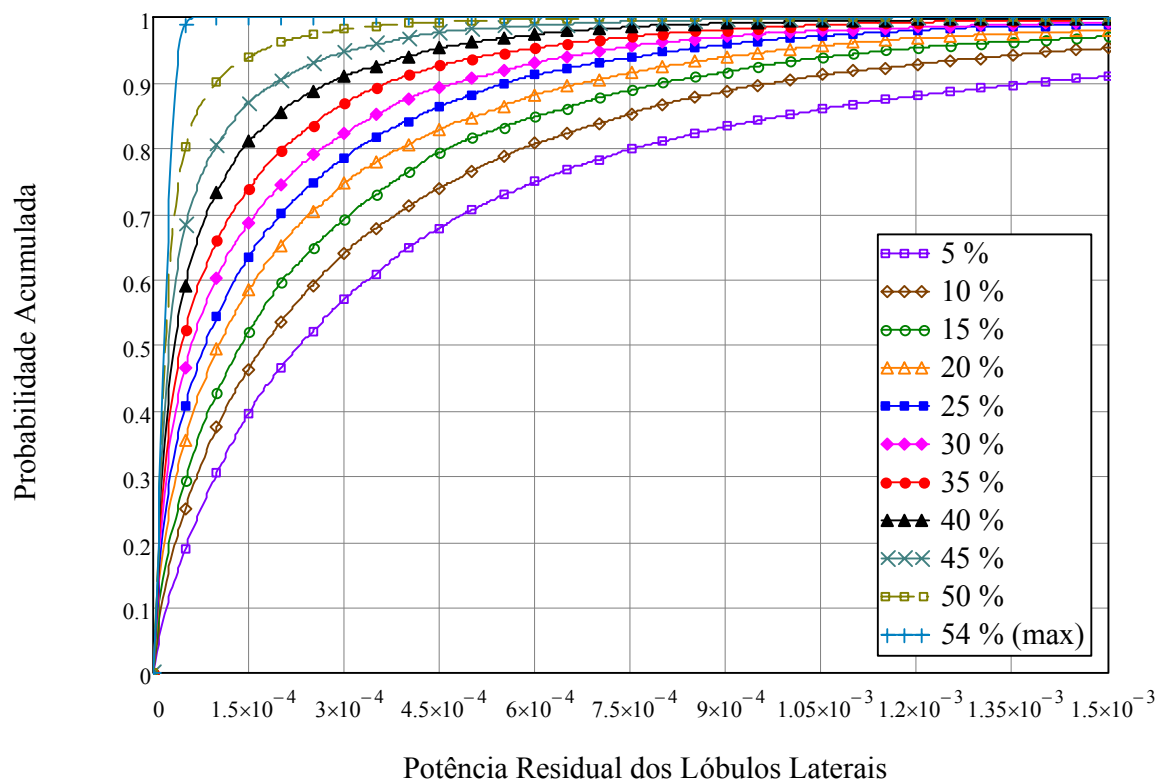


Figura 4.19 – Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 110.

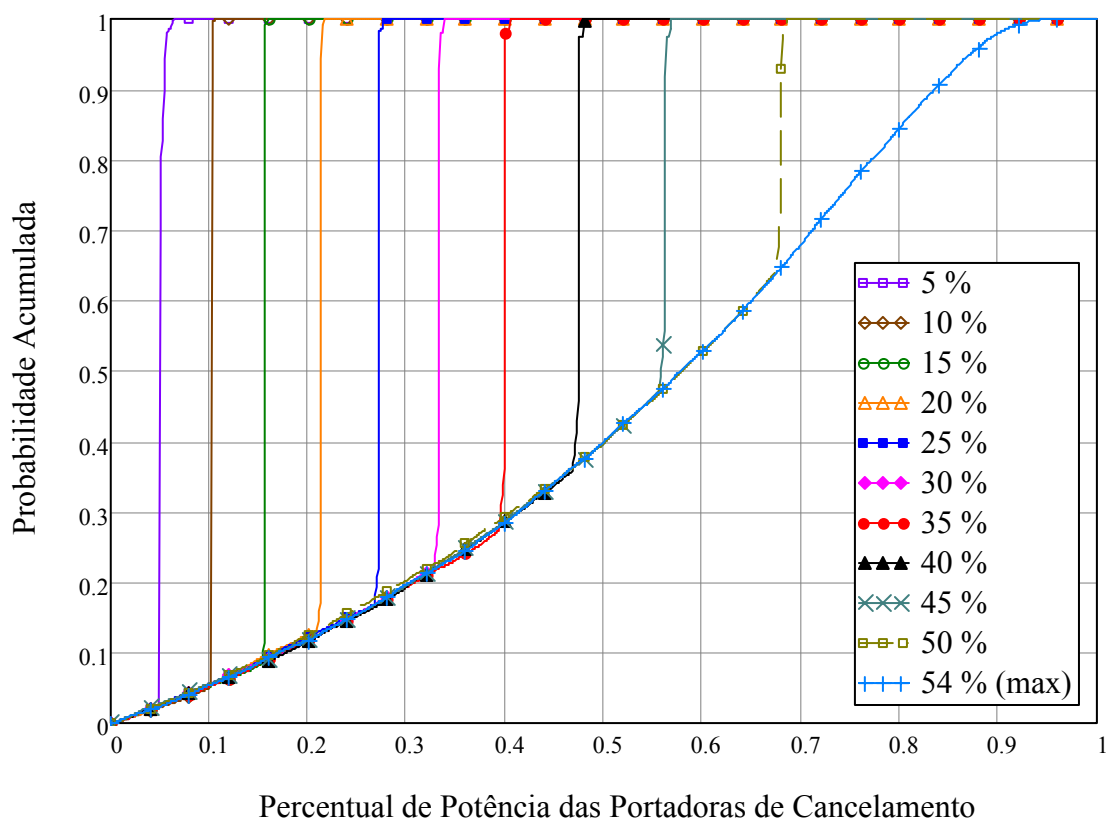


Figura 4.20 – Probabilidade acumulada do percentual de potência das CCs para 110.

Por último, para o caso 101, as Figuras 4.21 e 4.22 apresentam, respectivamente, o gráfico da probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais e do percentual de potência das portadoras de cancelamento. Nestas figuras, os valores de potência média das portadoras de cancelamento variam entre 5% e o máximo de 25,3%. O valor máximo ocorre quando não há restrição de potência para as portadoras de cancelamento.

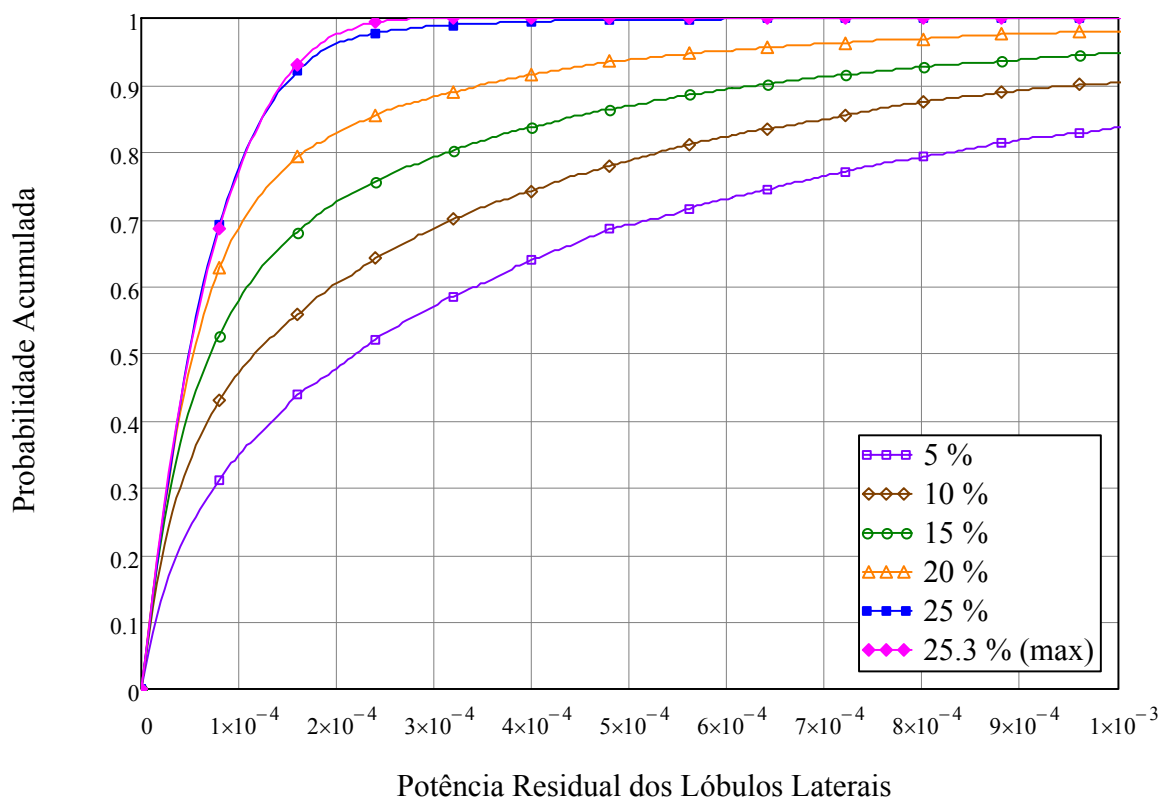


Figura 4.21 – Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 101.

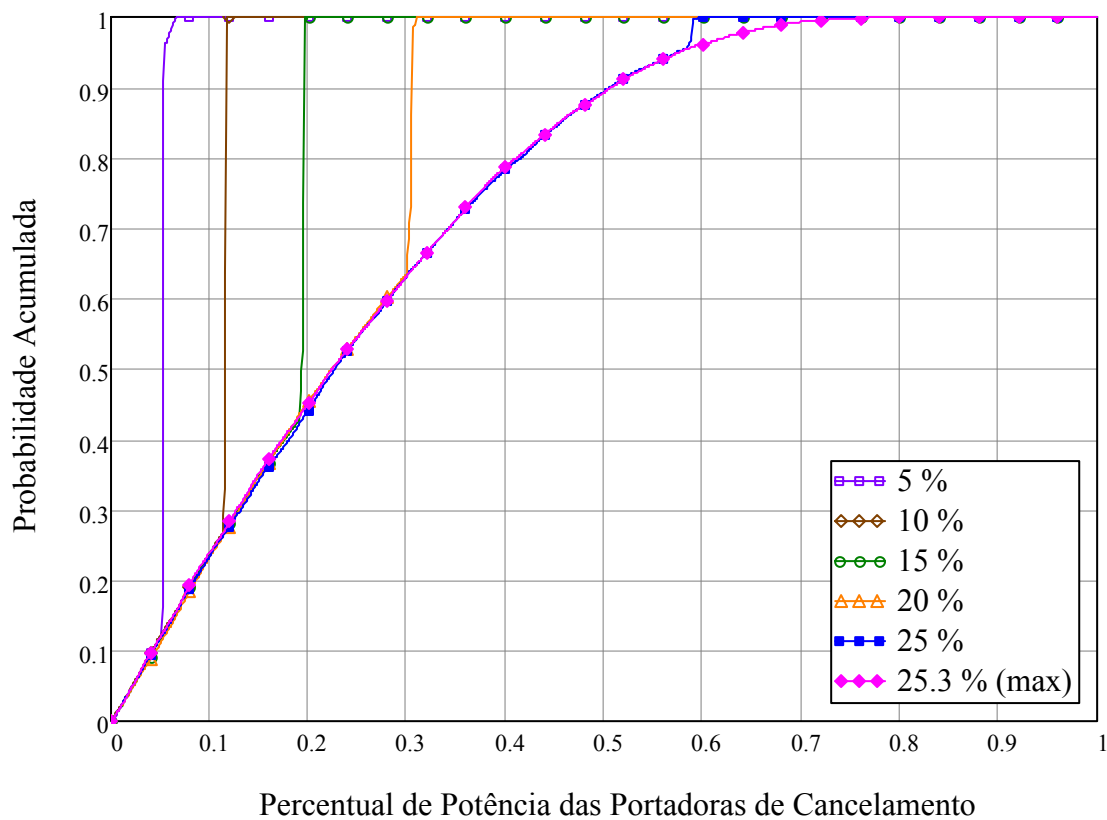


Figura 4.22 – Probabilidade acumulada do percentual de potência das CCs para 101.

As Tabelas 4.4 a 4.6 compilam os dados das Figuras 4.17, 4.19 e 4.21 e apresentam os valores da potência limite das CCs, a potência média dos lóbulos laterais e a potência máxima dos lóbulos laterais para 90% e 95% dos casos, para as configurações de portadoras de cancelamento 011, 110 e 101, respectivamente, e tudo atrelado a um respectivo valor de percentual de potência média das CCs.

Tabela 4.4 – Comparação entre a potência das CCs e a potência dos lóbulos laterais para a configuração 011.

<b>2 CCs ativas - Configuração 011</b>				
<b>Pot. média das CCs (%)</b>	<b>Pot. Limite das CCs (%)</b>	<b>Pot. Média dos Lóbulos Laterais (dB)</b>	<b>Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 90% dos casos (dB)</b>	<b>Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 95% dos casos (dB)</b>
<b>0</b>	0,0	-24,6	-20,9	-19,7
<b>5</b>	5,0	-32,2	-27,8	-26,3
<b>10</b>	10,8	-33,1	-28,9	-27,2
<b>15</b>	17,0	-34,4	-30,0	-28,3
<b>20</b>	24,0	-35,6	-31,3	-29,3
<b>25</b>	32,7	-36,9	-32,6	-30,6
<b>30</b>	43,6	-38,5	-34,5	-32,4
<b>35</b>	65,3	-40,9	-38,0	-36,7
<b>36 (max)</b>	100,0	-41,5	-38,4	-37,7

Tabela 4.5 – Comparação entre a potência das CCs e a potência dos lóbulos laterais para a configuração 110.

<b>2 CCs ativas - Configuração 110</b>				
<b>Pot. média das CCs (%)</b>	<b>Pot. Limite das CCs (%)</b>	<b>Pot. Média dos Lóbulos Laterais (dB)</b>	<b>Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 90% dos casos (dB)</b>	<b>Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 95% dos casos (dB)</b>
<b>0</b>	0,0	-24,6	-20,9	-19,7
<b>5</b>	5,0	-32,6	-28,6	-26,7
<b>10</b>	10,2	-34,1	-30,1	-28,4
<b>15</b>	15,6	-35,1	-31,0	-29,4
<b>20</b>	21,3	-36,0	-31,7	-30,1
<b>25</b>	27,2	-36,9	-32,6	-30,8
<b>30</b>	33,3	-37,6	-33,2	-31,5
<b>35</b>	39,9	-38,7	-34,3	-32,3
<b>40</b>	47,4	-39,9	-35,6	-33,6
<b>45</b>	56,2	-41,4	-37,1	-35,1
<b>50</b>	68,0	-43,7	-40,0	-37,6
<b>54 (max)</b>	100,0	-47,3	-44,6	-44,0

Analisando as Tabelas 4.4 e 4.5 pode-se verificar que as configurações 011 e 110 apresentam desempenho semelhante até 35% de potência das CCs, com ligeira vantagem para a primeira configuração. Nessa comparação o caso 110 até consegue uma supressão maior

quando a potência limite é liberada, - 47,3 dB comparado a -41,5 dB do caso 011, porém, o gasto de potência com as CCs é muito maior, 54% comparado aos 36% do caso 011.

Tabela 4.6 – Comparação entre a potência das CCs e a potência dos lóbulos laterais para a configuração 101.

<b>2 CCs ativas - Configuração 101</b>				
<b>Pot. média das CCs (%)</b>	<b>Pot. Limite das CCs (%)</b>	<b>Pot. Média dos Lóbulos Laterais (dB)</b>	<b>Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 90% dos casos (dB)</b>	<b>Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 95% dos casos (dB)</b>
<b>0</b>	0,0	-24,6	-20,9	-19,7
<b>5</b>	5,0	-32,8	-28,2	-26,6
<b>10</b>	11,6	-34,5	-30,2	-28,2
<b>15</b>	19,5	-36,3	-32,0	-29,9
<b>20</b>	30,5	-38,5	-34,5	-32,3
<b>25</b>	59,0	-41,6	-38,4	-37,4
<b>25,3 (max)</b>	100,0	-41,9	-38,4	-37,6

Selecionando, nas Tabelas 4.4 a 4.6, a potência média de 25% das CCs, observa-se que o caso 101 apresenta uma potência dos lóbulos laterais de -41,6 dB contra - 36,9 dB dos casos 110 e 011, ou seja, um ganho de supressão de 4,7 dB a favor do caso 101. Ampliando essa comparação, para a mesma potência médias das CCs (25%), observa-se que a potência máxima dos lóbulos laterais para 90% dos casos na configuração 101 é de -38,4 dB, contra - 32,6 dB das configurações 110 e 011, ou seja, uma diferença de 5,8 dB a favor do caso 101.

A Tabela 4.7, elaborada com base em dados extraídos das Figuras 4.9, 4.18, 4.20 e 4.22, apresenta a relação entre o percentual de potência média das portadoras de cancelamento e a potência limite para as configurações 11, 011, 110 e 101.

Tabela 4.7 – Comparação entre a potência média e a potência limite das portadoras de cancelamento.

<b>Config. de CCs</b>	<b>11</b>		<b>011</b>		<b>110</b>		<b>101</b>	
	<b>Pot. média das CCs (%)</b>	<b>Pot. Limite das CCs (%)</b>	<b>Símbolos com pot. abaixo do limite (%)</b>	<b>Pot. Limite das CCs (%)</b>	<b>Símbolos com pot. abaixo do limite (%)</b>	<b>Pot. Limite das CCs (%)</b>	<b>Símbolos com pot. abaixo do limite (%)</b>	<b>Pot. Limite das CCs (%)</b>
<b>5</b>	5,1	6,3	5,0	7,0	5,0	2,7	5,0	12,2
<b>10</b>	10,8	14,0	10,8	14,2	10,2	5,0	11,6	26,7
<b>15</b>	16,9	22,0	17,0	23,1	15,6	8,3	19,5	42,7
<b>20</b>	23,9	32,5	24,0	33,6	21,3	13,4	30,5	63,5
<b>25</b>	32,1	44,4	32,7	46,8	27,2	16,8	59,0	95,4
<b>30</b>	42,8	61,1	43,6	62,0	33,3	21,9	-	-
<b>35</b>	63,0	85,9	65,3	89,5	39,9	27,6	-	-
<b>40</b>	-	-	-	-	47,4	35,7	-	-
<b>45</b>	-	-	-	-	56,2	47,2	-	-
<b>50</b>	-	-	-	-	68,0	64,5	-	-

Analisando a Tabela 4.7, pode-se observar que, em todas as configurações, a potência limite das CCs foi superior à potência média e que o caso 101 forneceu, dentre as



configurações com duas CCs ativas, a menor potência média final e a menor potência limite. Além disso, o caso 101 fornece, para as mesmas potências médias das CCs, um percentual maior de símbolos com potência inferior ao limite, se comparado às demais configurações, 11, 011 e 110, ou seja, em um número maior de símbolos o caso 101 não precisa utilizar a potência limite das CCs.

A Figura 4.23 apresenta a relação entre a potência residual dos lóbulos laterais e o percentual de potência aplicado às portadoras de cancelamento para as configurações de portadoras de cancelamento 11, 011, 110, 101 e 111.

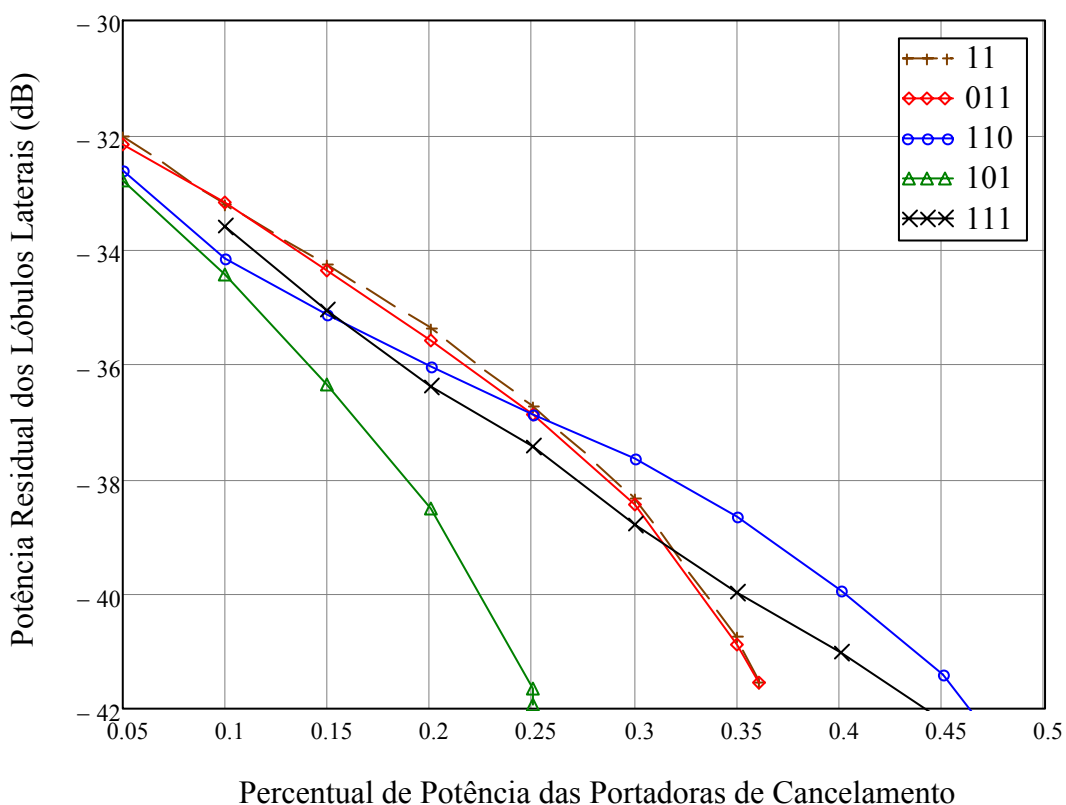


Figura 4.23 – Relação entre a potência dos lóbulos laterais e a potência das CCs para 11, 011, 110, 101 e 111.

Observando a Figura 4.23 percebe-se que os resultados obtidos na Seção 4.2 se confirmaram para o caso geral dos símbolos OFDM, isto é, para o caso de duas portadoras ativas, a configuração que apresenta a melhor supressão é a 101. Isso é válido para potências médias das portadoras de cancelamento abaixo de 25%, que é o máximo neste caso. Por exemplo, tomando-se o percentual de potência das CCs de 25% como referência, observa-se que a configuração 101 fornece uma potência dos lóbulos laterais de -41,9 dB, contra aproximadamente -37,4 dB da configuração 111, e -36,9 dB das configurações 11, 011 e 110, ou seja, uma diferença de 4,5 dB e 5 dB, respectivamente, a favor da configuração 101. Esse

resultado demonstra que a configuração 101, para um percentual de potência das CCs de uso prático (até 25%), é melhor do que a configuração 111, que utiliza três portadoras ativas.

Expandindo para até sete subportadoras destinadas às portadoras de cancelamento, a Figura 4.24 compara as duas melhores combinações de CCs. A configuração com as portadoras ativas nos extremos da banda de guarda continua sendo mais eficiente, se comparada com seu equivalente em número de subportadoras. Por exemplo, a potência residual dos lóbulos laterais observada para a configuração 100001, com um percentual de potência média de 20% das portadoras de cancelamento, foi de aproximadamente  $-44$  dB, enquanto que para a configuração equivalente 110000, foi de  $-39$  dB, ou seja, uma diferença de 5 dB a favor da configuração 100001.

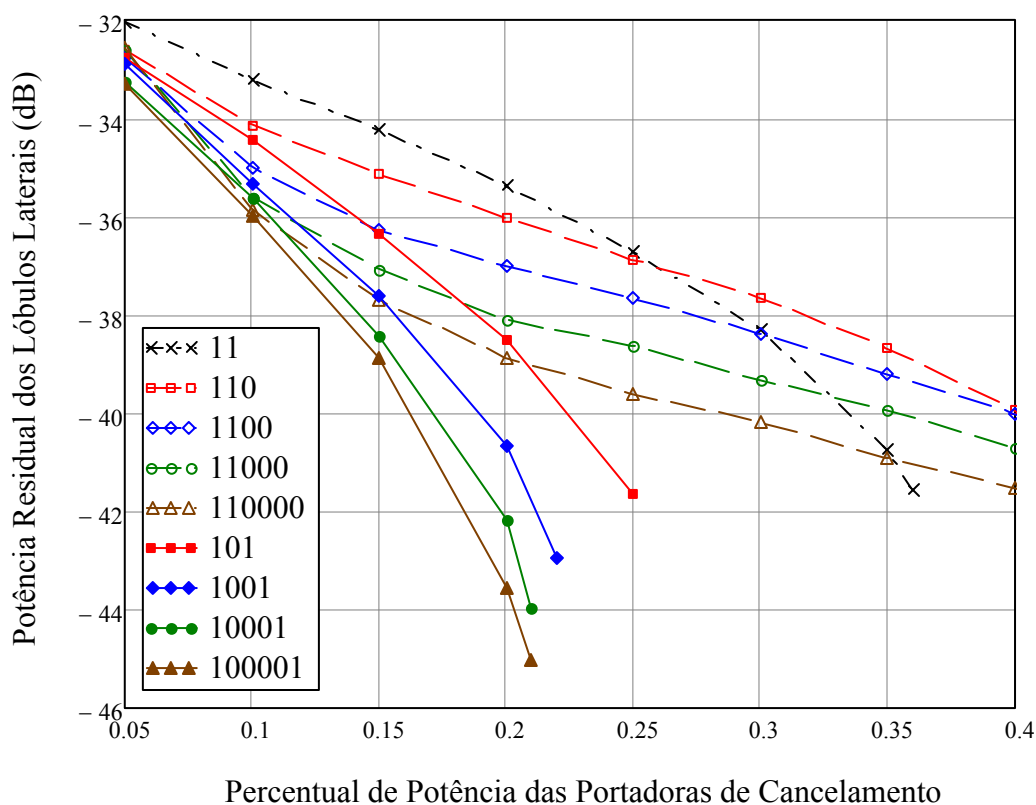


Figura 4.24 – Relação entre a potência dos lóbulos laterais e a potência de 2 CCs ativas.

Ampliando para o caso de três portadoras de cancelamento ativas e até sete subportadoras de banda de guarda, assim como nos resultados obtidos na Seção 4.2, a configuração com duas portadoras ativas nas extremidades e uma portadora ativa no centro da banda de guarda, apresenta melhor supressão que as outras configurações. Por exemplo, para a configuração 10101 com a potência média das portadoras de cancelamento em 25%, a potência residual dos lóbulos laterais observada foi de aproximadamente  $-41$  dB, enquanto

que para a configuração equivalente, 11100, foi de  $-38$  dB, ou seja, uma diferença de 3 dB a favor da configuração 10101. Essa vantagem pode ser observada na Figura 4.25.

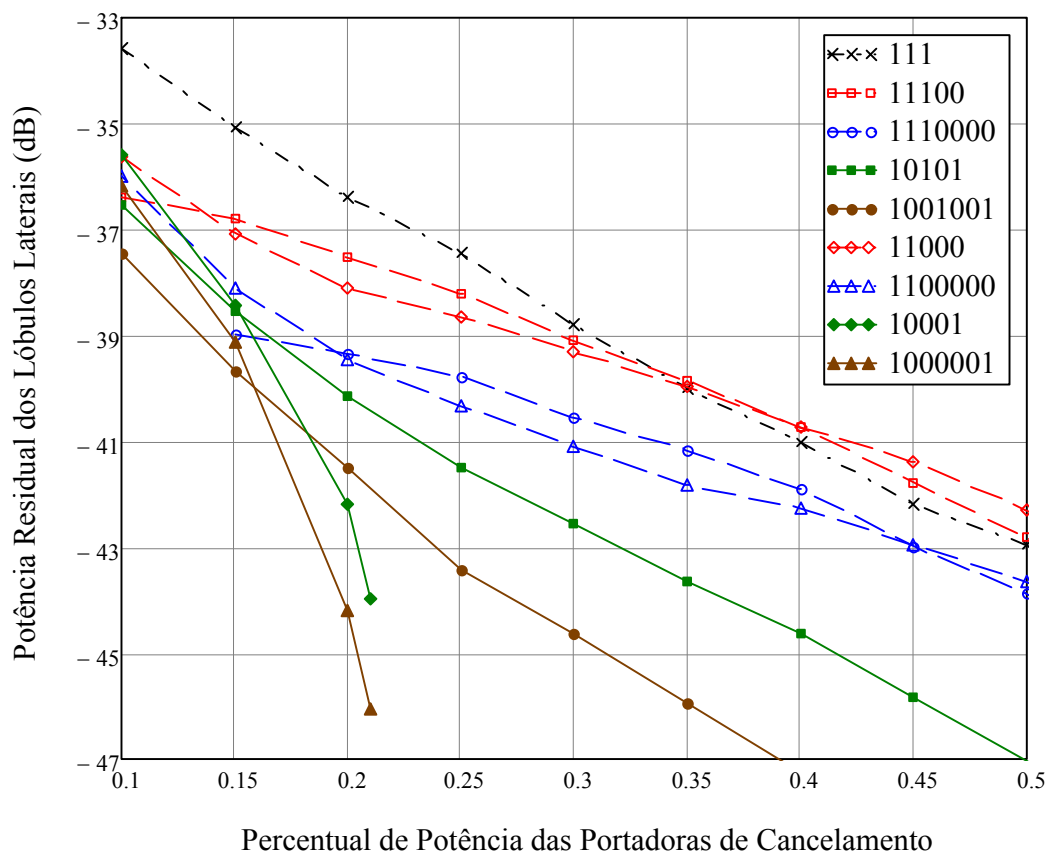


Figura 4.25 – Relação entre a potência dos lóbulos laterais e a potência de 2 e 3 CCs ativas.

Analisando ainda a Figura 4.25, pode-se notar que existe um cruzamento entre as configurações 10101 e 10001, a partir do percentual de potência das portadoras de cancelamento de aproximadamente 15%, ou seja, acima desse valor de potência a configuração 10001 passa a apresentar uma supressão superior à da configuração 10101. Esse fato pode ser justificado, pois acima de 15% de potência média limite, o programa para simulação de duas portadoras de cancelamento implica na ausência de limitação de potência das CCs, o que proporciona uma supressão maior do que o caso para três portadoras. Essa mesma situação pode ser observada entre as configurações 1001001 e 1000001, na potência aproximada de 16%. Por exemplo, a potência residual dos lóbulos laterais observada para a configuração 1001001, com a potência média das portadoras de cancelamento em 10%, foi de aproximadamente  $-37,4$  dB, enquanto que para a configuração 1000001 foi de  $-36,2$  dB, ou seja, uma diferença de 1,2 dB a favor da configuração 1001001. Por outro lado, considerando a potência de cancelamento em 20%, a configuração 1001001 apresenta uma potência residual dos lóbulos laterais de  $-41,5$  dB, enquanto a configuração 1000001 apresenta uma potência

residual de - 44,2 dB, ou seja, uma diferença de 2,7 dB em favor da configuração 1000001. Analisando as configurações 10101 e 10001, em 10%, a diferença a favor de 10101 é de 0,9dB. Por outro lado, em 20%, a diferença de 2 dB ocorre a favor da configuração 10001.

Analisando os resultados acima, ao se optar pela configuração com duas portadoras ativas nos extremos da banda de guarda, em vez de três portadoras ativas equidistantes, há uma menor supressão, de até 1,2 dB, para potências das portadoras de cancelamento menores do que 15%, enquanto que, acima desse valor, a situação se inverte e os ganhos são superiores a 2,7 dB. Portanto, isso torna a configuração com duas portadoras de cancelamentos ativas mais vantajosa pois, a complexidade de otimização é bem menor.

Essa vantagem apresentada pela configuração com uma CC em cada extremo da banda de guarda motivou, no presente trabalho, o aprofundamento do estudo voltado à referida configuração, porém, sem limitar a potência das CCs, conforme será apresentado na próxima Seção.

Visando avaliar o desempenho da nova técnica proposta com outros esquemas de carregamento das portadoras de dados, além de PSK, como adotado em todo o trabalho, também foram feitas simulações com QAM, para a configuração com duas portadoras de cancelamento ativas, uma em cada extremo da banda de guarda (ex.: 101), e com três CCs ativas equidistantes (ex.: 10101), para até sete subportadoras de banda de guarda. Após diversas simulações realizadas, com e sem limite de potência nas CCs, verificou-se que a eficiência da técnica proposta não se altera, sendo o desempenho praticamente igual, tanto para PSK quanto para QAM.

#### 4.4 PROPOSTA DE SISTEMA DE CANCELAMENTO COM MÚLTIPLAS PORTADORAS DE DADOS E DUAS PORTADORAS DE CANCELAMENTO ATIVAS SEM LIMITAÇÃO DE POTÊNCIA

Nesta Seção são estudadas as configurações com duas portadoras de cancelamento ativas, sem limitação de potência, aplicadas nas extremidades da banda de guarda.

Conforme discutido na Seção 4.3, os percentuais de potência média das portadoras de cancelamento, para as configurações com duas CCs ativas nas extremidades da banda de guarda, apresentam uma limitação intrínseca da potência média das CCs entre 21% e 25% da potência total. Dado que essa faixa de potência é razoavelmente moderada para permitir a sua utilização prática, serão analisada as possibilidades de utilização de duas portadoras ativas nos

extremos da banda, e até sete subportadoras de banda de guarda, sem restrição de potência das CCs.

Analisando a Figura 4.25 da Seção 4.3, a diferença de desempenho entre os casos de duas e três CCs é pequena, justamente, na faixa em que o caso com três CCs é superior. Por outro lado, na faixa em que a configuração com duas portadoras ativas é melhor, a diferença a favor desta é bem maior, chegando a quase o dobro da supressão (2,7 dB) alcançada pela configuração com três portadoras ativas. Além do ganho em supressão neste caso, outra vantagem da configuração com duas portadoras ativas nos extremos é que a complexidade do processo de otimização é bastante reduzida. Além do número reduzido de portadoras de cancelamento envolvido, essa configuração, ao apresentar a possibilidade da liberação da potência das CCs, simplifica enormemente o processo de otimização, pois reduz o problema a uma simples solução de um sistema matricial. Tais vantagens justificam a utilização da configuração proposta.

As Figuras 4.26 e 4,27 apresentam, respectivamente, a probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais e o percentual de potência das portadoras de cancelamento para as configurações com duas CCs ativas, uma em cada extremidade da banda de guarda, sem limite de potência. Os valores apresentados nas legendas dessas figuras são os percentuais de potência média das CCs, obtidos quando não há restrição de potência nas portadoras de cancelamento de cada símbolo OFDM.

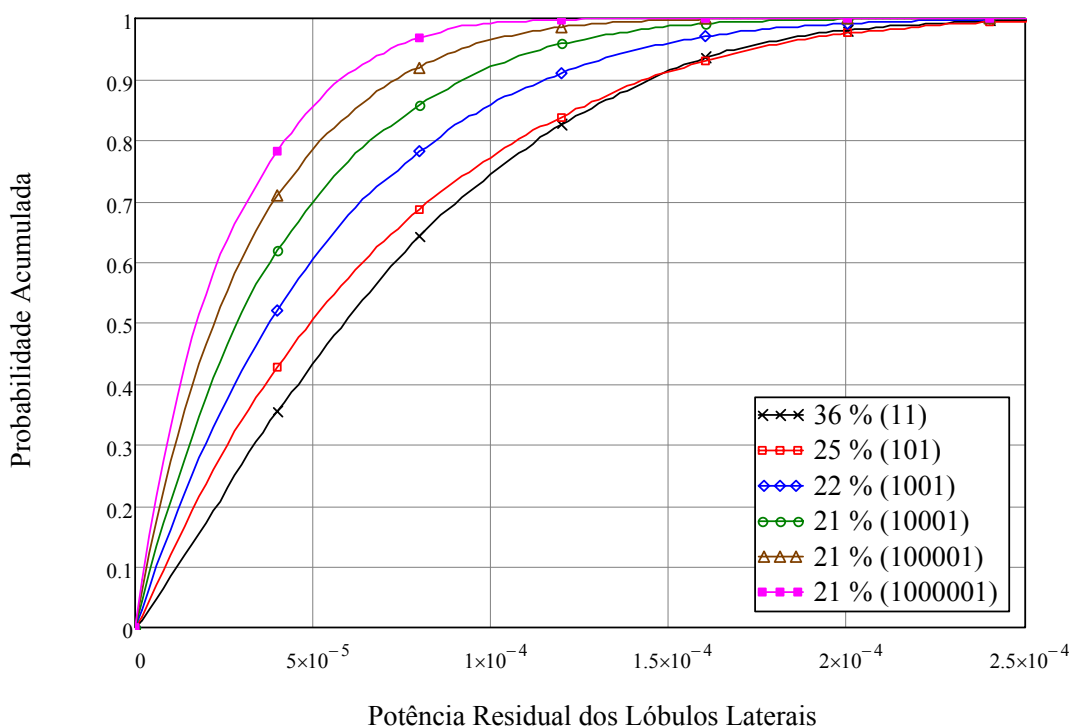


Figura 4.26 - Probabilidade acumulada da potência residual dos lóbulos laterais para 2 CCs ativas.

Pode-se observar na Figura 4.26 e na Tabela 4.8 que, para 90% dos casos, a potência residual dos lóbulos laterais varia entre  $5,8 \cdot 10^{-5}$  (-42,4 dB) e  $1,42 \cdot 10^{-4}$  (-38,5 dB) para os casos 1000001 e 11, respectivamente, ou seja, uma diferença de 3,9 dB.

Analisando a Figura 4.27, pode-se verificar que, mesmo sem restrição de potência nas CCs, em 50% dos casos, a potência máxima das portadoras de cancelamento é menor ou igual a 22% da potência total, para a configuração 101 e 18% para a 1000001. Para o caso 11, em 50% dos casos, a potência máxima das CCs é menor ou igual a 35% do total, ou seja, bem acima dos demais casos analisados. Também se observa que, a potência das CCs se mantém abaixo de 50% do total, para 90% dos símbolos, exceto para o caso 11.

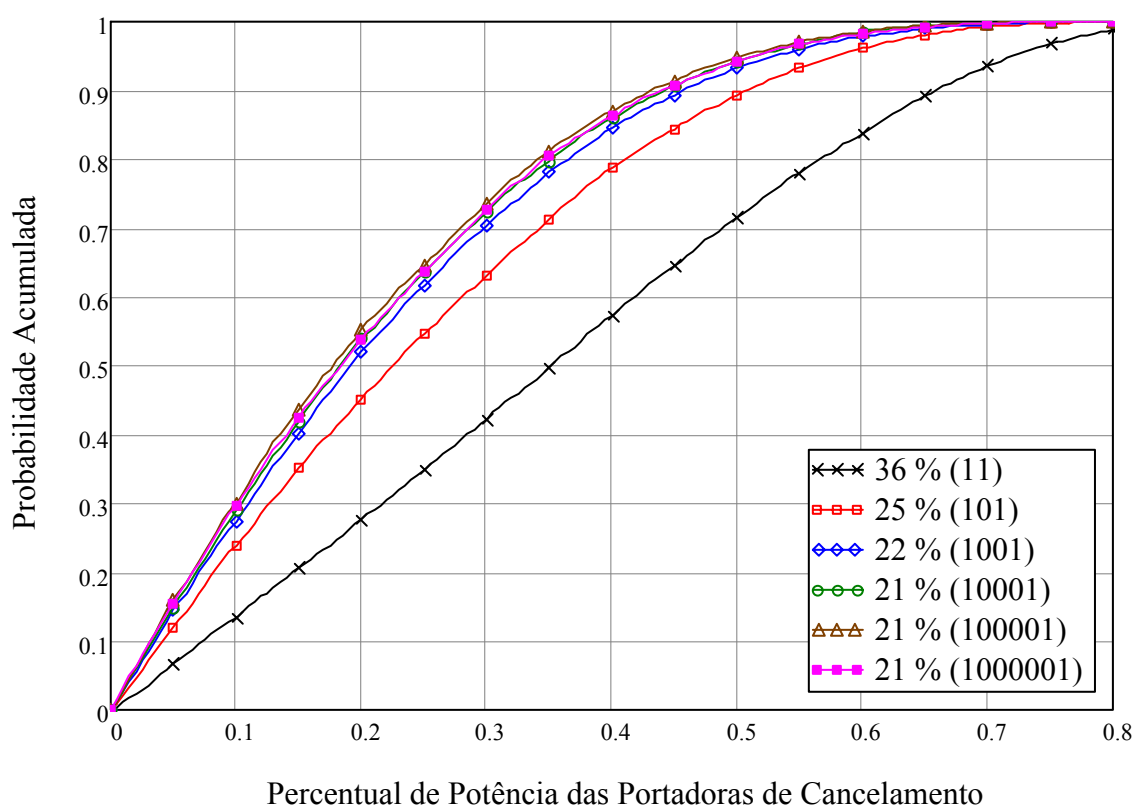


Figura 4.27 – Probabilidade acumulada do percentual de potência para 2 CCs ativas.

A Tabela 4.8, elaborada com dados extraídos da Figura 4.26, apresenta, para as configurações de portadora de cancelamento 11, 101, 1001, 10001, 100001 e 1000001, os valores da potência máxima das CCs, da potência média dos lóbulos laterais e da potência máxima dos lóbulos laterais, para 50% e 90% dos casos.

Tabela 4.8 – Comparação entre a potência das CCs e a potência dos lóbulos laterais para 2 CCs ativas.

<b>Config. das CCs</b>	<b>Pot. média das CCs (%)</b>	<b>Pot. Média dos Lóbulos Laterais (dB)</b>	<b>Desvio Padrão da Pot. dos Lóbulos Laterais</b>	<b>Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 50% dos casos (dB)</b>	<b>Pot. Máx. dos Lóbulos Laterais p/ 90% dos casos (dB)</b>
<b>11</b>	<b>36</b>	-41,6	5,2E-05	-42,3	-38,5
<b>101</b>	<b>25</b>	-41,9	5,4E-05	-43,1	-38,4
<b>1001</b>	<b>22</b>	-42,9	4,5E-05	-44,2	-39,4
<b>10001</b>	<b>21</b>	-44,0	3,6E-05	-45,4	-40,4
<b>100001</b>	<b>21</b>	-45,0	2,9E-05	-46,5	-41,3
<b>1000001</b>	<b>21</b>	-46,1	2,3E-05	-47,6	-42,4

Analisando a Tabela 4.8, pode-se observar que, mesmo sem restrição de potência nas portadoras de cancelamento, a potência média das CCs tende a se estabilizar em 21% à medida que se aumenta o número de portadoras nulas na banda de guarda. Outro ponto observado é que, a potência dos lóbulos laterais reduz de aproximadamente 1 dB, a cada portadora inativa inserida, alcançando -46,1 dB para uma banda de guarda de sete portadoras, exceto para o caso 11. Esta característica também é válida para a potência máxima dos lóbulos laterais, tanto em 50%, quanto em 90% dos casos.

A Figura 4.28 apresenta a relação entre a potência média residual dos lóbulos laterais e o percentual médio de potência das portadoras de cancelamento para os casos com duas CCs ativas, sem limitação de potência. Analisando o gráfico da Figura 4.28, pode-se observar que, a inserção de uma portadora inativa entre duas portadoras de cancelamento (101), reduziu a potência média das CCs de 36% (11) para 25% (101), com um ganho de supressão de aproximadamente 0,3 dB. Com a inserção de mais portadoras de cancelamento inativas, a redução da potência média das CCs já não foi tão significativa, porém, a supressão aumenta de 1 dB a cada portadora inserida, conforme indicado também na Tabela 4.8.

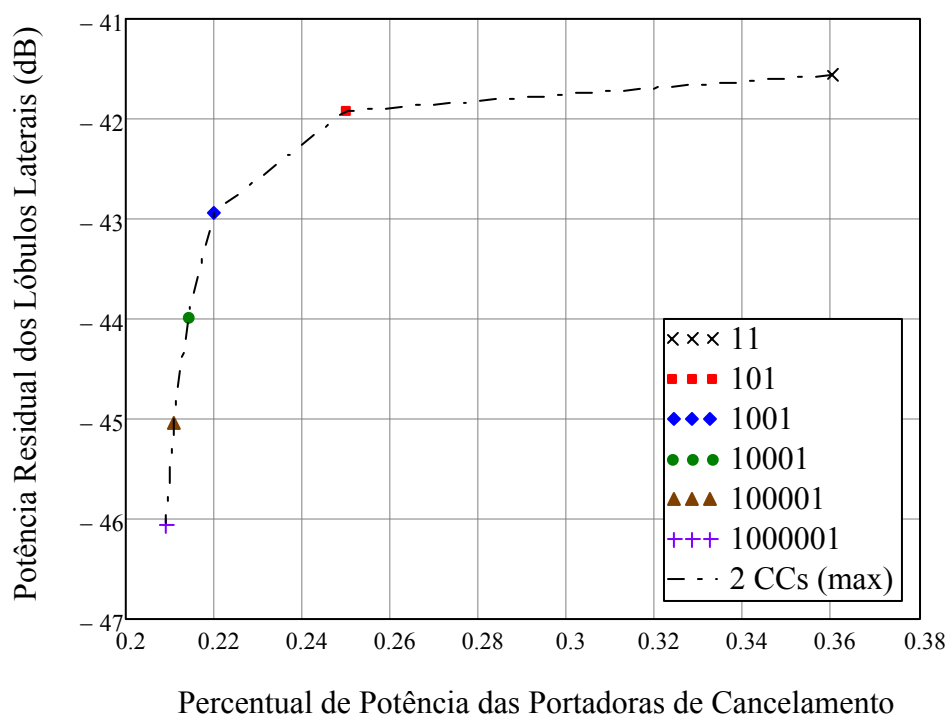


Figura 4.28 – Potência residual dos lóbulos laterais versus potência das CCs para 11 e 101 até 1000001.

Com o objetivo de avaliar o desempenho do método proposto, ao se empregar um número variável de portadoras de dados, o que ocorre em um sistema real, simulou-se também os casos com o número total de subportadoras variando de 64 a 1024. Os resultados obtidos estão apresentados na Figura 4.29.

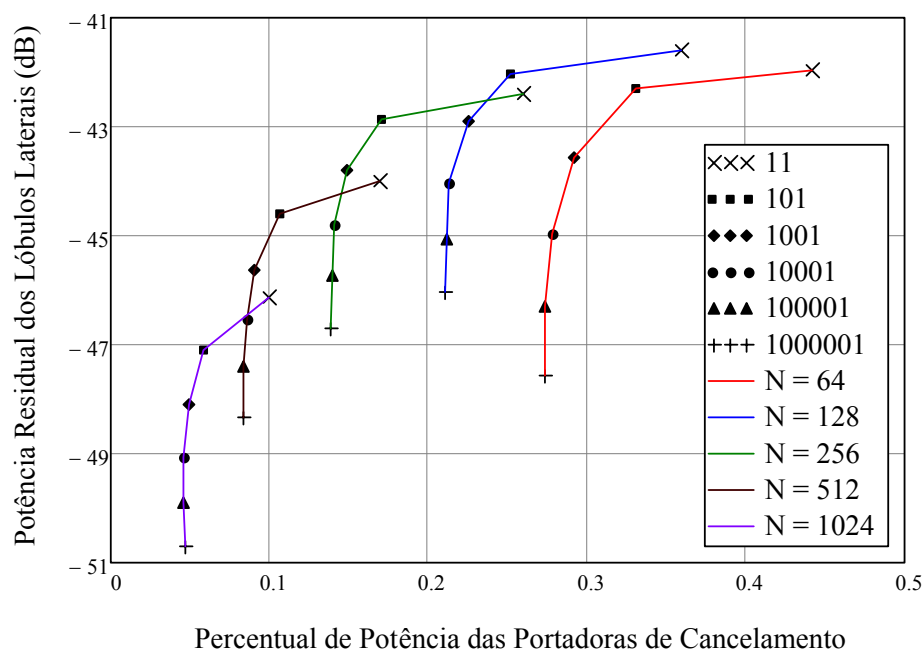


Figura 4.29 – Potência residual dos lóbulos laterais versus potência das CCs para  $N$  de 64 a 1024 e 2 CCs ativas.



Pode-se verificar, por meio da Figura 4.29, que a potência residual dos lóbulos laterais e o percentual de potência das portadoras de cancelamento diminuem com o aumento do número de subportadoras. Por exemplo, para o caso 1000001, a potência residual dos lóbulos laterais para um sistema com 128 subportadoras é de  $-46,0$  dB, para uma potência das CCs de 21%, enquanto que para 1024 subportadoras, a potência residual cai a  $-50,7$  dB, com uma potência das CCs de 4,7%, ou seja, uma redução de 4,7 dB na potência dos lóbulos laterais e uma redução de 6,5 dB ( $10 \log 21/4,7$ ) na potência das CCs.

Por outro lado, existe uma inversão entre os casos com 128 e 64 subportadoras, quando ocorre uma pequena redução da potência residual com a redução do número de subportadoras.

A redução da potência residual dos lóbulos laterais com o aumento do número de subportadoras pode ser justificada pelo maior espaçamento de frequência entre os extremos da banda, o que diminui a influência causada pelas subportadoras de um extremo da banda na faixa de otimização oposta e vice-versa. O mesmo ocorre com as próprias CCs, conforme indicado em [18]. Além disso, com o aumento do número de subportadoras, estatisticamente aumenta a chance de cancelamento entre as próprias subportadoras de dados, na faixa de otimização. Essa conclusão foi obtida após a observação de resultados de simulações adicionais realizadas sem a presença de portadoras de cancelamento, apenas variando o número de subportadoras de dados. Nestas condições observou-se que a potência residual dos lóbulos laterais diminui com o aumento do número de subportadoras, o que reduz a potência média dos lóbulos laterais.

Logo, pode-se concluir que o desempenho do método proposto melhora com o aumento do número de portadoras do sistema OFDM, pois nesta situação, tanto a potência dos lóbulos laterais quanto a potência despendida com as CCs diminuem conforme observado acima.

## 5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

### 5.1 CONCLUSÕES

Neste trabalho foram analisadas as principais técnicas de conformação espectral aplicáveis a sistemas de Rádio Cognitivo que, por suprimirem os lóbulos laterais do sinal OFDM, possibilitam a utilização mais eficiente do espectro eletromagnético.

A escassez do espectro eletromagnético e a ineficiência de sua forma de utilização motivaram a proposição de Redes de Rádio Cognitivo com o objetivo de contornar a política de alocação fixa do espectro.

Na composição de Redes de Rádio Cognitivo a técnica de modulação OFDM é importante, pois proporciona grande flexibilidade. No entanto, o OFDM apresenta vazamento significativo de potência. De modo a combater esta deficiência, surgiram diversas técnicas de supressão dos lóbulos laterais do sinal OFDM.

Dentre os principais métodos existentes para supressão espectral, destaca-se a técnica de Portadoras de Cancelamento (CC), que insere portadoras na banda de guarda, com amplitudes otimizadas, de forma a suprimir os lóbulos laterais do sinal OFDM.

Neste trabalho efetuou-se uma análise minuciosa da técnica de Portadoras de Cancelamento, tendo sido proposto um novo método que combina portadoras de cancelamento ativas e nulas na banda de guarda. Diversas configurações foram simuladas, com até três portadoras de cancelamento ativas para cada banda de guarda, de até sete portadoras.

Verificou-se que a configuração com duas portadoras ativas nos extremos da banda de guarda apresentou resultados superiores quando comparado com o método convencional. Por exemplo, a supressão para a configuração 101 foi 5 dB melhor do que a configuração equivalente 110, para a potência média das portadoras de cancelamento em 25% da potência total. De modo semelhante, a configuração com três CCs ativas inseridas uniformemente na banda de guarda, composta por cinco ou sete subportadoras, apresentou melhor resultado se comparado ao método convencional. Por exemplo, a configuração 10101 apresentou uma supressão 3 dB melhor se comparada à configuração 11100, com um percentual de potência média das portadoras de cancelamento em 25%.

A análise de desempenho das novas configurações propostas mostrou que o caso com duas portadoras ativas nos extremos possui eficiência semelhante ou superior ao de três

portadoras equidistantes para níveis de potência das CCs moderados, compatíveis com aplicações práticas, com a vantagem de utilizar menos potência nas CCs e tornar o processo de otimização das amplitudes menos complexo e mais rápido, inclusive com a possibilidade de trabalhar sem limite de potência.

A configuração com duas portadoras ativas nos extremos fornece uma supressão aproximadamente 3 dB superior à da configuração de três portadoras ativas equidistantes, para valores de potência das portadoras de cancelamento maiores que 15%. Abaixo desse valor a diferença entre elas é de aproximadamente 1 dB a favor do caso com três portadoras ativas.

Finalmente, analisou-se o desempenho da configuração com duas portadoras ativas nos extremos, sem limite de potência das CCs, e observou-se que, apesar da potência limite estar liberada, a potência média estabiliza-se em torno de 21% da potência total, para a configuração de referência ( $N_c = 128$ ), o que torna a liberação da potência limite viável e muito mais simples de implementar, por não requerer um processo de otimização não linear.

Além disso, verificou-se que com o aumento do número de portadoras de dados, a eficiência do método proposto aumenta, pois a potência residual dos lóbulos laterais reduz de 4,7 dB e a potência despendida com as CCs sofre uma redução de 6,5 dB, quando comparados os casos com 128 e 1024 portadoras.

## 5.2 TRABALHOS FUTUROS

Tendo por objetivo complementar os resultados aqui obtidos, vislumbram-se os trabalhos futuros sugeridos a seguir:

a) Estudo da taxa de erro em função da relação sinal ruído para o novo método proposto.

b) Apesar de se ter considerado que o intervalo de guarda é muito menor do que a parte útil do símbolo OFDM e, portanto, sua influência nos resultados ter sido desconsiderada, julga-se importante a avaliação do método proposto para um sinal OFDM com prefixo cíclico.

c) Outra avaliação importante a ser realizada é a da relação entre a potência de pico e a potência média (PAPR) do sinal, para o método proposto.

## 6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] AKYILDIZ, Ian F.; LEE, Won-Yeol; VURAN, Mehmet C.; MOHANTY, Shantidev. NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey. *Computer Networks*, New York: Elsevier, v. 50, n. 3, 2006. p. 2127-2132.

[2] HAYKIN, S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 23, n. 2, p. 201–220, fev. 2005.

[3] BRANDES, Sinja; COSOVIC, Ivan; SCHENELL, Michel. Reduction of Out-of-Band Radiation in OFDM Based Overlay Systems. In: 2005 FIRST IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON NEW FRONTIERS IN DYNAMIC SPECTRUM ACCESS NETWORKS, 2005, Baltimore, MD, USA. *IEEE Conference Publications*. Baltimore: IEEE, 2005. p. 662-665.

[4] PINTO, Ernesto Leite; ALBUQUERQUE, Cláudio Penedo. A Técnica de Transmissão OFDM. *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, v. 5, n. 1, jun. de 2002. Disponível em: <<http://www2.inatel.br>>. Acesso em: 12 fev. 2013.

[5] DUTRA, Rafael Barros. *Avaliação do Desempenho da Modulação OFDM em canais HF para Rádios Cognitivos*. Rio de Janeiro, 2010. 68f. Dissertação (Mestrado) - Programa de Engenharia Elétrica, Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa de Engenharia (COPPE), Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2010. Disponível em: <<http://www.pee.ufrj.br/teses/textocompleto/2010031702.pdf>>. Acesso em: 12 fev. 2013.

[6] CAVALCANTE, Tiago Francisco Barros. *Um estudo comparativo entre BPSK e QAM, utilizando OFDM, com aplicação aos Sistemas Móveis de Quarta Geração*. Niterói, 2010. 196 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) – Escola de Engenharia, Universidade Federal Fluminense, 2007. Disponível em: <<http://www.bdt.dndc.uff.br>>. Acesso em: 12 fev. 2013.

[7] SCHWARTZ, Christofer. *Ferramenta de previsão de desempenho do sistema ISDB-T de TV digital*. Curitiba, 2011. 118 f. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2011. Disponível em: <<http://dspace.c3sl.ufpr.br>>. Acesso em 12 fev. 2013.

[8] BEEK, Jan-Jaap van de; ODLING, P. Å; WILSON, S.K.; Borjesson, P.O. Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM). *Review of Radio Science 1996 - 1999*, New York: Oxford University Press, 1999.

[9] WIRELESS FORUM – SDR FORUM. *What is Software Defined Radio?*. Site com diversas informações sobre Rádio Definido por Software. Disponível em: <[http://www.wirelessinnovation.org/What\\_is\\_SDR](http://www.wirelessinnovation.org/What_is_SDR)>. Acesso em: 25 de janeiro de 2013.

[10] TUTTLEBEE, Walter. *Software Defined Radio: Origins, Drivers and International Perspectives*. Baffins Lane, Chichester, West Sussex, England: John Wiley & Sons Ltd, 2002. 329 p. Part1, p. 1-18.

[11] MATOS, Roberto de. *Arquitetura de Canais para Rádios Definidos por Software de Múltiplas Camadas*. Florianópolis, 2010. 87 fl. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Automação e Sistemas) - Departamento de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010. Capítulo 2, p. 5-18. Disponível em: < [http://www.lisha.ufsc.br/pub/Matos\\_MSC\\_2010.pdf](http://www.lisha.ufsc.br/pub/Matos_MSC_2010.pdf)> . Acesso em: 12 de fev. de 2013.

[12] FETTE, Bruce. *Cognitive Radio Technology*. Oxford: Elsevier, 2006. 622 p. Capítulo 1, p. 1-25.

[13] FETTE, Bruce. *Cognitive Radio Technology*. Oxford: Elsevier, segunda edição, 2009. 828 p. Capítulo 1, p. 1-26.

[14] COSOVIC, Ivan; BRANDES, Sinja; SCHENELL, Michel. A Technique for Sidelobe Suppression in OFDM Systems. In: IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE, (GLOBECOM '05), 2005, St. Louis. *IEEE Conference Publications...St. Louis*: IEEE, 2005. 6 v. v.1.

[15] COSOVIC, Ivan; BRANDES, Sinja; SCHENELL, Michel. Subcarrier Weighting: A Method for Sidelobe Suppression in OFDM Systems. *IEEE Communications Letters*, v. 10, n. 6, p. 444-446, jun. 2006.

[16] PAGADARI, Srikanth; RAJBANSHI, Rakesh; WYGLINSKI, Alexander M.; MINDEN, Gary J.. Sidelobe Suppression for OFDM-Based Cognitive Radios Using Constellation Expansion. In: IEEE WIRELESS COMMUNICATIONS AND NETWORKING CONFERENCE, 2008, Las Vegas. *IEEE Conference Publications...Las Vegas*: IEEE, 2008. p. 888-893.

[17] COSOVIC, Ivan; MAZZONI, Tiziano. Suppression of Sidelobes in OFDM Systems by multiple-choice sequences. *European Transactions on Telecommunications*, v. 17, n. 6, p. 623-630, dez. 2006.

[18] BRANDES, Sinja; COSOVIC, Ivan; SCHENELL, Michel. Sidelobe Suppression in OFDM Systems by Insertion of Cancellation Carriers. In: IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 2005, Dallas. *IEEE Conference Publications...Dallas*: IEEE, 2005. 4 v. v.1, p. 152-156.

[19] BRANDES, Sinja; COSOVIC, Ivan; SCHENELL, Michel. Reduction of Out-of-Band Radiation in OFDM Systems by Insertion of Cancellation Carriers. *IEEE Communications Letters*, v. 10, n. 6, p. 420-422, jun. 2006.

## APÊNDICE

### A.1 LISTAGEM DOS PROGRAMAS IMPLEMENTADOS

#### A.1.1 PROGRAMA PARA SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA EXPERIMENTAL DE CANCELAMENTO COM UMA ÚNICA PORTADORA DE DADOS

$T := 6$           Número total de portadoras de guardas

$K := 3$           Configuração das portadoras de guarda

$\text{Bin}(x) := \left\{ \begin{array}{l} y \leftarrow x \\ \text{for } j \in 0..T-1 \\ \quad \left\{ \begin{array}{l} b_j \leftarrow \text{mod}(y, 2) \\ y \leftarrow (y - b_j) \div 2 \end{array} \right. \\ b \end{array} \right.$            $b := \text{Bin}(K)$            $b^T = (1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0)$

$s(f) := \text{sinc}(\pi f)$

$$f(c) := \int_{T+1}^{\infty} \left[ s(f) + \sum_{k=0}^{T-1} (b_k \cdot c_k \cdot s(f+k+1)) \right]^2 df$$

$P := 10$           Potência máxima das CCs

Given

$c := \text{runif}(T, 0, 2\sqrt{P} + 0.01)$            $c := \overrightarrow{(b \cdot c)}$            $c^T = (8.035 \times 10^{-3} \ 1.225 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0)$

$(|c|)^2 < P$

$C := \text{Minimize}(f, c)$

Potência do sidelobe:           $f(C) = 4.8529 \times 10^{-8}$

Potência CC:                   $(|C|)^2 = 6.8492$

Amplitudes CC:               $C^T = (2.27952 \ 1.28569 \ 0.00000 \ 0.00000 \ 0.00000 \ 0.00000)$

### A.1.2 PROGRAMA PARA SIMULAÇÃO DE UM NOVO SISTEMA DE CANCELAMENTO COM MÚLTIPLAS PORTADORAS DE DADOS

$$s(x) := \text{sinc}(\pi \cdot x)$$

$$S(n, m, i) := \begin{cases} \text{for } j \in 0..n-1 \\ \quad \text{for } k \in 0..i-1 \\ \quad \quad S_{n-j-1, k} \leftarrow s(j+k+m+1.5) \\ \text{augment}\left(\text{reverse}(\text{reverse}(S)^T), S\right) \end{cases}$$

$$R(n, v, i) := \begin{cases} m \leftarrow \text{last}(v) \\ \text{for } j \in 0..m \\ \quad \text{for } k \in 0..i-1 \\ \quad \quad \begin{cases} R_{j, k} \leftarrow s(k-i-j-0.5) \cdot v_{m-j} \\ R_{j, k+i} \leftarrow s(k+n-j+2m+0.5) \cdot v_{m-j} \end{cases} \\ \text{stack}\left(R, \text{reverse}(\text{reverse}(R)^T)^T\right) \end{cases}$$

$$S(4, 2, 4) = \begin{pmatrix} 0.049 & -0.058 & 0.071 & -0.091 & 0.049 & -0.042 & 0.037 & -0.034 \\ -0.042 & 0.049 & -0.058 & 0.071 & -0.058 & 0.049 & -0.042 & 0.037 \\ 0.037 & -0.042 & 0.049 & -0.058 & 0.071 & -0.058 & 0.049 & -0.042 \\ -0.034 & 0.037 & -0.042 & 0.049 & -0.091 & 0.071 & -0.058 & 0.049 \end{pmatrix}$$

$$R[4, (1 \ 0)^T, 4] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.058 & 0.071 & -0.091 & 0.127 & -0.058 & 0.049 & -0.042 & 0.037 \\ 0.037 & -0.042 & 0.049 & -0.058 & 0.127 & -0.091 & 0.071 & -0.058 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$N := 60$$

$$L := 32$$

$$d := \text{sign}(\text{morm}(N, 0, 1))^T$$

$$v := (1 \ 1)^T \quad M := \text{length}(v) = 2$$

$$D := S(N, M, L)$$

$$B := (d \cdot D)^T$$

$$A := R(N, v, L)^T$$

$$x := \text{lsolve}(A, -B) \quad x^T = (-3.3 \ -7.002 \ -1.79 \ -0.502)$$

$$y := x \quad (|x|)^2 = 63.376$$



P := 6

Given

$$A \cdot y = -B \quad (|y|)^2 < P$$

CTOL := 0.1

$$z := \text{Find}(y) \quad z^T = (-0.084 \quad -2.388 \quad -0.407 \quad 0.358) \quad (|z|)^2 = 6.001$$

$$\text{ERR}^2 = 0.032$$

$$\text{Err}(z) := (|A \cdot z + B|)^2 \quad \text{Err}(z) = 0.032$$

$$f(x, a, b, p) := \text{lsolve}(\text{stack}(a, x^T), \text{stack}(-b, p))$$

```

Sol(a, b, p) :=
  x ← lsolve(a, -b)
  xx ← x
  p1 ← ( x )2
  p2 ← p1
  pmin ← p1
  n ← 1
  N ← (p2 ÷ p)2
  tol ← 1 × 10-3
  while p1 - p ÷ p > tol ∧ p2 > p
    if n > 10ceil(log(N)) + 10
      n ← -1 if pmin - p ÷ p > 0.1
      x ← y
      break
    x ← f(xx, a, b, p)
    d ← x - xx
    xx ← xx +  $\frac{d}{2N} \cdot \left[ \frac{N + 5(n - 1)}{n} \right]$ 
    p1 ← ( x )2
    if p1 - p < pmin - p
      pmin ← p1
      y ← x
      n ← n + 1
  stack(x, n)
sol := Sol(A, B, P)
r := submatrix(sol, 0, 2M - 1, 0, 0)
Ni := sol2M} = 76

```

$$r^T = (-0.083 \quad -2.386 \quad -0.407 \quad 0.357)$$

$$\text{Err}(r) = 0.032$$

$$(\ r)^2 = 5.994$$

$$N_i = 76$$

$$z^T = (-0.084 \quad -2.388 \quad -0.407 \quad 0.358)$$

$$\text{Err}(z) = 0.032$$

$$(\ z)^2 = 6.001$$

$$(\ x)^2 = 63.376$$

$$v := (1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0)^T$$

$$M := \text{length}(v) = 6$$

```

Stat(N,L,v,p,K) :=
  M ← length(v)
  D ← S(N,M,L)
  A ← R(N,v,L)^T
  j ← 0
  for k ∈ 0..K-1
    d ← sign(morm(N,0,1))
    d ← d ÷ ( d )
    P ← p ÷ (1 - p)
    B ← (d^T · D)^T
    sol ← Sol(A,B,P)
    s ← submatrix(sol,0,2M-1,0,0)
    Ni ← sol2M
    if Ni > 0
      outj,0 ←  $\frac{(A \cdot s + B)^2}{1 + (s)^2}$ 
      outj,1 ←  $\frac{(s)^2}{1 + (s)^2}$ 
      j ← j + 1
  out
  s := Stat(128 - 2M, 32, v, 0.868, 10000)
  Ns := rows(s) = 10000
  μs := mean(s<0>) = 6.088 × 10-6
  σs := stdev(s<0>) = 1.256 × 10-5
  μp := mean(s<1>) = 0.755
  σp := stdev(s<1>) = 0.186

```

### A.1.3 PROGRAMA PARA SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE CANCELAMENTO PROPOSTO COM MÚLTIPLAS PORTADORAS DE DADOS E DUAS PORTADORAS DE CANCELAMENTO ATIVAS SEM LIMITAÇÃO DE POTÊNCIA

O programa para simulação de um sistema sem limite de potência nas portadoras de cancelamento é o mesmo da Seção A.1.2 com a seguinte instrução adicional:

LStat(N,L,v,K) :=	$M \leftarrow \text{length}(v)$ $D \leftarrow S(N,M,L)$ $A \leftarrow R(N,v,L)^T$ $j \leftarrow 0$ for $k \in 0..K-1$ <div style="border-left: 1px solid black; padding-left: 10px; margin-left: 20px;"> <math display="block">d \leftarrow \text{sign}(\text{morm}(N,0,1))</math> <math display="block">d \leftarrow d \div (d)</math> <math display="block">B \leftarrow (d^T \cdot D)^T</math> <math display="block">s \leftarrow \text{lsolve}(A,-B)</math> <math display="block">\text{out}_{k,0} \leftarrow \frac{(A \cdot s + B)^2}{1 + (s)^2}</math> <math display="block">\text{out}_{k,1} \leftarrow \frac{(s)^2}{1 + (s)^2}</math> </div>	$v := (1 \ 0 \ 1)^T \quad M := \text{length}(v) = 3$ $s := \text{LStat}(128 - 2M, 32, v, 1000)$ $N_s := \text{rows}(s) = 1000$ $\mu_s := \text{mean}(s^{(0)}) = 6.453 \times 10^{-5}$ $\sigma_s := \text{stdev}(s^{(0)}) = 5.444 \times 10^{-5}$ $\mu_p := \text{mean}(s^{(1)}) = 0.254$ $\sigma_p := \text{stdev}(s^{(1)}) = 0.172$
	out	

## A.2 FUNÇÃO LSOLVE

A função *lsolve* retorna a solução  $\mathbf{x}$  do sistema de equação  $\mathbf{M}\cdot\mathbf{x} = \mathbf{v}$  utilizando o método de decomposição LU.  $\mathbf{M}$  é uma matriz real ou complexa e  $\mathbf{v}$  é um vetor real ou complexo que possui o mesmo número de linhas de  $\mathbf{M}$ .

No caso de um sistema de equações inconsistente, *lsolve* retorna a solução dos mínimos quadráticos dado por *geninv* ( $\mathbf{M}$ )  $\mathbf{v}$ .

A função *geninv* ( $\mathbf{M}$ )  $\mathbf{v}$  retorna  $\mathbf{L}$ , que é a pseudo inversa de  $\mathbf{A}$  e que fornece a solução de mínimos quadráticos para um sistema de equações. Se  $\mathbf{x} = \mathbf{L}\cdot\mathbf{b}$ , então  $\mathbf{x}$  é o mínimo de  $|\mathbf{A}\cdot\mathbf{x} - \mathbf{b}|^2$ . Se  $\mathbf{A}$  for quadrada e não singular, a função *geninv* retorna  $\mathbf{A}^{-1}$ .

O método de decomposição LU, utiliza a função *lu* ( $\mathbf{M}$ ) que retorna uma matriz que contém três matrizes quadradas,  $\mathbf{P}$ ,  $\mathbf{L}$  e  $\mathbf{U}$ , todas com o mesmo tamanho de  $\mathbf{M}$ . Essas matrizes satisfazem a equação  $\mathbf{P}\cdot\mathbf{M} = \mathbf{L}\cdot\mathbf{U}$ , onde  $\mathbf{L}$  e  $\mathbf{U}$  são matrizes triangulares inferior e superior, respectivamente. A função *lu* utiliza o método de Crout com pivotamento parcial.